

三相正弦波变频电源报告

摘要：本系统基于面积等效原理和奈奎斯特定理，采用 AC-DC 变换的方法，实现了市电到直流电压的转换；采用 SPWM 逆变器实现本地 DC-AC 的转换，采用 DDS 产生频率可变的 SPWM 脉冲，实现了本地交流电源的变频；采用 MAX197 采样、反馈，实现了对本地交流电源有效值的控制以及缺相和过流保护。

关键字：变频电源；三相正弦波；逆变；正弦脉宽调制

Abstract:

三相正弦波变频电源报告

一. 方案的选择与论证

1. 题目要求及相关指标分析

本题目要求制作以三相正弦波变频电源，输出线电压有效值 36V，输出频率 20-100HZ，各相电压的有效值小于 0.5V，输出负载电流 0.5A-3A 时，输出线电压有效值保持在 36V，误差小于 5%。基于上述要求本设计采用 AC-DC-AC 变换的方法，采用 SPWM 控制逆变器实现变频。由于逆变器的开关以及感性、容性负载等对逆变器输出交流信号的延迟较严重，为了及时稳定变频电源的幅度，本设计采用多片 A/D 同时采样输出交流信号。

2. 方案的比较与选择

1) 正弦波脉宽调制实现方案的选择

(1) 自然采样法

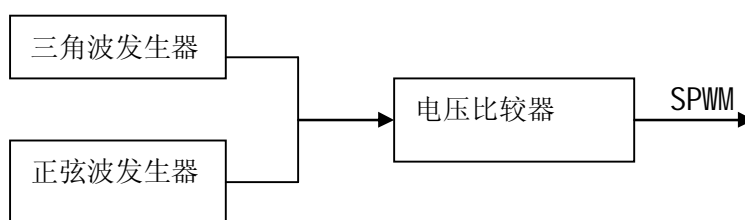


图 1 自然采样法

按照 SPWM 控制的基本原理，在三角波和正弦波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断，这种生成 SPWM 波形的方法称为自然采样法，采用硬件实现时的方框图如图 1 所示。

图 1 中三角波发生器负责产生符合要求的 SPWM 载波信号（三角波），正弦波发生器产生用户需要频率的正弦波信号，电压比较器在三角波和正弦波的自然交点的时刻实现翻转，控制功率开关器件的通断。

自然采样法生成的 SPWM 波形很接近正弦波，若采用软件实现自然采样时需要解超越方程，需要花费大量的时间，难以实现实时控制；若采用硬件实现，为了控制逆变器功率器件的死区，需要很复杂的硬件来延时。

(2) 规则采样法

如图 2 所示取三角波两个正峰值之间的时间间隔为一个采样周期 T_c ，在三角

波的负峰值时刻 t_D 对正弦信号波采样而得到D点,过D点作一水平直线和三角波分别交于A、B两点,在A点时刻和B点时刻控制功率开关器件的通断。可见A、B两点间的时间间隔就是脉冲宽度,则规则采样法得到的脉冲宽度为

$$d = \frac{T_c}{2}(1 + a \sin \omega_r t_d) \quad a \text{ 为调制度, 即为三角波和正弦波的峰值之比, 且}$$

$0 \leq a < 1$ 。 ω_r 表示正弦信号的角频率。

设载波比 $k = \frac{f_c}{f_r}$, f_c 、 f_r 分别表示载波(三角波)的频率和调制波(正弦波)

的频率,则一个调制波周期内第 i 个脉冲的宽度为

$$d_i = a \left(0.5 + 0.5 \sin \left(\frac{2\pi i}{k} \right) \right) \quad 0 \leq i \leq k \quad (1-1)$$

由式(1-1)可以看出采用规则采样法,为了计算方便,需要在ROM中先创建一个 k 点正弦波表,当采用异步调制时需要根据改变后的载波比,重新向ROM中写入正弦波表。这种SPWM生成方式比较适宜于采用同步调制。

(3) DDS调制法

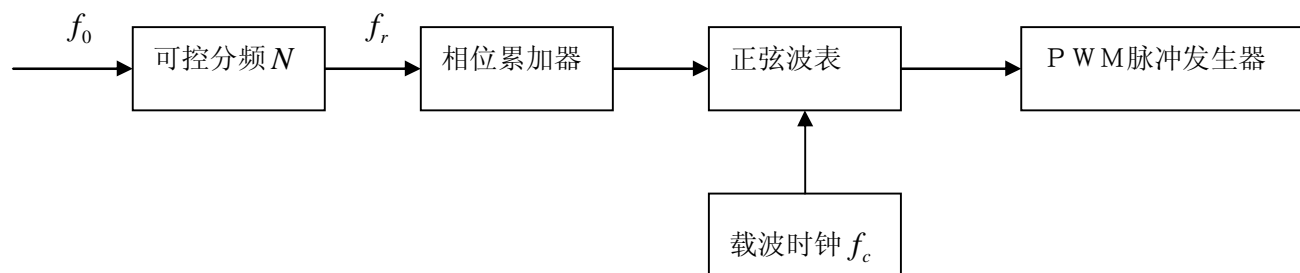


图3 DDS调制法

图3中可控分频单元根据用户设定的三相交流电源的频率值 f_r 设定分频系数 N ,

$$N = \frac{2^n f_r}{f_0}, \quad n \text{ 表示相位累加器的位数, 相位累加器在频率为 } \frac{f_0}{N} \text{ 的时钟下进行相}$$

位累加,并且将相位累加值选择适当的位数加到正弦波表的地址总线上,每个载波时钟的上升沿时,地址总线选中的单元的正弦波数据输出到PWM脉冲发生器,PWM脉冲发生器根据正弦波数据产生脉冲宽度调制波,由于PWM脉冲发生器产生的脉冲宽度调制波的脉冲宽度受到正弦波数据的调制,所以PWM脉冲发生器的输出即为正弦信号调制波。

题目要求三相交流电源的输出频率为20HZ-100HZ,选择频率远大于100HZ的基准时钟源 f_0 和调制时钟频率可以使SPWM的正弦相位分辨率达到很高的精度。

综上所述的比较与分析,根据本课题的技术指标的要求,本设计正弦波脉宽调

制实现方案选择 DDS 调制法。

2)SPWM 调制方式的选择

(1) 异步调制

载波信号和调制信号频率不保持同步的调制方式称为异步调制。异步调制时保持载波时钟频率 f_c 不变,当调制正弦波的频率 f_r 发生变化时,载波比 k 跟随变化,在调制波的一个周期内 PWM 脉冲的个数不固定,相位也不固定。正负半周期脉冲不对称,半周期内前后 $\frac{1}{4}$ 周期的脉冲不对称,造成信号的谐波分量较丰富,给后级滤波电路造成困难。

(2) 同步调制

载波比 k 恒定的调制方式称为同步调制。同步调制时 PWM 脉冲在一个周期内的个数是恒定的,脉冲的相位也是固定的,将调制比 k 设定为 3 的整数倍时,可以使输出波形严格对称,从而有效地降低信号的谐波分量。但是当逆变电路的输出频率比较低时,同步调制载波的频率 f_c 很低, f_c 过低时由调制带来的谐波不易滤出,当逆变电路的输出频率很高时,同步调制载波频率过高,使开关器件开关损耗严重。

本课题要求逆变器输出频率在 20HZ-100HZ,输出信号的频率较低,本设计采用的逆变电路为集成芯片 IM14400,IM14400 的 PWM 输入频率范围为 5KHZ-0.3MHZ,可以选择很高的载波比 k 。异步调制方式下,当载波比 k 很大时,正负半周期脉冲不对称和半周期内前后 $\frac{1}{4}$ 周期的脉冲不对称造成的谐波分量都很小, PWM 脉冲接近正弦波。

综上方案的比较与分析,根据本课题的技术指标要求,本设计的调制方式选择异步调制方式,载波频率固定为 16.8KHZ,最小载波比 $k=168$ 。

二.系统总体设计方案和实现框图

1. 系统总体设计方案

将市电通过隔离变压器输入到本地交流变频电源系统,隔离变压器的输出经过由整流桥后,产生全波整流信号,全波整流信号经过滤波,生成与输入交流电对应的直流电,从而实现 AC-DC 的转换。本设计的全波整流桥采用集成整流桥 KBL406。三相逆变器在 89S52 和 FPGA 产生的三相 SPWM 脉冲的控制下产生三相交流电。逆变器的输出交流电的频率等于 SPWM 脉冲的基波频率,通过控制 FPGA DDS 模块的可控分频比 N ,实现对调制正弦波频率的控制, SPWM 脉冲的基波频率等于调制波的频率,系统采用这种方法实现变频。逆变器输出的三相交流电经过缓冲吸收和 LC 滤波电路,生成本地三相正弦交流电。将锰铜片分别串的到三相交流电的一条相线中,通过采集锰铜片上的电压,实现对该相交流电的电流的测量。由于锰铜片的电阻只有 $2m\Omega$, I/V 转换后的电压信号很小,通过专用的小信号差分放大器 AD620 实现对电流取样小电压信号的放大。逆变器输出的三相交流电的线电压的有效值为 36V,假设加到负载上的交流电为标准正弦波,可以计算出三相交流电的相电压的峰值为 30V。通过在 Y 形负载的一个臂上并上分压电阻网络,

实现该相电压信号的衰减，通过射随的缓冲，实现 MAX197 对该相电压信号的有效采样。系统根据 MAX197 采样组的采样值计算各相交流电的电压有效值、电流有效值，交流电的功率，从而实现系统对交流电电压有效值、电流有效值，交流电的功率的测量。系统根据得到的各相交流电的有效值，采用 PD 算法，控制 SPWM 脉冲的占空比，实现输出线电压的稳定。各相电压的取样信号经过放大限幅、过零检测生成脉冲，系统采用等精度法实现变频电源系统频率的测量，系统根据系统测得的频率值和用户设定频率的差值，控制 DDS 生成正弦波的频率，从而实现变频电源频率的稳定。

2. 系统实现框图

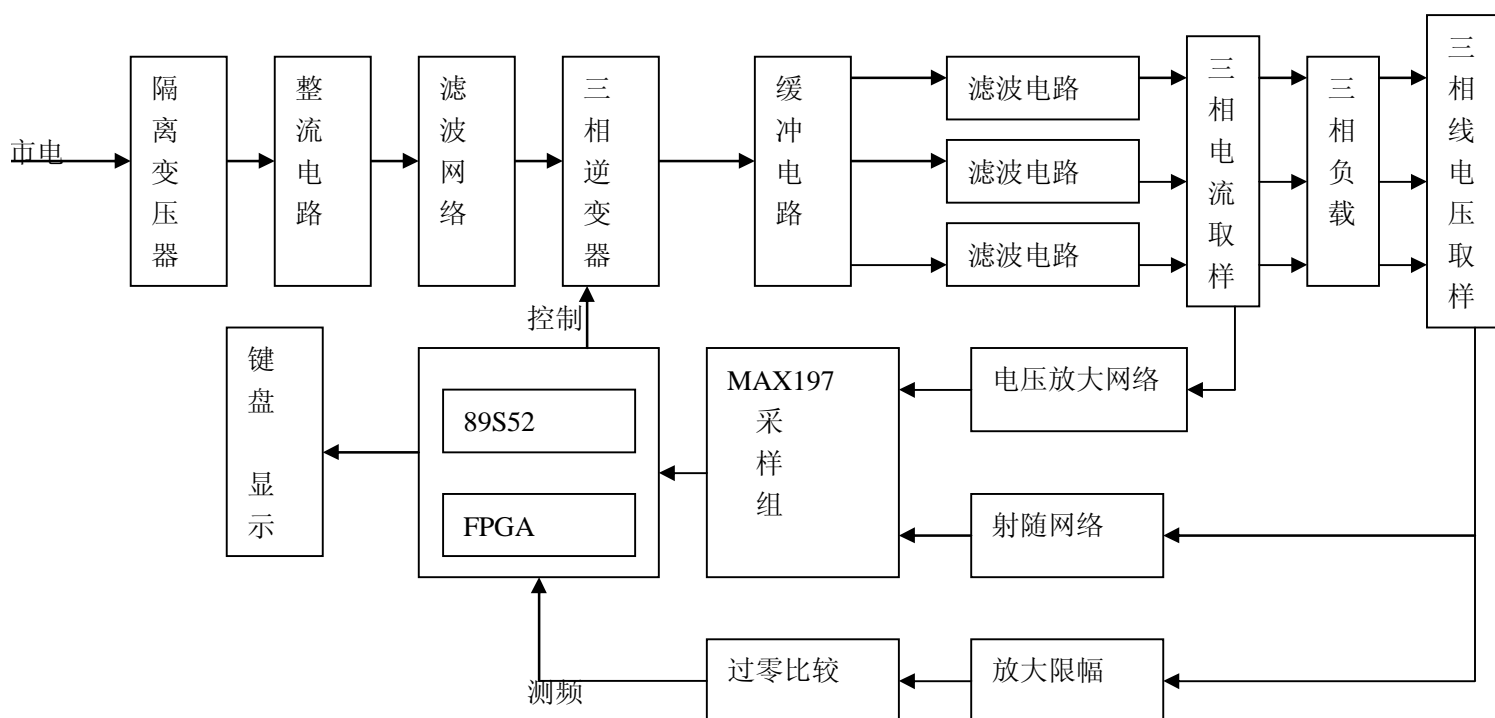


图 4 变频电源系统框图

三. 理论分析与计算

1. SPWM 逆变电源的谐波分析

在调制度 a 一定，并且三相共用一个载波信号的情况下，对输出线电压进行频谱分析，可以发现输出线电压的谐波角频率为：

$$w = nw_c \pm kw_r \quad (3-1)$$

式中， n 为奇数时， $k = 3(2m - 1) \pm 1, m = 1, 2, \dots$ ；

n 为偶数时, $k = \begin{cases} 6m+1 & m=0, 1, 2, \dots \\ 6m-1 & m=1, 2, \dots \end{cases}$ 。

由式(3-1)可知输出线电压的频谱没有载波频率 ω_c 的整数倍次谐波分量谐波中幅值较高的谐波分量是 $\omega_c \pm 2\omega_r$ 和 $2\omega_c \pm \omega_r$ 。

从上述分析可知: SPWM 波形中所含的谐波主要是角频率为 ω_c 、 $2\omega_c$ 及其附近的谐波。由于本设计采用的是异步调制方式, 最小载波比 $k = \frac{\omega_c}{\omega_r} = 168$, 即 $\omega_c \gg \omega_r$, 所以 PWM 波形中所含的主要谐波分量的频率比基波分量的频率高很多, 谐波分量很容易被滤出。

2. 三相交流电电压、电流有效值和功率的计算

对于负载端采用 Y 形连接组成的三相电路, 每相交变电压信号输入端相对于 Y 形连接公共点的电压称为相电压 u_p , 该输电线称为火线, 采用三相四线制的交变电路有三条火线, 各相电压信号间的相位差为 120° , 火线之间的电压称为线电压 u_l 。假设输电线上输送的交变电压信号是标准的正弦信号, 则

$$U_l = \sqrt{3}U_p$$

U_p, U_l 分别表示相电压和线电压的有效值。

因此当线电压的有效值 $U_l = 36V$, 各相相电压的有效值 $U_p = 20.78V$

每相中的电流称为相电流 i_p , 火线中的电流成为线电流 i_l , 在 Y 形连接中相电流等于线电流 $i_p = i_l$ 。

每相负载的功率为

$$P_p = U_p I_p \cos \Phi_z$$

其中 I_p, Φ_z 分别表示相流的有效值、每相中电流和电压的相位差, 由于 Y 形负载要求负载严格对称, 因此每相中电流和电压的相位差都是相等的。所以三相的总功率为

$$P = 3P_p = 3U_p I_p \cos \Phi_z$$

当 Y 形负载为纯阻性负载时, 每相中电流和电压都是同相的, 即 $\Phi_z = 0$, 所

以当 Y 为形纯阻性负载时，三相的总功率为

$$P = 3U_p I_p$$

在数字系统中为了获得负载为 Y 形纯阻形负载时三相电源的总功率，需要对某一相的电流、电压在一个信号周期内采样，并将瞬时电流、瞬时电压的采样值存储在两个 RAM 区中，然后根据 RAM 区中的数据计算该相交流电压、电流的有效值。则该相电压的有效值 U_p ，该相电流的有效值 I_p 为

$$U_p = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{u_i R}{2^n} - V_{ref} \right)^2}}{GN} \quad (3-2)$$

$$I_p = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{i_i R}{2^n} - V_{ref} \right)^2}}{GNr} \quad (3-3)$$

式 (3-2)、(3-3) 中 N 表示每个信号周期的采样点数， G 表示原始电压信号的增益， u_i 表示 RAM 区存储的第 i 个电压数据， i_i 表示 RAM 区存储的第 i 个电流数据， R 表示 A/D 的能够转化的电压范围， V_{ref} 表示 A/D 的参考电压， r 表示电流取样电阻的阻值。

3. 载波频率的选择

由 SPWM 逆变电源的谐波分量的分析可知：SPWM 电压源型逆变器输出线电压谐波分量分布在载波 w_c 周围，提高 SPWM 的载波频率，则逆变器输出的线电压的主要谐波分量将会分布在较高的频段，而使逆变器输出的电压呈现很低的失真度。

但是提高载波频率，会使逆变器中功率开关管的开关频率提高，会使逆变器的开关损害大幅度地增加。

另外载波频率提高受到硬件的限制，本设计的逆变器采用集成芯片 IM14400。通常情况下 IM14400 的关断延迟 $T_{off} = 0.9\mu s$ ，开启延迟 $T_{on} = 0.73\mu s$ ，由于 IM14400 的关断延迟大于开启延迟，造成 IM14400 的同一相的上下两个桥臂可能同时导通。实际电路中由于硬件的时延，SPWM 采样时刻的误差，以及为了防止同一相的上下两个桥臂同时导通而设置死区。IM14400 的最小死区设置为 $3\mu s$ SPWM 脉冲的每一个开关脉冲之前都要加一个至少 $3\mu s$ 的死区 t_{dead} ，则 IM14400 的开关周期 $T_g \geq 3\mu s$ ，开关周期 T_g 和载波周期相等 T_c ，所以载波频率 $f_c \leq 0.33\text{MHz}$ 。IM14400 要求输入的最低 PWM 脉冲频率 $f_c \geq 5\text{KHz}$ ，所以

$5\text{KHZ} \leq f_c \leq 0.33\text{MHZ}$ 。死区和开关时延是限制载波频率提高的最主要的因素。

载波频率 f_c 越大，开关周期越短， $\frac{t_{dead}}{T_s}$ 就越大，逆变器的输出电压的谐波分布越复杂。

综上因素考虑本系统设计时将载波频率选定为 $f_c = 16.8\text{KHZ}$ ，按照课题要求的交流电源输出频率范围，载波比 $168 \leq k \leq 840$ 。

四.主要功能电路设计

1.整流电路设计

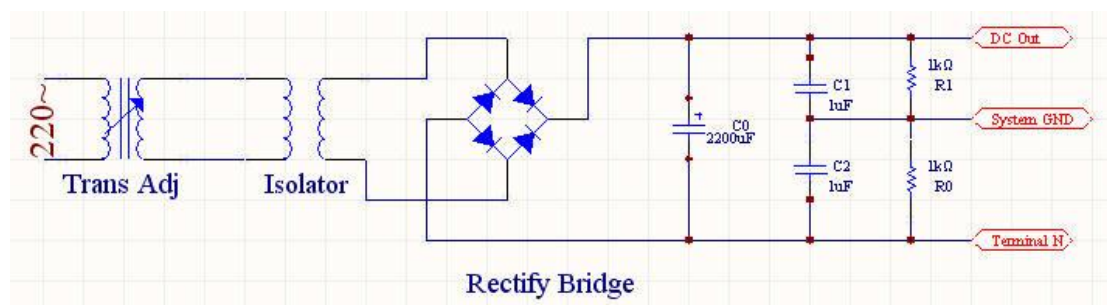


图 5 整流电路

图 5 所示为本系统的整流电路，隔离变压器将系统地和市电网隔离开，抑制电网噪声干扰，全波整流桥实现对交流信号的全波整流，全波整流的结果是将地对称交流信号的负电压部分对称地翻折到地电平以上，滤波电容 C_0 求出该信号中的直流电压，实现 AC-DC 的转换。分压电容 C_1, C_2 的参数一致，保证输出系统地的电势介于 DC Out 的电势和 N 端电势的中点，这种地线引出方式是为了保证逆变电路输出的交变信号是双极性的，并且对系统地直流偏置电压为 0。实际电路中由于分压电容 C_1, C_2 的参数不一致，导致逆变电路输出的交变信号有直流偏置，因此在分压电容 C_1, C_2 的后级并入对称的分压电阻 R_1, R_0 ，以抑制分压电容 C_1, C_2 的参数不一致造成的影响。为了保证整流电路有较好的负载特性，应该选择阻值很小的电阻，但是阻值过小将导致电路的功耗过高，本设计选择的电阻值为 $1\text{k}\Omega$ 的大功率电阻。假设全波整流桥的整流特性以及各器件的特性理想，设隔离变压器的输出电压信号为 $u(t) = A \sin \omega t$ ，则对全波整流桥的输出

电压信号的一个半波求直流分量，则 $U_{avr} = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} A \sin \omega t dt = \frac{2A}{p}$ ，因此整流电路

的输出电压 $U_{out} = \frac{2A}{p}$ ，则分压电阻 R_1 、 R_0 的功耗为 $P = \frac{2A^2}{p^2R}$ ， $R = R_1 = R_0$ 。

2. 逆变电路设计

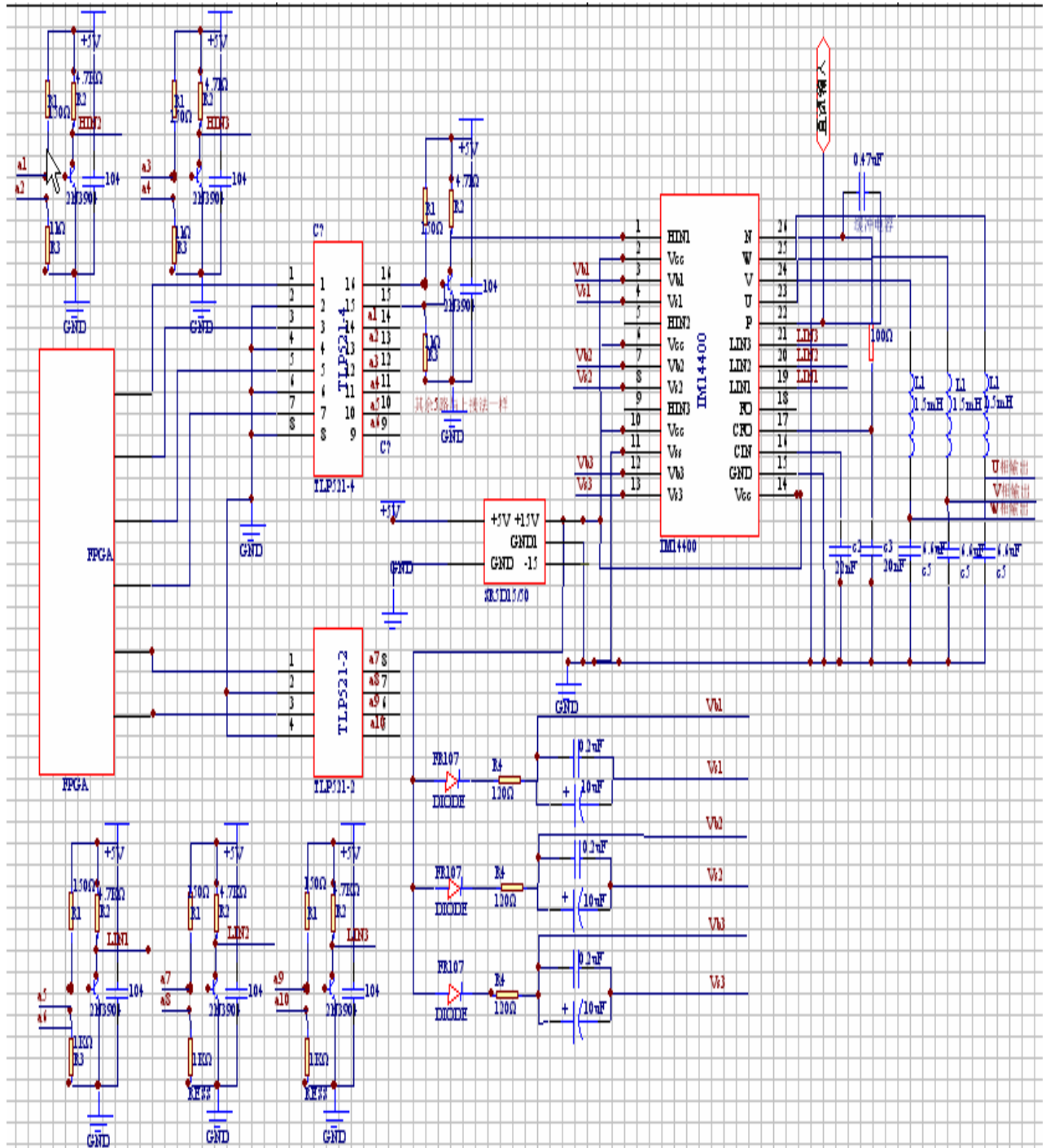


图 6 逆变电路

本设计的逆变电路以集成芯片 IM14400 为核心，由光耦电路、SPWM 逆变电路，缓冲吸收电路，LC 滤波电路组成。三相 SPWM 脉冲信号通过光耦电路，驱动 IM14400 工作。光耦电路将 FPGA 和逆变电路隔离开，保证 FPGA 的正常工

作。缓冲吸收电路由 3.3uF 的聚苯电容构成，缓冲吸收电路的作用是抑制 IM14400 内部的过电压和过电流，减小器件的开关损耗。缓冲吸收电路的工作原理是：当逆变器的上下两个桥臂反向时，流过负载电感的电流不会立即反向，致使交流侧的无功能量反馈到直流侧，直流侧电容暂时吸收储存该无功能量，从而抑制了过电流、过电压的发生，减小了器件的开关损耗。LC 滤波电路抑制 SPWM 中的谐波分量，提高三相变频电源谐波的纯度。LC 滤波电路的设计思想已在“SPWM 逆变电源的谐波分析”中做过分析。

3.测频电路设计

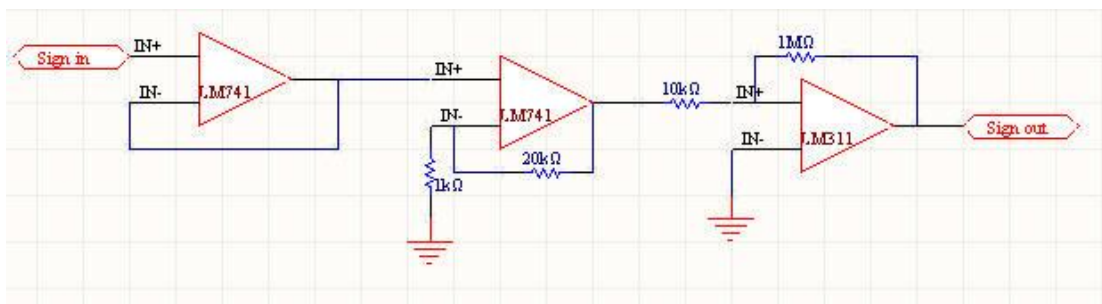


图 测频电路

如图 所示前级放大器 LM741 的输入来自于相电压的电压衰减网络，该衰减网络的输出电阻很大，为了实现衰减网络和测频电路的阻抗匹配，在测频电路的输入端加上一级射随。电压衰减网络将峰值为 30V 的相电压衰减为峰值为 4V 的电压信号，为了抑制由于衰减网络参数不稳定引入的寄生调幅，在测频电路中加入一级放大限幅电路，后级的 LM311 和两个电阻构成迟滞比较器，能够很好的抑制地比较器输出脉冲沿上的抖动，使输出的脉冲具有干净的沿，便于后级 FPGA 测频。

4.电流取样信号处理电路设计

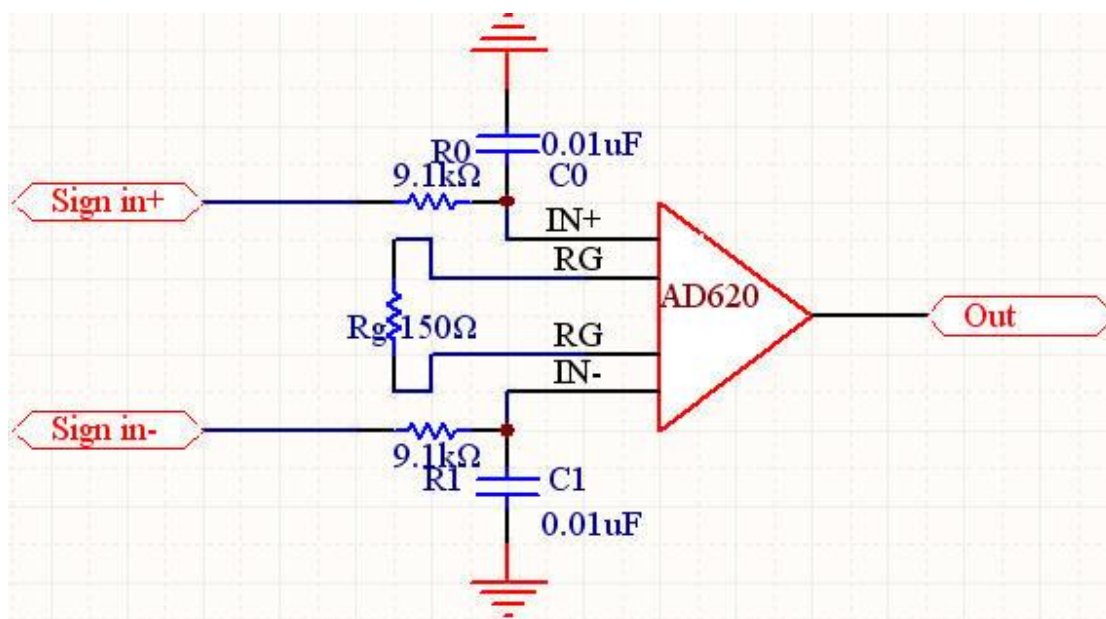


图 电流取样信号处理

如图 所示的电流取样信号处理电路由两部分组成：抗混叠滤波、差分放大。抗混叠滤波由简单的一阶阻容低通滤波电路组成，该处理电路单元的后级是由 Max197 组成的采样电路。本设计时 Max197 工作与内部时钟方式，由系统 SPWM 生成器中的 256 点正弦波表的最低位地址的高电平到来时，向 Max197 组写命令字，启动 Max197 组转换一次三路线电压，在正弦波表的最低位的低电平到来时再向 Max197 写一次命令字启动 Max197 组转换一次三路线电流。依据本设计的思想，Max197 的采样率 f_s 等于变频电源频率值的 512 倍。根据本课题的要求每变频电源的频率范围为 20HZ-100HZ，因此 Max197 的采样时钟的频率 $10240\text{HZ} \leq f_s \leq 51200\text{HZ}$ 。根据均匀抽样定理：一个频带限制在 $(0, f_H)$ 赫内的连续时间信号 $m(t)$ ，如果以 $T_s \leq \frac{1}{2f_H}$ 秒的时间间隔进行等间隔抽样，则 $m(t)$ 将被抽样值完全确定。则 $f_H \leq \frac{1}{2}f_s$ 即 $f_H \leq 5120\text{HZ}$ 。所以本设计的抗混叠滤波器的截止频率 $100\text{HZ} < f_H \leq 5120\text{HZ}$ 。

本设计的抗混叠滤波器的截止频率选择在 1.8KHZ。

本设计的电流取样信号放大电路，由专用的小信号差分放大器 AD620 来实现。本设计要求相电流的电流强度 $I, 0.5\text{A} < I < 3.5\text{A}$ ，锰铜片取样电阻的电阻值为 $2\text{m}\Omega$ ，因此电压范围为 $1.4\text{mV}-10\text{mV}$ ，本设计将小电压信号放大 330 倍，放大倍数 G 由电阻 R_g 决定，即 $G = \frac{49.4\text{k}\Omega}{R_g} + 1, R_g = 150\Omega$ 。

5.Max197 采样电路设计

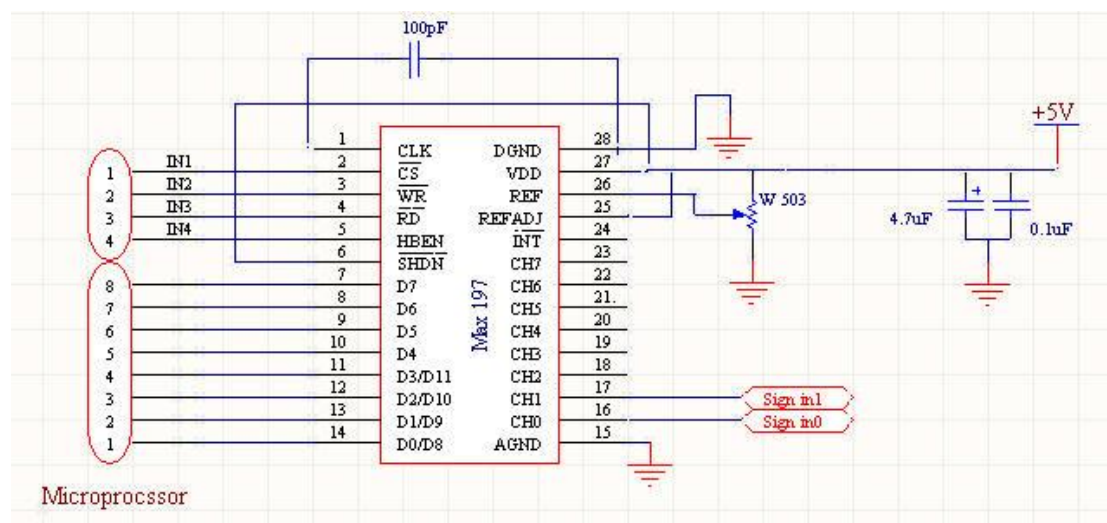


图 Max197 采样电路

Max197 是具有很高数据分辨率数据采集芯片，有 8 路可编程模拟量输入通道，

具有 12 位分辨率以及 $1/2\text{LSB}$ 的线性度，同时具有两种时钟、电源模式，和最高 100ksps 的采样速率。本设计中 Max197 工作与内部时钟和内部参考电源方式，Max197 采样电路一相线电流、线电压，两路模拟量分别从 CH0，和 CH1 输入，采用时分复用方式。由电流取样信号处理电路设计的分析可知本设计 Max197 的最高采样率为 51.2ksps，符合 Max197 的工作条件。

6.SPWM 脉冲发生器

五.系统软件设计

1.基本内容

系统软件设计包括 FPGA 和单片机程序设计，主要是 FPGA 程序设计。单片机主要完成键盘响应、LCD 显示以及从 FPGA 中读数计算的功能。FPGA 完成系统的主要功能，包括测频，Max197 状态机，形成 SPWM 脉冲。

测频单元负责测量一相线电压的频率值。Max197 状态机实现 Max197 组的采样保持、A/D 转换和采样存储。3 片 Max197 都工作与内部时钟方式，每片 Max197 负责一相线电压、线电流的采样。单片 Max197 有 8 路模拟量输入和 8 采样保持电路，单相线电压和线电流采用分时复用的方式实现采样转换。6 路 A/D 转换对应于 6 个 RAM 区，系统采用 74LS245 实现了系统数据总线的扩展。256 点正弦波表的地址总线的最低位的上升沿到来时，三相线电压同时实现采样保持、A/D 转换、和采样存储；256 点正弦波表的地址总线的最低位下降沿到来时，三相线电流同时实现采样保持、A/D 转换、和采样存储。这种采样方式能够使系统在一个信号周期内获得三相线电压、线电流的全部信息，为系统及时控制输出电压的幅度创造了非常有利的条件。SPWM 脉冲形成单元配合测频单元、Max197 组、单片机，采用 DDS 技术实现了稳频、稳压三相 SPWM 脉冲的产生。SPWM 生成器的稳频、稳压的实现都是基于 PD 算法。

2 主要软件实现框图

1) 稳频稳压三相 SPWM 生成器软件实现框图

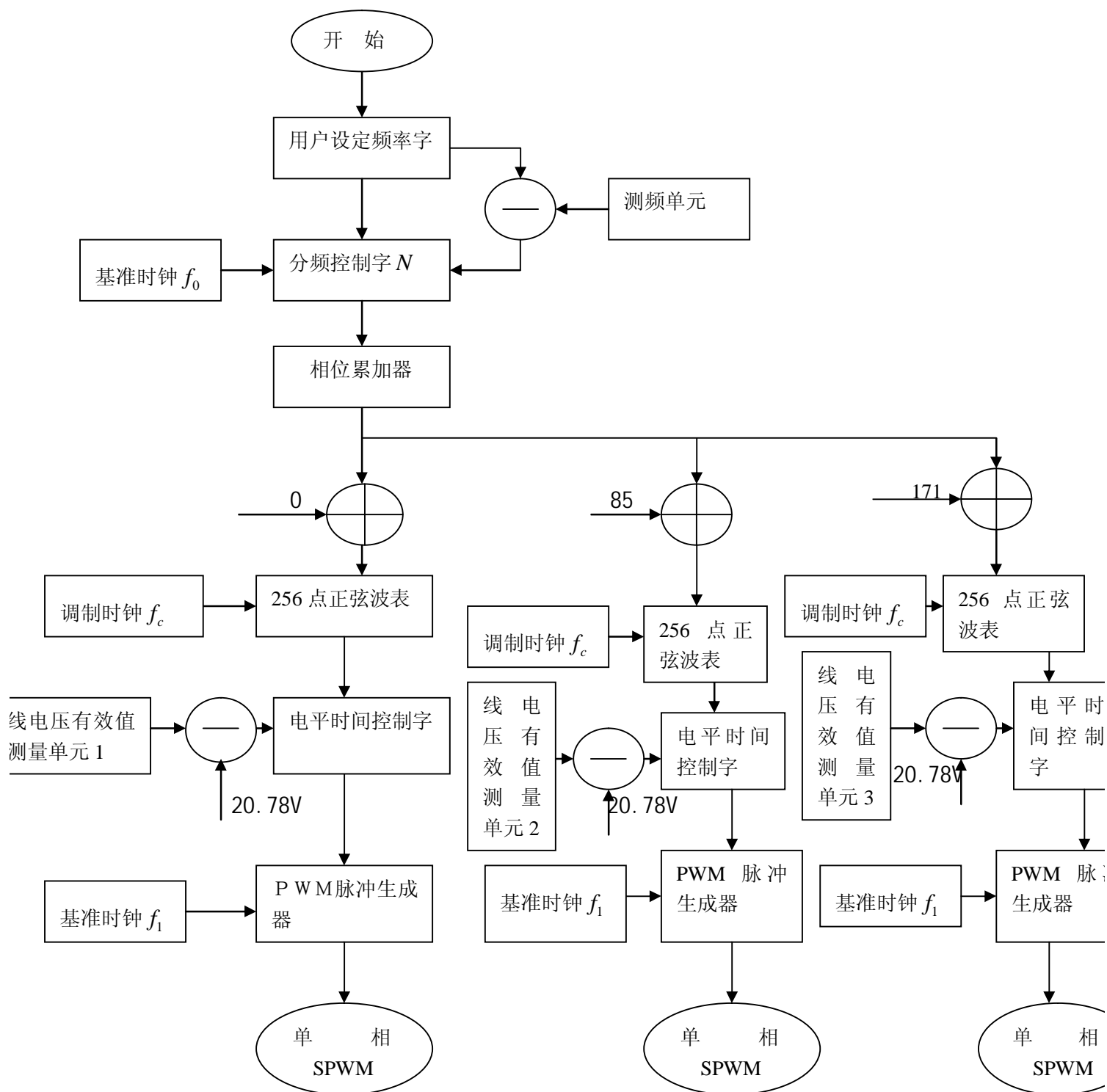


图 稳频稳压三相 SPWM 脉冲生成器

FPGA 中的 SPWM 脉冲生成模块配合测频、Max197 组、单片机，采用 PD 算法，

可以实现稳频、稳幅三相 SPWM 脉冲的生成。实现原理如图 所示。用户在系统初始化时设置变频电源的频率值，FPGA 记录下该频率值。FPGA 根据记录下的频率值设置分频控制字 N ，相位累加器在基准时钟 f_0 N 分频后的时钟下进行相位累加，并将当前相位累加器的累加值选择相邻的 8 位数据位，分别加 0、加 85、加 171 后，加到 256 点正弦波表的地址端，加法器相加时溢出的数据为无效数据。加 0 是为了使三路数据同步，保证三路正弦载波的相位差。调制时钟 f_c 的上升沿到来时，正弦波表输出当前地址信号选中的正弦波数据。输出的正弦波数据在 PWM 脉冲生成器中生成相应的高低电平时间控制字，FPGA 记录下相应的控制字。PWM 脉冲生成器单元有两个控制字：高电平控制字 W_H 、低电平控制字 W_L ，

且 $W_H + W_L = \frac{f_1}{f_c}$ 。PWM 脉冲生成器在基准时钟 f_1 的驱动下计数，当计数值等于高

电平控制字时，PWM 脉冲的输出由高变低，PWM 脉冲生成器开始对低电平计数，当计数值等于低电平控制字时，PWM 脉冲生成器的输出由低变高，然后 PWM 生成器再在新的低、高电平控制字下输出相应占空比的 PWM 脉冲。PWM 一个脉冲的高电平时间和低电平时间之和始终等于调制时钟 f_c 的周期。

由于本系统采样 256 点正弦波表，即 256 点对应与一个正弦波周期的 360° 相位。三个 256 点正弦波表地址信号 85 和 170 的差别对应的正弦波的相位差为：

$$\Phi_1 = \frac{85}{256} \times 360^\circ = 119.53^\circ$$

$$\Phi_2 = \frac{171}{256} \times 360^\circ = 240.46^\circ$$

因此本系统生成的三相 SPWM 信号的相位差与标准的交流信号的 120° ， 240° 相位差有一定的偏差，最大偏差 0.54°

图 稳频原理：FPGA 测频单元采用等精度法测量某一相相电压的频率，FPGA 将测频单元测得的频率值与用户设定的频率值作减法，FPGA 用该差值去修改分频控制字 N ，从而达到稳定输出线电压频率的目的。

图 稳压原理：系统通过 3 路 Max197 分别采样三相相电压的瞬时电压值，通过计算得到当前该相相电压的有效值，FPGA 将测得的该相相电压的有效值与 20.78V 作减法，并通过该差值去修改相应的电平控制字，进而调整该相 SPWM 输出脉冲占空比的目的，使该相相电压的有效值稳定在 20.78V，通过使三相的相电压有效值都稳定在 20.78V，达到线电压稳压在 36V 的目的。36V 线电压有效值对应于 20.78V 的相电压有效值的原理见“三相交流电电压、电流有效值和功率的计算部分”。这种稳压原理的合理性在于：系统能够很好地保证三相相电压信号的相位差在 $120^\circ \pm 1^\circ$ 的范围内。

系统稳压、稳频都是基于 PD 算法。

2) 等精度测频软件实现框图

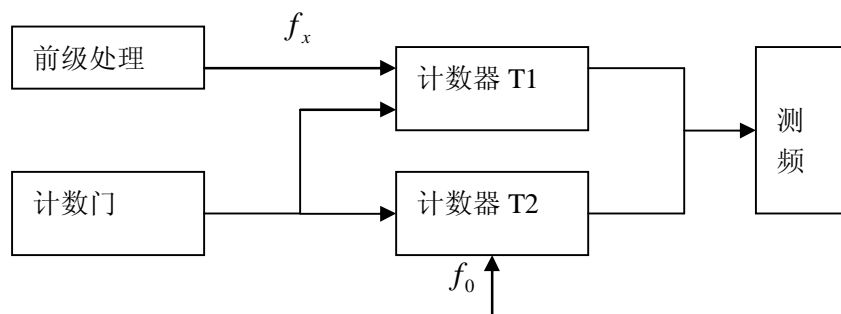


图 等精度法测频

前级处理单元将不规则的周期信号，变换为规则的方波信号；计数门设置计数门限，计数器 T1, T2 只有在门内才计数，计数门有被测信号的上升沿开启，一定长度的时间后，再由被测信号的上升沿关闭；计数器 T1, 计数器 T2 分别在计数门限内，对 f_x , f_0 计数；测频单元就是单片机的计数器数据处理得到 f_x 的 C 程序单元。

设在一个较长的门限内，T1, T2 的计数值分别为 T1, T2,

$$\text{则 } f_x = (T1/T2) \times f_0 \quad (5-1)$$

由于计数门的开启和关闭由被测信号操作，T1 的计数值误差很小，但是 T2 的计数值仍然存在多 1 少 1 的误差。

测频的最大相对误差为：

$$\begin{aligned} |\Delta f_x| / f_x &= \{ [T1/(T2-1)] f_0 - [T1/(T2+1)] f_0 \} / (T1/T2) f_0 \\ &= 2T2 / (T2^2 - 1) \end{aligned} \quad (5-2)$$

由式 (5-1) 可知：测频的误差与被测信号频率无关；由式 (5-2) 可知：当标准时钟的频率很高时，等精度法的测频范围可以很高。

六.测试数据与分析

1.系统测试方框图

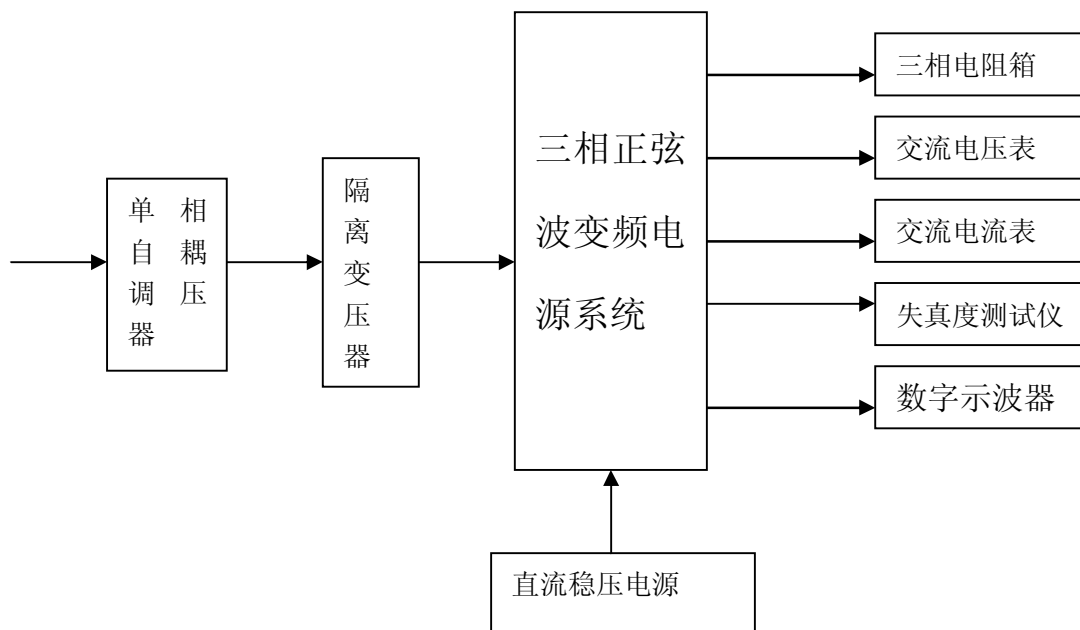


图 系统测试框图

2. 使用仪器及信号

清华同方计算机：P4 处理器，512M 内存，Windows XP 操作系统

直流稳压稳流电源：型号 SG1733

60M 数字存储示波器：型号 Tectronix TDS1002

万用表：型号 Fluke 17B

失真度测试仪：

交流电压表：

交流电流表：

3. 测试数据及数据处理

1) 变频电源输出频率范围各相电压有效值之差的测试

(1) 测试方法

将自耦调压器的输出调到 60V，将模拟负载三相电阻箱各臂的阻值都调整到 100k Ω 。改变系统的输出频率，将示波器和交流电压表分别接到变频电源某一相的输出端，调节示波器，观察波形是否对称，记录各相的输出的频率值，同时调节交流电压表，记录各相电压有效值。测量的频率点在 20HZ-100HZ 之间时，10HZ 一个测量步进，20HZ 以下以及 100HZ 以上各测 3 点。测试的过程中自耦调压器的输出保持 60V。

(2) 测试数据及数据处理

(1)测量方法

表 1

频率点单位： HZ		1	2	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	150	200	300
示波器 测得频 率值 单位： HZ	U相	1.	2													
	V相	1														
	W相	1.1														
交流电 压表测 得各相 有效值 单位：V	U相	16.0														
	V相	16.														
	W相	16														

表 1 数据表明本变频电源系统的输出频率范围为 2HZ-200HZ, 在该频段范围内可以实现变频电源输出频率的精确设定最大偏差 1 %。各相电压的最大偏差为 0.2V。

2) 输出线电压有效值误差测量

I. 变频电源的输出频率保持在 50HZ, 改变自耦调压器使输入电压在 198V~242V 之间变化, 输入电压从 198V 开始每隔 4V 一个电压步进, 直到输入电压达到 242V, 改变输入电压是要相应的改变模拟负载三相电阻箱各臂的电阻值, 使负载电流保持在 1.5A。每调节一次输入电压值, 在负载端用交流电压表并联在任意两个负载臂的输入端, 测量这两相的线电压有效值。注意每种线电压都要测到, 在改变模拟负载的电阻时一定要保持各个负载臂的平衡。

II. 变频电源的输出频率保持在 50HZ, 保持自耦调压器使输入电压在 220V, 改变模拟负载每个臂的电阻值, 用交流电流表测量负载电流值, 使负载电流从 0.5A 开始每隔 0.5A 一个电流步进, 直到负载电流达到 3A。每调节一次负载电流值, 在负载端用交流电压表并联在任意两个负载臂的输入端, 测量这两相的线电压有效值。注意每种线电压都要测到, 在改变模拟负载的电阻时一定要保持各个负载臂的平衡。

(2)测量数据及数据处理

I 表 2

输入电压	198	202	206	210	214	218	222	226	230	234	238	242
U_{UV}												
U_{VW}												
U_{WV}												

由表 2 可知输出负载电流 1.5A 恒定, 和频率 50HZ 恒定, 输入电压在 198V-242V 之间变化时, 输出线电压的有效值保持在 V,最大偏差为 %。

II 表 3

负载电流 单位: A	0.5	1.0	1.5	2.0	2.5	3.0
U_{UV} 单位: V						
U_{VW} 单位: V						
U_{WV} 单位: V						

由表 3 可知输入电压保持 220V 恒定, 输出电压的频率 50HZ 不变, 输出负载电流在 0.5A-3A 变化时, 输出线电压的有效值保持在 V,最大偏差为 %。

3)变频电源输出电压、电流、频率和功率的测量

(1)测量方法

改变自耦调压器的输入电压值, 改变变频电源的输出频率。在各相的负载输入端分别用交流电压表, 交流电流表测量该相的电压、电流有效值, 用示波器测量相电压的输出频率, 与系统测量的电压有效值、电流有效值、频率值对比。功率的测量是建立在电压有效值、电流有效值测量的基础上, 每相的功率等于该相电流与电压的有效值之积, 变频电源的总功率等于三相各相的功率之和。

(2)测量数据及数据处理

表 4

仪表测量值	U 相电流有效值 A				
	U 相电压有效值 V				
	V 相电流有效值 A				
	V 相电压有效值 V				
	W 相电流有效值 A				
	W 相电压有效值 V				
	频率值 HZ				
	功率值 W				
系统测量值	U 相电流有效值 A				
	U 相电压有效值 V				
	V 相电流有效值 A				
	V 相电压有效值 V				
	W 相电流有效值 A				
	W 相电压有效值 V				
	频率值 HZ				
	功率值 W				

由表 4 分析可知：变频电源系统能准确测量该变频电源的输出电压、电流、频率和功率

4)相电压失真度测量

(1)测量方法

将变频电源的输出经过适当的衰减后接到失真度测试仪，在同一输出电压下，改变输出频率，用失真度测试仪测量各相相电压的失真度。改变输出电压，再按照上述方法测量几组数据。

(2)测量数据及数据处理

表 5

输出电压	频率 HZ	50	60	70	80	90	100
峰值 2V	失真度						
	频率 HZ						
峰值 10V	失真度						
	频率 HZ						
峰值 60V	失真度						
	频率 HZ						

4.误差分析

七. 总结分析与结论

根据本设计的理论分析与实际测试结果表明：

八. 参考文献

[1] 王兆安 黄俊. 电力电子技术 [M]. 北京: 机械工业出版社. 2002 年第四版

[2] 李瀚荪. 电路分析基础 [M]. 北京: 高等教育出版社. 2002 年第四版

[3] 邓星钟 朱承高. 机电传动控制 [M]. 武汉: 华中科技大学出版社. 2004 年第三版

[4] 陈颖 张俊洪. SPWM 逆变电源的谐波分析及抑制策略 [J]. 船电技术. 2005 年第一期

[5] Ed Pal ko. Li vi ng wi th Power System Harmoni cs [J]. Pl ant Engi neeri ng. June 18. 1992. Page48-53

[6] 朱晓琴. 一种宽变频范围的数字式变频电源 [J]. 电气应用. 2005 年第 24 卷第二期

[7] 张凯 张一飞. DDS 技术在变频电源中的应用 [J]. 数控技术. 2004 年第四期