

## SPWM 稳频稳压逆变电源

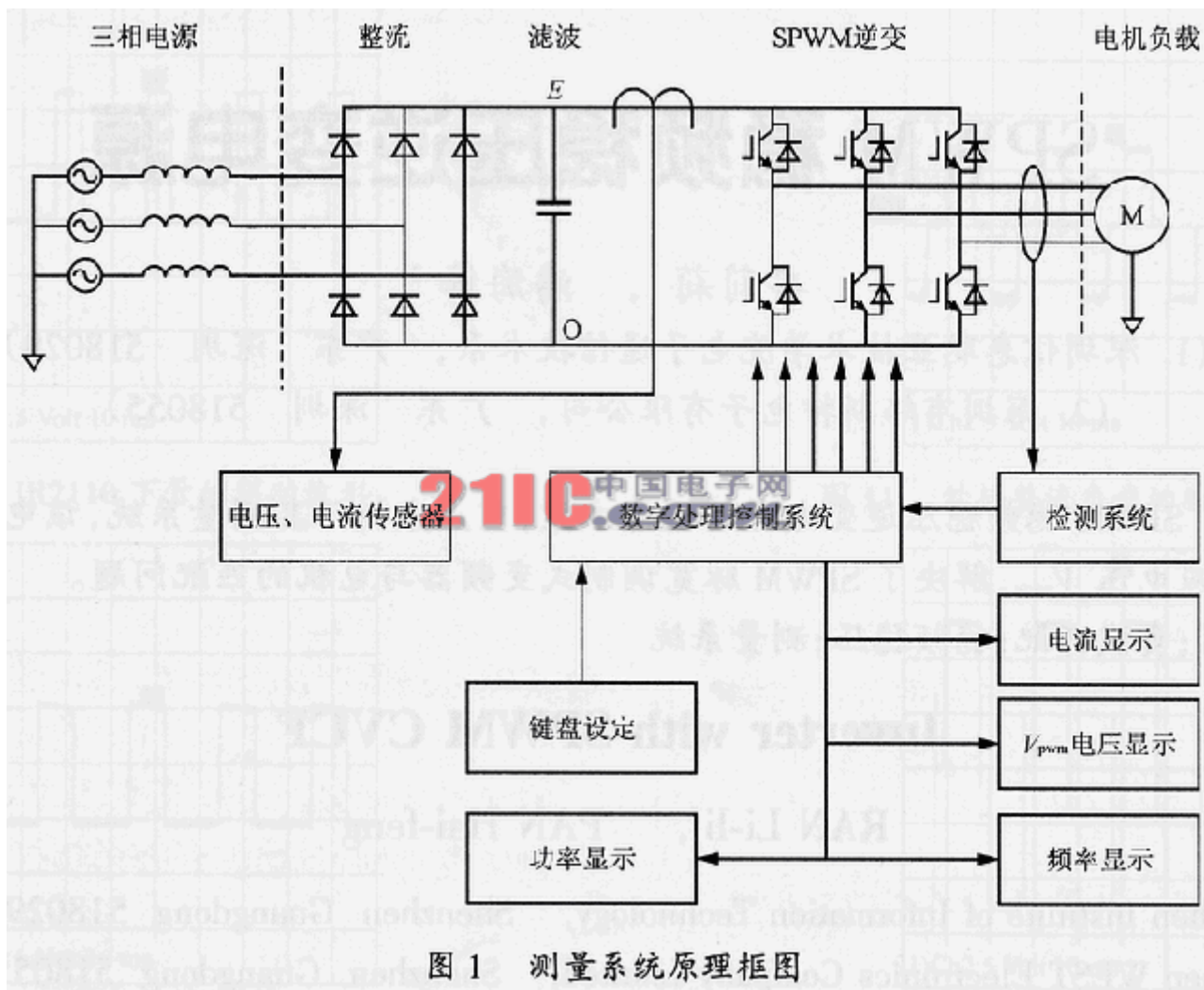


摘要：介绍了 SPWM 稳频稳压逆变电源的设计方案，重点分析了其测量系统，该电源设备通过取样电机实际响应电压  $V_{pwm}$ ，解决了 SPWM 脉宽调制式变频器与电机的匹配问题。

关键词：逆变器；负载匹配；稳频稳压；测量系统

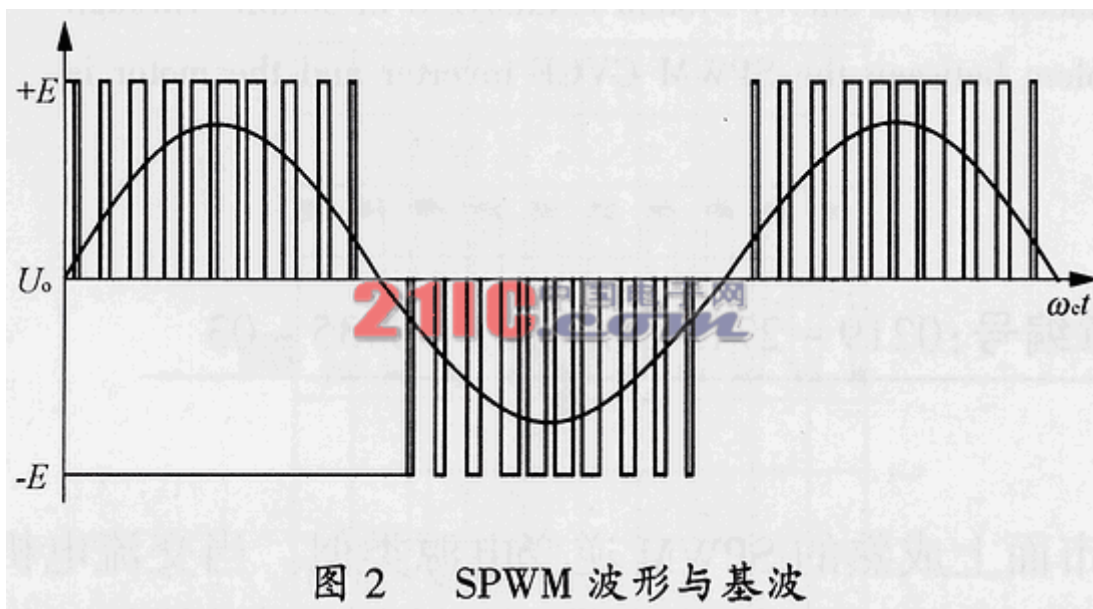
### 引言

近年来，变频器与变频电机组成的拖动系统在生产中发挥着重要的作用。然而在使用中经常发现变频器与变频电机不能很好地匹配，这个问题严重困扰着变频器及变频电机的生产厂家。因此有必要研发 SPWM 稳频稳压电源，使电源频率可调范围为 0~500Hz，电压可调范围为 0~420V（基波）。且能显示电机实际响应的 SPWM 波的电压 ( $V_{pwm}$ )、电流、频率和功率等。这样，变频器的生产厂家就可以该电源为标准，测量出与之配套的变频电机真实使用的电压值、电流值、频率值，来调校变频器的矢量控制参数或 v/f 控制参数。而电机生产厂家也可根据该标准电源来调整电机的参数，使其与变频器匹配。



### 1 工作原理及测量系统分析

如图 1 所示, SPWM 稳频稳压电源主电路与市面上成熟的 SPWM 逆变电源类似。当交流电机和一个脉宽调制变频器一起被用于变频调速时, 设计  $V_{pwm}$  是为了测量交流电机有效电压。这种类型的变频器首先从交流源产生一个直流电压  $E$ , 被称为直流链电压。然后利用电力电子变换技术, 采用脉宽调制来变换直流链电压, 可以得到一个三相电源系统, 例如: 通过 IGBT 在数 ms 内将直流电压开关数百次, 来创建频率可调的三相电压。然而输出电压并不是正弦波, 而是一个恒幅值的高频斩波波形, 如图 2 所示。这种电压被送给电机, 由于电机是一个大的感性负载, 主要对电源电压低频部分作出响应, 故电流波形仅具有少量的高频成分, 近似为一个正弦波。对于系统设计者和使用者, 能够测量出电机实际接收到的电压  $V_{pwm}$ , 检查电机的矢量参数或  $v/f$  是否超出范围是非常重要的。如果长时间超出电机的标称  $v/f$  值 (例如, 电机在高频、低速下运转), 电机将会发热, 甚至损坏, 而产生严重后果。然而需要注意的是, 用电压表测量该斩波波形的电压是有效值  $V_{rms}$ , 而电机响应的实际有效电压  $V_{pwm}$  与图 2 的脉宽调制波的有效值  $V_{rms}$  之间存在非常大的误差。例如某系统, 当  $V_{pwm}=144V$  时,  $V_{rms}=192V$ , 误差率为  $(192-144)/144=33.3\%$



采样经检测系统将数据送给控制系统。控制系统通过计算基频的整个周期的绝对平均电压的有效值即均方根值检测出  $V_{pwm}$ 。

例如, 当载波比  $N = \omega_c / \omega_s$  取 3 的奇整倍数时, 线电压  $u_{ab}$  的傅立叶级数表达式为

$$u_{ab} = \sqrt{3} ME \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{6} - \varphi\right) - \frac{4E}{\pi} \sum_{m=1,2,\dots}^{\infty} \sum_{n=\pm 1, \pm 2, \dots}^{\pm \infty} \frac{J_n\left(\frac{mM\pi}{2}\right)}{m} \sin\left(\frac{m+n}{2}\pi\right) \sin\left[\frac{(mN+n)2\pi}{6} \sin\left[\left(mN+n\right)\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{6}\right) - \frac{n\pi}{2} - n\varphi\right]\right] \quad (1)$$

式中：M 为调制度；

m 与 n 分别为相对于载波和调制波的谐波次数；

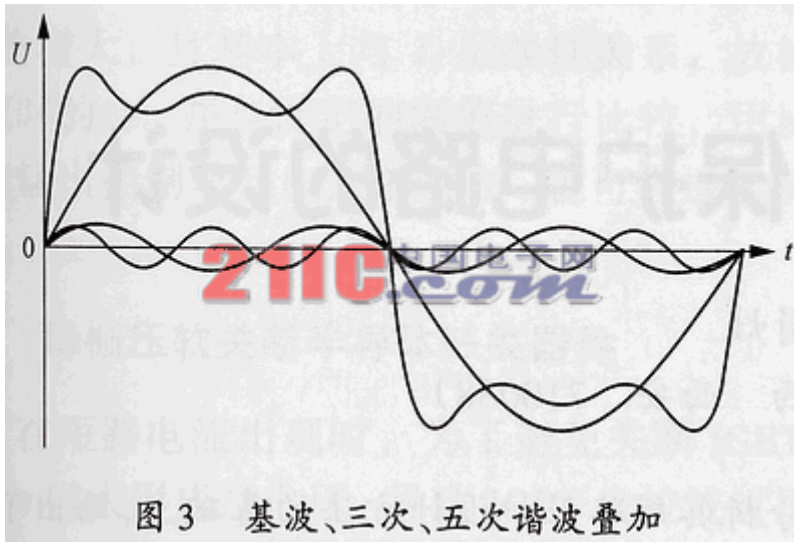
$\omega_c$ ， $\omega_s$  分别为载波和调制波的角频率。

同样可推导出线电压  $u_{bc}$  及  $u_{ca}$  的方程式。显然幅值很高的载波成分被消除了；载波谐波也被消除；它们的上下边频中的零序谐波成分也不存在了；上式中 sin 是消除 m 和 n 的同时为偶数或同时为奇数时的那些项。表 1 为  $u_{ab}$  中谐波的通用值。

表 1  $u_{ab}$  中谐波的通用值

| $km \pm n$ | M     |       |       |       |       |
|------------|-------|-------|-------|-------|-------|
|            | 0.2   | 0.4   | 0.6   | 0.8   | 1.0   |
| 1          | 0.122 | 0.245 | 0.267 | 0.490 | 0.612 |
| $m \pm 2$  | 0.010 | 0.037 | 0.080 | 0.135 | 0.195 |
| $m \pm 4$  |       |       |       | 0.005 | 0.011 |
| $2m \pm 1$ | 0.116 | 0.200 | 0.227 | 0.192 | 0.111 |
| $2m \pm 5$ |       |       |       | 0.008 | 0.020 |
| $3m \pm 2$ | 0.027 | 0.085 | 0.124 | 0.108 | 0.038 |
| $3m \pm 4$ |       | 0.007 | 0.029 | 0.064 | 0.096 |
| $4m \pm 1$ | 0.100 | 0.096 | 0.005 | 0.064 | 0.042 |
| $4m \pm 5$ |       |       | 0.021 | 0.051 | 0.073 |
| $4m \pm 7$ |       |       |       | 0.010 | 0.030 |

图 3 所示的是在信号中存在高频成分时谐波和基波相迭加的情景。谐波的次数越高对平均值的影响越小。



采用图 1 的测量系统，取输出信号的基频和测量基频的整数个周期，将有关数据传送给控制系统，控制系统通过计算基频波的均方根值（有效值），最终显示出电机实际响应的  $V_{pwm}$  值。

## 2 稳压稳频系统设计方法

在稳频稳压 SPWM 电源设计前，须明确系统要求的技术指标，根据这些指标进行系统的静态和动态设计，从而明确各单元电路应达到的主要技术指标。合理地分给各个单元，然后进行参数计算。正确的参数被送给数字电路进行程序设计来控制频率与电压。由图 4 稳幅原理框图，得到图 5 闭环系统结构图。

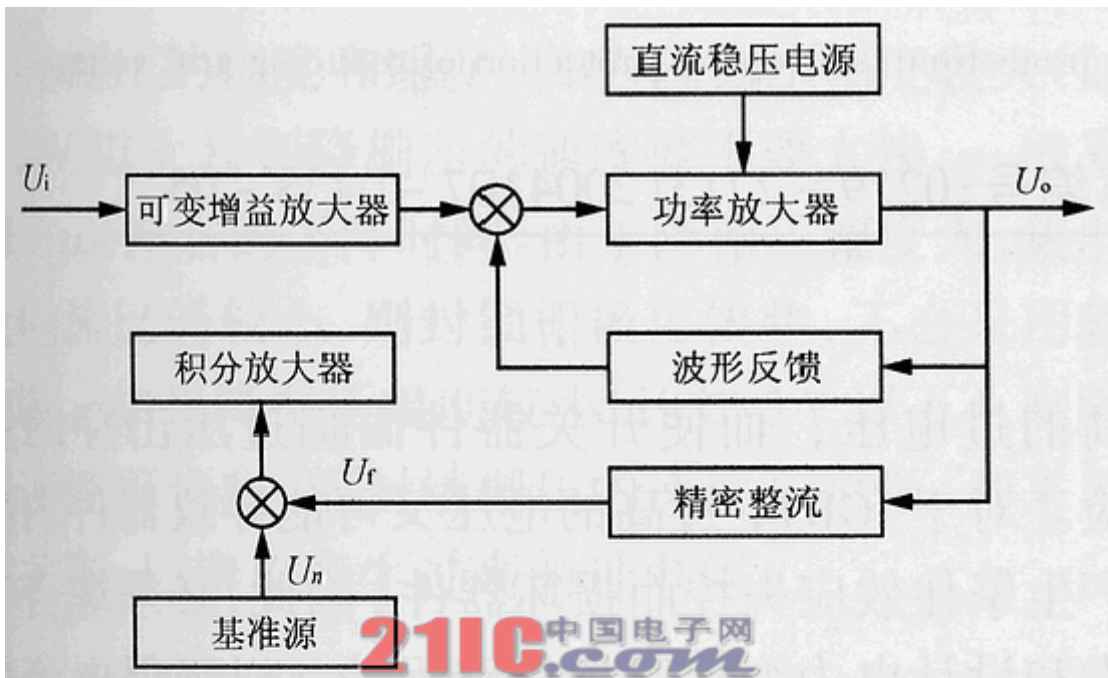


图 4 稳幅原理框图

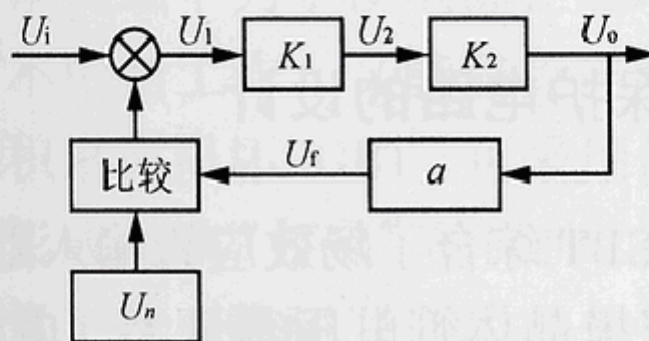


图 5 闭环系统结构框图

## 2.1 静态设计

由图 5 可推导出静态特征方程

$$U_o = K U_n U_i / (1 + \alpha K_1 K_2 U_i) \quad (2)$$

则静态结构图如图 6 所示。

根据静态特征方程和系统的技术指标，可确定各单元电路的技术指标。

## 2.2 动态设计



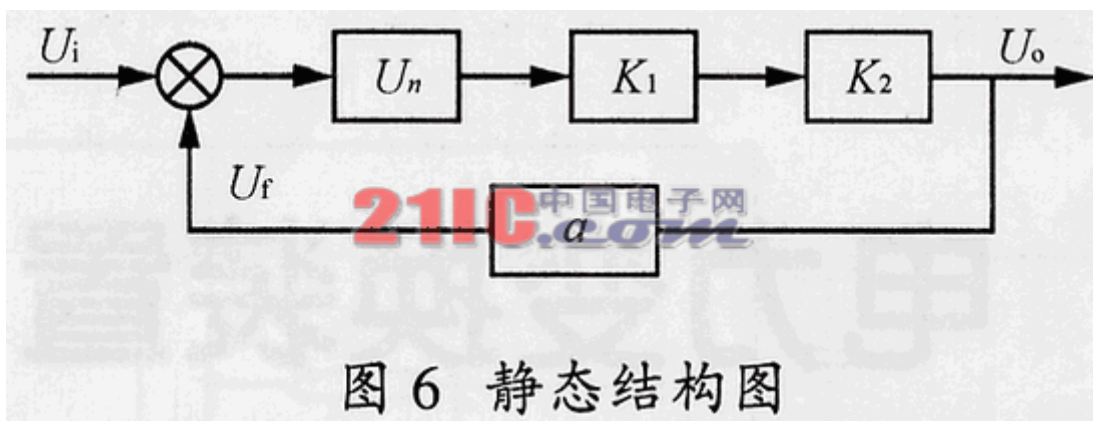


图 6 静态结构图

由于各单元电路均可能存在延时，它们将影响系统的动态性能，并可能引起系统振荡。设总延时为  $T_s$ ，功放是闭环系统中延时最大的环节，其传递函数为

$$K_2 / (1 + T_s s) \quad (3)$$

积分乘法器的传递函数为

$$U_i (1 + T_s) / T_s \quad (4)$$

反馈电路因有滤波环节，其传递函数为

$$\alpha / (1 + T_n s) \quad (5)$$

则得系统的动态结构图如图 7 所示。根据系统的最终校正即可确定系统开环放大倍数。

### 2.3 保护设计

SPWM 稳频稳压电源的保护与 UPS、变频器保护一样，具有过流、过压保护； $di/dt$ 、 $du/dt$  限制保护。建议采用目前已相当成熟的软开关技术来实现。

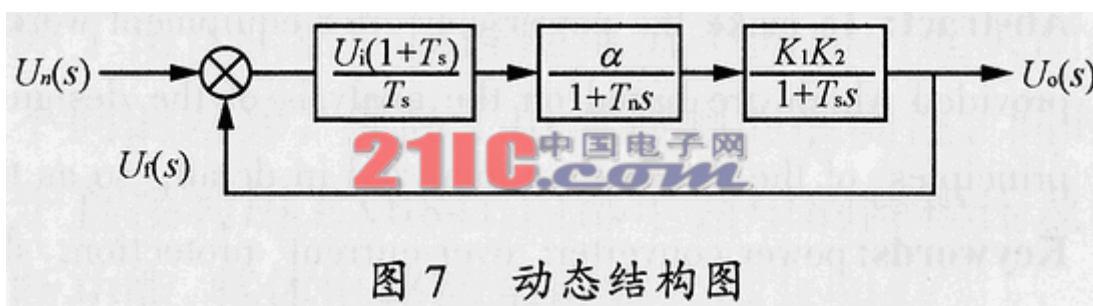


图 7 动态结构图

### 3 结语

根据上述介绍，试制了一台额定输出功率为 10kW 的样机在扬州某电子厂试用，采用此原理测量的 VPWM 与美国 FLUKE 万用示波表进行比较 2 稳压稳频系统设计方法在稳频稳压 SPWM 电

源设计前?须明确系统要求的技术指标, 根据这些指标进行系统的静态和动态设计, 从而明确各单元电路应达到的主要技术指标。合理地分给各个单元, 然后进行参数计算。正确的参数被送给数字电路进行程序设计来控制频率与电压。由图 4 稳幅原理框图, 得到图 5 闭环系统结构图。

## 一种基于单片机的正弦波输出逆变电源的设计

**摘要:** 介绍了一种正弦波输出的逆变电源的设计。设计中采用了 DC / DC 和 DC / AC 两级变换, 高频变压器隔离, 单片机控制。实验结果表明性能可靠。

**关键词:** 逆变电源; 单片机; 正弦脉宽调制

### 0 引言

低压小功率逆变电源已经被广泛应用于工业和民用领域。特别是新能源的开发利用, 例如太阳能电池的普遍使用, 需要一个逆变系统将太阳能电池输出的直流电压变换为 220V、50Hz 交流电压, 以便于使用。本文给出了一种用单片机控制的正弦波输出逆变电源的设计, 它以 12V 直流电源作为输入, 输出 220V、50Hz、0~150W 的正弦波交流电, 以满足大部分常规小电器的供电需求。该电源采用推挽升压和全桥逆变两级变换, 前后级之间完全隔离。在控制电路上, 前级推挽升压电路采用 SG3525 芯片控制, 采样变压器绕组电压做闭环反馈; 逆变部分采用单片机数字化 SPWM 控制方式, 采样直流母线电压做电压前馈控制, 同时采样电流做反馈控制; 在保护上, 具有输入过、欠压保护, 输出过载、短路保护, 过热保护等多重保护功能电路, 增强了该电源的可靠性和安全性。

该电源可以在输入电压从 10.5V 到 15V 变化范围内, 输出 220V±10V 的正弦波交流电压, 频率 50Hz±0.5Hz, 直流分量<1V, 电压波形畸变率<5%, 并且有很强的过载能力。由于采用了单片机数字化 SPWM 控制方式, 控制灵活方便, 可以在不改变电路结构的条件下, 只改变程序, 使逆变器输出 110V、60Hz 正弦波交流电, 以适应不同用户的需求。

### 1 主电路

逆变电源主电路采用推挽升压和全桥逆变两级变换, 如图 1 所示。

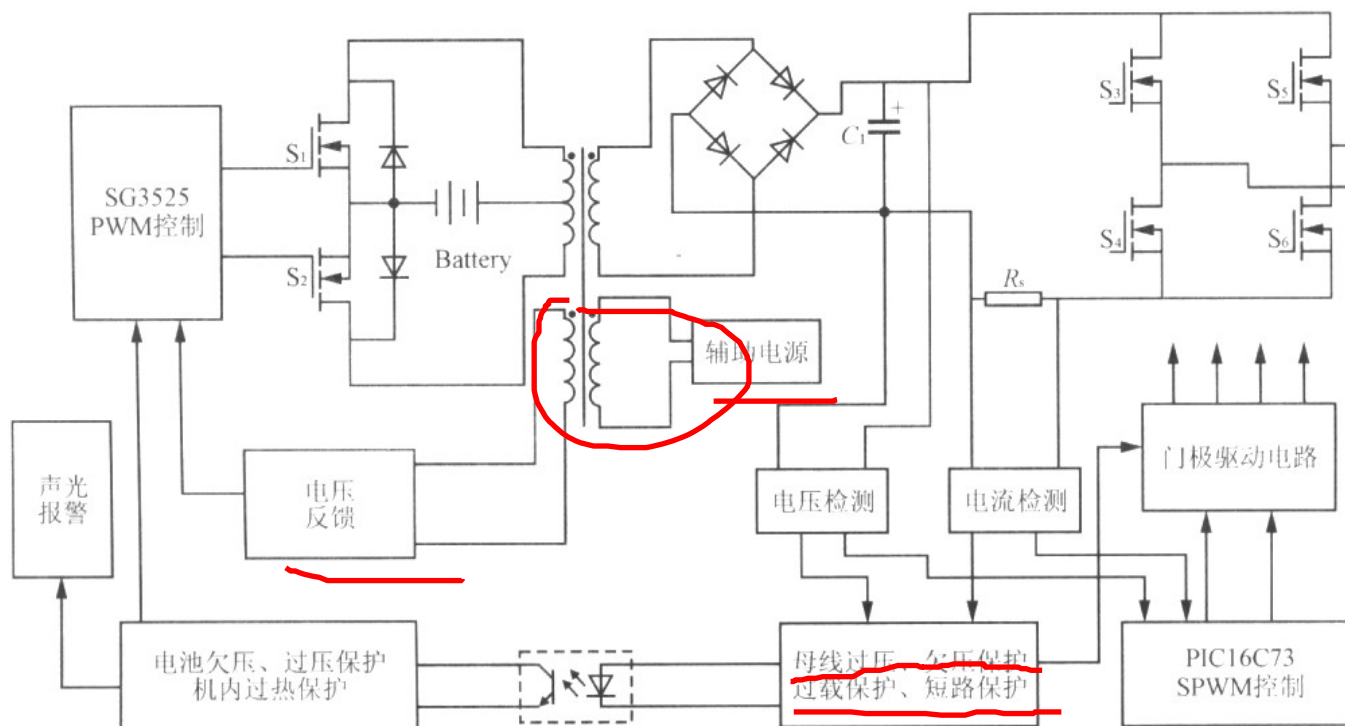


图 1 主电路原理图

输入电压一端接在变压器原边的中间抽头，另一端接在开关管 S1 及 S2 的中点。控制 S1 及 S2 轮流导通，在变压器原边形成高频的交流电压，经过变压器升压、整流和滤波在电容 C1 上得到约 370 V 直流电压。对 S3~S6 组成的逆变桥采用正弦脉宽调制，逆变输出电压经过电感 L、电容 C2 滤波后，最终在负载上得到 220 V、50 Hz 的正弦波交流电。采用高频变压器实现前后级之间的隔离，有利于提高系统的安全性。

输入电压 10.5~15 V，输入最大电流 15 A，考虑一倍的余量，推挽电路开关管 S1 及 S2 耐压不小于 30 V，正向电流不小于 30 A，选用 IRFZ48N。

升压高频变压器的设计应满足在输入电压最低时，副边电压经整流后不小于逆变部分所需要的最低电压 350 V，同时输入电压最高时，副边电压不能过高，以免损坏元器件。同时也必须考虑绕线上的电压降和发热问题。选 EE 型铁氧体磁芯，原副边绕组为 7 匝：300 匝。关于高频变压器的设计可以参考文献。

变压器副边输出整流桥由 4 个 HER307 组成。滤波电容选用 68 $\mu$ F、450 V 电解电容。

根据输出功率的要求，输出电流有效值为 0.6~0.7 A，考虑一定的电压和电流余量，逆



变桥中的 S3~S6 选用 IRF840。逆变部分采用单极性 SPWM 控制方式，开关频率  $f_s=16$  kHz。

假设滤波器时间常数为开关周期的 16 倍，即谐振频率取 1 kHz，则有

$$2\pi \sqrt{LC} = 10^{-3} \quad (1)$$

滤波电感电容  $LC \approx 2.5 \times 10^{-3}$ ，可选取  $L=5$  mH， $C=4.7$   $\mu$ F。滤波电感 L 选用内径 20 mm，外径 40 mm 的环形铁粉芯磁芯，绕线采用直径 0.4 mm 的漆包线 2 股并绕，匝数 180 匝。

## 2 数字化 SPWM 控制方法

该逆变电源的控制电路也分为两部分。前级推挽升压电路由 PWM 专用芯片 SG3525 控制，采样变压器绕组电压实现电压闭环反馈控制。后级逆变电路由单片机 PIC16C73 控制，采样母线电压实现电压前馈控制。前级控制方法比较简单，在这里主要介绍后级单片机的数字化 SPWM 控制方式。

### 2.1 正弦脉宽调制 SPWM

正弦脉宽调制 SPWM 技术具有线性调压、抑制谐波等优点，是目前应用最为广泛的脉宽调制技术。一般用三角波  $\mu_c$  作为载波信号，正弦波  $u_g = U_{gm} \sin 2\pi f_g t$  作为调制信号，根据  $\mu$  和  $\mu_g$  的交点得到一系列脉宽按正弦规律变化的脉冲信号。则可以定义调制比  $m = U_{gm} / U_{cm}$ ，频率比  $K = f_c / f_a = T_g / T_{co}$ 。

正弦脉宽调制可以分为单极性 SPWM 和双极性 SPWM。双极性 SPWM 的载波为正负半周都有的对称三角波，输出电压为正负交替的方波序列而没有零电平，因此可以应用于半桥和全桥电路。实际中应选择频率比 K 为奇数，使得输出电压  $\mu_o$  具有奇函数对称和半波对称的性质， $\mu_c$  无偶次谐波。但是输出电压  $\mu_c$  中含有比较严重的  $n=K$  次中心谐波以及  $n=ik+6$  次边频谐波。其控制信号为相位互补的两列脉冲信号。

单极性 SPWM 的载波为单极性的不对称三角波，输出电压也是单极性的方波。因为输出电压中包含零电平，因此，单极性 SPWM 只能应用于全桥逆变电路。由于其载波本身就具有奇函数对称和半波对称特性，无论频率比 K 取奇数还是偶数输出电压  $U_o$  都没有偶次谐波。

输出电压的单极性特性使得  $u_o$  不含有  $n=k$  次中心谐波和边频谐波，但却有少量的低频谐波分量。单极性 SPWM 的控制信号为一组高频(载波频率  $f_e$ )脉冲和一组低频(调制频率  $f_k$ )脉冲，每组的两列脉冲相位互补。由三角载波和正弦调制波的几何关系可以得到，在  $k \gg 1$  时，高频脉冲的占空比  $D$  为

$$D = \frac{u_g}{U_{cm}} = m \sin 2\pi f_g t \quad (2)$$

## 2. 2 PIC 单片机的软件实现

PIC16C73 是 Microchip 公司的一款中档单片机，它功能强大而又价格低廉。PIC16C73 内部有两个 CCP(Capture、Compare、PWM)模块，当它工作在 PwM 模式下，CCP  $x$  引脚就可以输出占空比 10 位分辨率可调的方波，图 2 为其工作原理图。

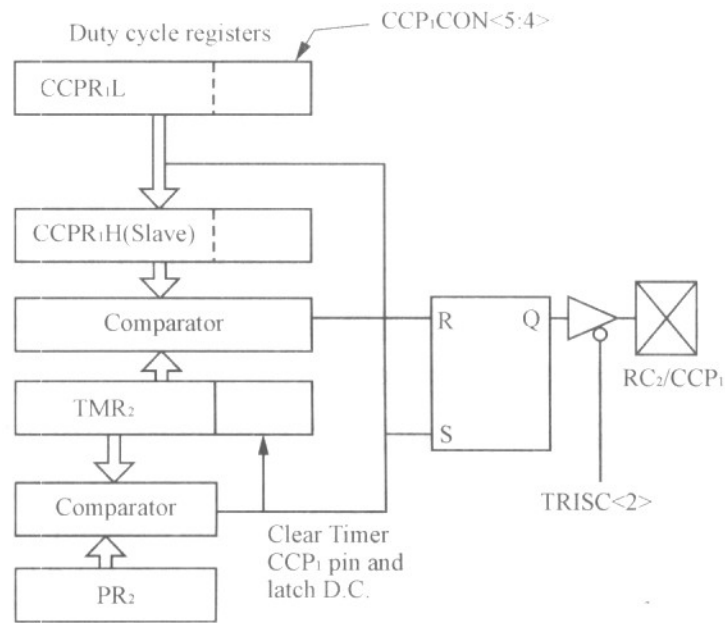


图 2 单片机 CCP 模块工作原理图

TMR2 在计数过程中将同步进行两次比较：TMR2 和 CCPRxH 比较一致将使 CCPX 引脚输出低电平；TMR2 和 PR2 比较一致将使 CCPx 引脚输出高电平，同时将 TMR2 清 0，并读入下一个 CCPRxH 值，如图 3 所示。因此，设定 CCPRxH 值就可以设定占空比，设定 PR2 值就可以设定脉冲周期。脉冲占空比  $D$  可以表示为

$$D = \frac{CCP_{xH}}{PR_2 + 1} \quad (3)$$

在本设计中，全桥逆变器采用单极性 SPWM 调制方式。CCP1 模块用来产生高频脉冲，CCP2 模块用来产生低频脉冲。选择 16M 晶振，根据脉冲周期  $T_c = [(PR_2) + 1] \times 4 \times 4 \times T_{osc}$  和频率比  $k = T_g / T_c$ ，可以取  $PR_2 = 249$ ， $k = 320$ ，则有  $T_g = 20 \text{ ms}$ ，高频脉冲序列每一个周期中包含：320 个脉冲。设调制比  $m = 0.92$ ，将  $t = T_g N / 320$  代入式(2)，联立式(3)可以得到产生高频脉冲所需要的 CCP1H 的取值，第 0~79 个脉冲为

$$CCP1H = 230 \sin(\pi N / 160) \quad (4)$$

式中：N 为 0~79。

考虑到正弦波的对称性，可以得到第 80~159 个脉冲为

$$CCP1H = 230 \sin[\pi \times (80 - N) / 160] \quad (5)$$

根据脉冲的互补性，可以得到第 160~239 个脉冲为

$$CCP1H = 250 - 230 \sin(\pi N / 160) \quad (6)$$

第 240~319 个脉冲为

$$CCP1H = 250 - 230 \sin[\pi \times (80 - N) / 160] \quad (7)$$

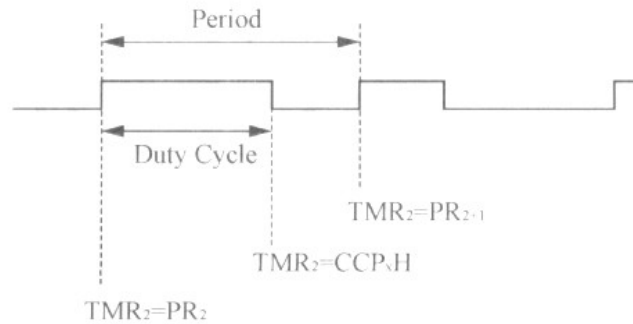


图 3 PWM 波输出原理图

因此，在程序中存储表格  $230 \sin(\pi N / 160)$ ， $N \in [0, 79]$  就可以得到整个周期 320 个高频脉冲的 CCP1H 值。第 0~79 点，CCP1H 为正向查表取值；第 80~159 点，CCP1H 为反向查表取值；第 160~239 点 CCP1H 为计数周期减去正向查表值；第 240~319 点 CCP1H 为计数周期减去反向查表值。

对于低频脉冲，前半个周期可以看成由占空比始终为 1 的高频脉冲组成，后半个周期看成由占空比始终为 0 的高频脉冲组成，因此，第 0~159 个脉冲， $CCP2H=250$ ，第 160~319 个脉冲， $CCP2H=0$ 。

图 4 为单片机\_TMR2 中断程序的流程图，在中断程序中查表修改  $CCPxL$  的值，就可以改变下一个脉冲的  $CCPxH$  值，从而修改下一个脉冲的占空比，实现 SPWM 控制。

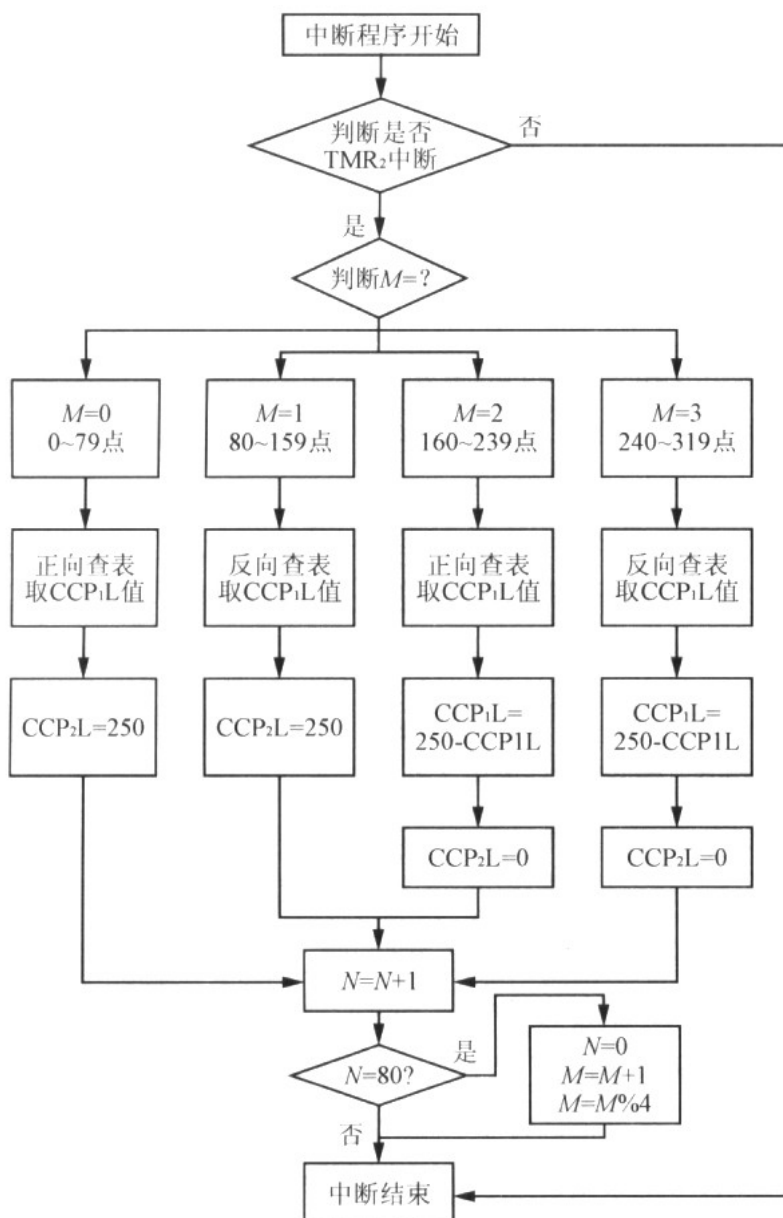


图 4 定时器 2 中断程序流程图

### 3 实验结果

实验中，输入电压变化范围为 10.5~15 V，输出滤波电感 5.3mH，滤波电容 8 $\mu$ F，

从空载到 150W 负载状态下都可以输出(220±10V)、50Hz 的正弦波交流电压，如表 1 和表 2 所示。图 5 和图 6 分别为空载和 150W 纯阻性负载条件下输出电压电流波形。可以看出输出电压和电流波形良好，经测量电压波形的 THD 为 3.6%。

表 1 逆变电源源效应(150 W 负载)

| 输入电压/V | 输出电压/V |
|--------|--------|
| 10.5   | 212    |
| 11     | 217    |
| 12     | 219    |
| 13     | 216    |
| 14     | 217    |
| 15     | 219    |



表 2 逆变电源负载效应(12V 输入)

| 阻性负载/ $\Omega$ | 输出电压/V |
|----------------|--------|
| $\infty$       | 217    |
| 1k             | 218    |
| 500            | 219    |
| 306            | 219    |

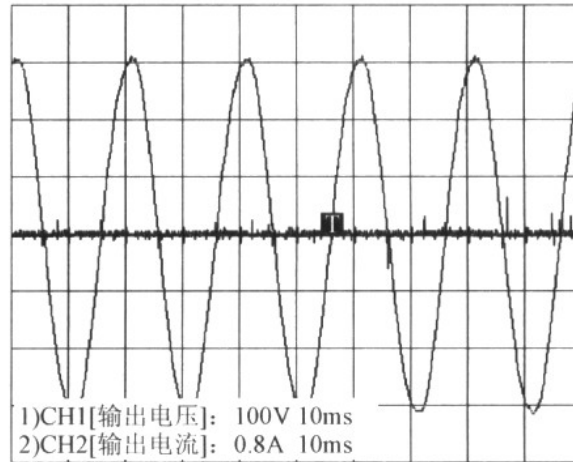


图 5 空载输出电压电流波形

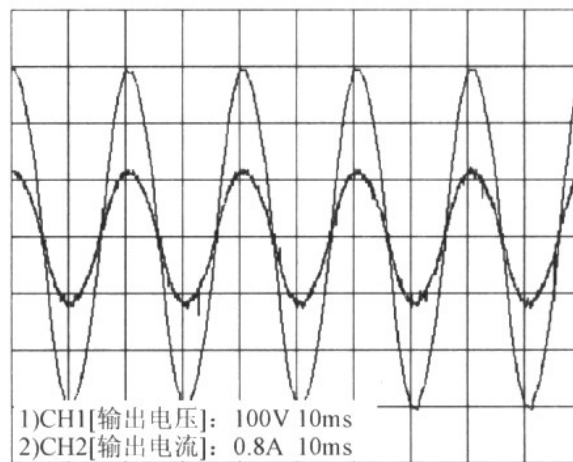


图 6 150W 负载输出电压电流波形

#### 4 结语

本文详细分析了一种正弦波输出的逆变电源的设计,以及基于单片机的数字化 SPWM 控制的实现方法。数字化 SPWM 控制灵活,电路结构简单,控制的核心部分在软件中,有利于保护知识产权。