

# 中国电源学会全国首届 UPS研讨会

27

## 一种新型的三相UPS PLL电路

辽宁宽甸技工学校

郭胜利 王述益

摘

要

在三相UPS中,需要系统实现锁相同步。为简化电路结构,降低成本,提高效率,本文提出一种由NE555集成电路组成的三相UPS PLL电路。分析其工作原理,给出了设计方法。该电路具有电路新颖,设计简单,制作容易,价格低廉等特点,具有推广价值。文中最后给出了与PLL电路组合的PWM电路,该电路的扩展应用得以实现。另外,文中给出了三相UPS其它电路所需的控制信号,以便在应用中与其它电路匹配。

一 引

言

NE555时基集成电路是把数字电路与模拟电路巧妙地结合在同一硅片上的新颖集成电路,其内部方框图见图1。它具有

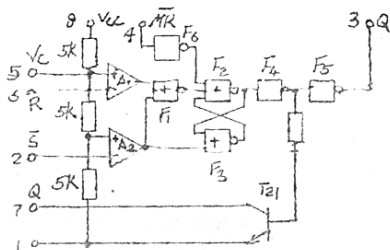


图1

电平比较、放电、功放、控制、触发电功能,用它

可以很方便地构成单稳态多谐振荡器、无稳态多谐振荡器、施密特触发器、单稳态电路的设计极为简单,把它应用于三相UPS系统中,能使电路简化,成本低廉,更重要的是提高

~ ~

制作的UPS是很有意义的。

NE555各脚功能：1—地；2—触发；3—输出；4—  
置位；5—控制；6—调频；7—放电；8—电源。

## 二、三相UPS PLL电路的组成及原理分析

三相UPS PLL电路的方框图见图2，它是由鉴相器(PD)、积分滤波器(LF)和三相压控振荡器(3P-VCO)组成。

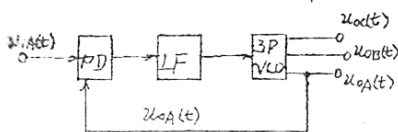


图2

为分析方便，首先将环路断开，此时VCO为自由振荡，令其频率为 $\omega_0$ ，其初相分别为 $0^\circ$ 、 $120^\circ$ 、 $240^\circ$ 。至于本文所述的3P-VCO电路能严格保证三相的相位差，所以只要保证VCO的 $u_{oA}(t)$ 与交流电网的 $u_{iA}(t)$ 同频同相即可。因此，本文只分析 $u_{oA}(t)$ 锁相特性。此时，VCO的输出信号可写为：

$$u_{oA}(t) = U_{oA} \sin \omega_0 t = U_{oA} \sin \theta_0(t) \quad (1)$$

式中瞬时相位为： $\theta_0(t) = \omega_0 t$ 。

若交流电网A相输入信号为 $u_{iA}(t)$ ，它的初相角也为零，角频率为 $\omega_i$ ，则输入信号及瞬时相位为：

$$u_{iA}(t) = U_{iA} \sin \omega_i t = U_{iA} \sin \theta_i(t) \quad (2)$$

$$\theta_i(t) = \omega_i t$$

我们以交流电网A相的输入信号为参考信号，它的角频率恒定，即 $\omega_i = \text{常数}$ ，而把3P-VCO输出的A相信号 $u_{oA}(t)$ 作为被控信号，它的角频率是可以变化的（但三相的相位差是 $\sim 2 \sim$ ）

不变的)。因此，它可以用一个恒定角频率（假定与参考信号角频率  $\omega_i$  相同）和一个随时间变化的频偏  $\Delta\omega(t)$  之和来表示：

$$\omega_o(t) = \omega_i + \Delta\omega(t) \quad (3)$$

因信号总相位是瞬时频率对时间的积分，故

$$\begin{aligned} \theta_e(t) &= \int_0^t \omega_o(t) dt = \int_0^t \{\omega_i + \Delta\omega(t)\} dt \\ &= \omega_i t + \int_0^t \Delta\omega(t) dt \end{aligned} \quad (4)$$

当环路闭合后， $u_{oA}(t)$  和  $u_{iA}(t)$  同时加在 PD 上，它的输出电压  $u_d(t)$  与这两个输入信号的相位差成比例。

当  $\omega_o = \omega_i$  时， $\Delta\omega(t) = 0$ ，则整相的两个输入信号相位差  $\theta_e(t)$  为：

$$\begin{aligned} \theta_e(t) &= \theta_i(t) - \theta_o(t) \\ &= \int_0^t \omega_i(t) dt - \int_0^t \omega_o(t) dt \\ &= \omega_i(t) - \omega_o(t) = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

即当相位差

为零时， $u_d(t) = 0$ ，3P-1/2 保持原有的自由振荡角频率  $\omega_o$  ( $\omega_i = \omega_o$ )。则  $u_{oA}(t)$  与  $u_{iA}(t)$  同步，环路锁定。

当  $\omega_o \neq \omega_i$  时， $\Delta\omega \neq 0$ ， $u_{oA}(t)$  与  $u_{iA}(t)$  不同步，于是两个信号的相位差为：

$$\begin{aligned} \theta_e(t) &= \theta_i(t) - \theta_o(t) \\ &= \int_0^t \omega_i(t) dt - \int_0^t \omega_o(t) dt \end{aligned} \quad (6)$$

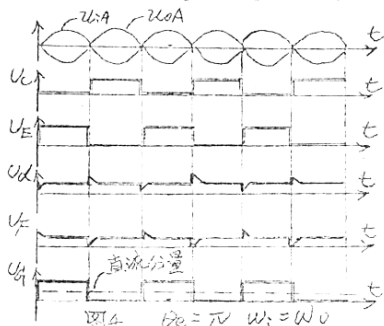
~3~



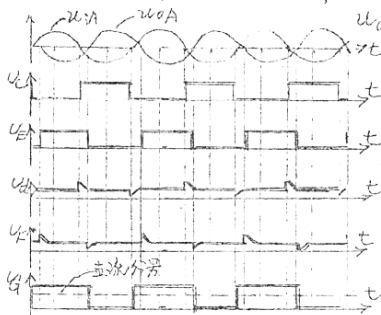
电压的过零触发通道。

$IC_3$  采用②、④为输入端的负脉冲中有效触发的双稳态电路。  
④脚是“Q”状态输出，②脚是“R”输入端，②脚是“S”端。  
当②、④脚加有信号时， $IC_3$  输出电压  $U_Q$  的变化受  $IC_1$  和  $IC_2$  的输出电压  $U_C$ 、 $U_E$  下降沿的影响。当  $U_{iA}$  沿上升方向过零时， $U_C$  电压下降，经  $R_5$ 、 $C_6$  微分电路形成负脉冲触发  $IC_3$  ②脚，使  $IC_3$  输出  $U_Q$  为高电平；当  $U_{oA}$  沿上升方向过零时， $U_E$  下降，经  $R_6$ 、 $C_5$  微分电路形成负脉冲触发  $IC_3$  的④脚，使  $IC_3$  输出  $U_Q$  为低电平，直到再次被  $U_C$  下降沿触发为止。

当  $U_{iA}(t)$  和  $U_{oA}(t)$  的频率相同，而相为差  $\theta_e$  为  $\pi$  时，这时  $IC_1$  和  $IC_2$  输出的脉冲宽度错开，双稳电路  $IC_3$  因  $U_C$  和  $U_E$  轮流触发翻转，其 P.D 的输出  $U_Q$  将是占空比为 1:1 的方波，其直流分量为中间值，见图 4。



如果在锁定状态下， $U_{oA}$  滞后于  $U_{iA}$  的相移大于  $\pi$  时， $U_{iA}$  经  $IC_1$  形成的  $U_C$  使  $IC_3$  触发后输出高电平，而  $U_{oA}$  经  $IC_2$  形成的  $U_E$  则使  $IC_3$  触发后恢复零电平，因此，



$U_{oA}$  进一步滞后将使输出方波展宽，于是，直流分量增加，见图 5。随着  $\theta_e$  的不断增加，直流分量将不断地线性增加，直到  $\theta_e = 2\pi$  时达到最大值。当  $\theta_e$  等于或稍大于  $2\pi$  时，又是另一个周期的开始， $U_E$  与  $U_C$  几乎重合而又略滞后于  $U_C$ ， $IC_3$  刚被触发翻转又被翻转回来，从而使输出的

直流分量为零。

如果在锁定状态下， $U_{0A}$  滞后于  $U_{iA}$  的相位小于  $\pi$  时， $V_E$  轴发时间提前而使  $IC_3$  输出脉冲变窄，而且随  $\theta_e$  的减小而线性的减小，见图 6，直到  $U_{iA}$  与  $U_{0A}$  同相时，直流分量为零。

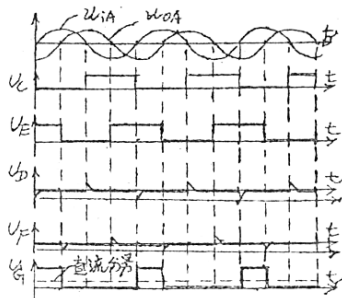


图 6  $\theta_e < \pi$   $U_i < U_0$

$IC_1$  或  $IC_2$  只有在输入电平低于  $1/3 V_{CC}$  时，负脉冲才能触发，电路一旦触发，就一直保持输出高电平，直到经过所定时的时间以后电路才能翻转。外接电容  $C_1$ 、 $C_2$  上的电压随时间增长由 0 至  $2/3 V_{CC}$  改变，计算公式为：

$$2/3 V_{CC} = V_{CC} (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (7a)$$

$$\text{或 } t = -RC \ln\left(\frac{1}{3}\right) \quad (7b)$$

则输出为高电平的时间为：

$$t = 1.1 RC \quad (7c)$$

图 3 中的  $R_8$ 、 $R_9$ 、 $C_9$ 、 $C_{10}$  组成 LF 电路，在此不再赘述。图中的控制信号  $\phi$  做为切换开关的触发信号，电路锁相时是取电平。

由此可见，相位差越大，输出的直流分量越大，相位差越小，输出的直流分量越小，这种 PD 具有锯齿特性，见图 7。

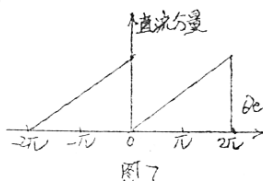


图 7

## 2. 3P-VCO的分析

3P-VCO由三块NE555组成，它们分别接成施密特触发器电路。见图8。

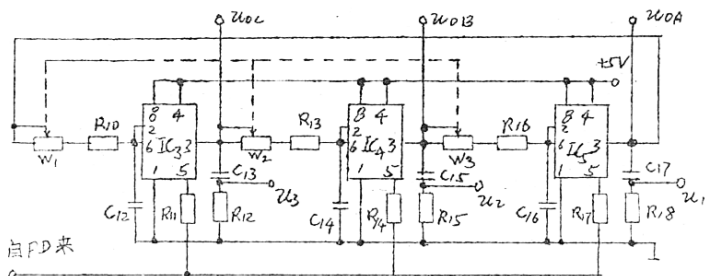


图8

输入端由W、R、C组成RC网络向NE555提供输入信号。IC的输出端③由RC组成微分电路，提供一组带有 $120^\circ$ 相差的尖脉冲信号。图9是3P-VCO的输出波形图，当RC网络输出 $\leq 2/3 V_{CC}$ 时，IC输出高电平，微分电路输出一个正的尖脉冲信号；当输出 $\geq 2/3 V_{CC}$ 时，IC输出低电平，微分电路输出一个负的尖脉冲信号。因此，RC网络的输出决定了IC的翻转。

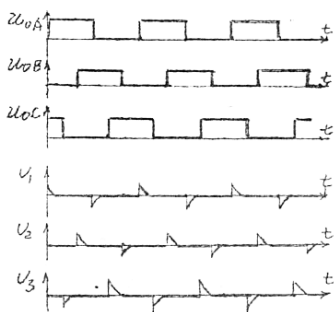


图9

RC网络的输出与输入的关系为：

$$u_{OA} = u_{OB} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}} + V_C(0) e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (8)$$

~7~

当  $u_{OA} = 2/3 V_{CC}$ ,  $u_{OB} = V_{CC}$ ,  $V_C(0) = 0$  时, 所需时间:

$$t_H = \tau \ln 3 = 1/(W+R)C \quad (9)$$

当  $u_{OA} = 1/3 V_{CC}$ ,  $u_{OB} = 0$ ,  $V_C(0) = V_{CC}$  时, 所需时间:

$$t_L = \tau \ln 3 = 1/(W+R)C \quad (10)$$

从(8)~(10)式可知: 当电容  $C_6$  (或  $C_{12}$ ,  $C_{14}$ ) 由零充电到  $2/3 V_{CC}$  所需的时间  $t_H$  与电容由  $V_{CC}$  放电到  $1/3 V_{CC}$  所需的时间  $t_L$  是相等, 因此从整个电路来看, IC 的输出每改变一次要经过这三个 RC 网络的传输, 所需的时间是  $3\tau$ , 则每个 IC 输出的周期:

$$T = 6\tau \quad \text{或} \quad f = 1/6 \cdot 6\tau \quad (11)$$

式中  $\tau$  是  $(W+R)C$ 。

从图 9 可以看出, 每经过一个时间  $\tau$  相当于经过  $60^\circ$  的相位角。当  $u_{OA}$  为高电平时, 经过了  $2\tau$  的时间也就是  $120^\circ$  相位差时  $u_{OB}$  为高电平, 再经过  $2\tau$  时相当于  $u_{OB}$  又经过  $120^\circ$ ,  $u_{OC}$  输出高电平, 再经过  $2\tau$  时相当于  $u_{OC}$  又经过  $120^\circ$ ,  $u_{OA}$  又回到高电平, 从而完成一个周期, 如此反复, 形成一个相位差固定不变的三相振荡波, 改变  $W$  就改变了 RC 的时间常数, 于是自由振荡频率可以改变, 而相位差不变。

压控特性的实现是通过改变⑤脚电压而实现的。NE555 的⑤脚为控制端, 改变⑤脚电压相当于改变了④脚的额定电压, 从而可以改变振荡频率, 而⑤脚的电压可以从 PD 输出端取。其振荡特性见图 10。这样只需在 LF 与 3P-

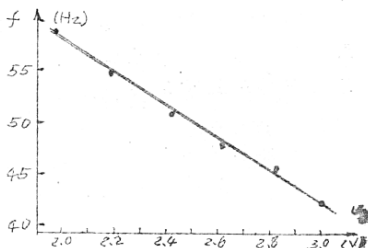


图 10

VCO之前加一级放大器即可。

#### 四、结

论

根据以上分析，并用实验验证，电路达到锁相要求，其抗干扰特性及稳定性均令人满意。

PLL电路输出参数：

1. 鉴相器输出电压： $0 \sim 3.5V$ 、 $200mA$ ；

2.  $3P-VCO$  输出电压： $3P \times 3.5V$ ， $200mA \times 3$ ；

3.  $3P-VCO$  输出脉冲： $3P$ ，相差为 $120^\circ$ 。

若采用双时基集成电路NE556，集成电路数量可减为三块，电路体积可进一步减小。

如果需要对 $3P-VCO$ 进行PWM，可附加三块NE555接在 $3P-VCO$ 的输出端，其电路见图11（只画其中一相）。从 $3P-VCO$ 输出的尖脉冲送到IC的②脚，才能发IC的状态，从误差放大器来的误差信号送到IC的⑤脚，即可利用NE555做为PWM电路，从③脚输出的PWM波可送到主变换器。

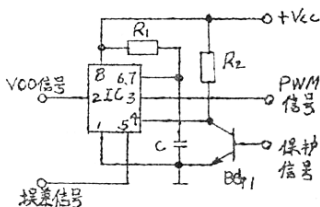


图 11

如果需要保护电路，只需使BG1饱和导通，使④脚电压低于 $0.3V$ ，PWM电路即停止输出PWM波，主变换器不工作，从而保护了主变换器。图11中的 $R_1$ 和 $C$ 的计算同(7)式。

综上所述，本文提出的三相UPS PLL电路是一种电路简单、调试容易、价格低，具有三路输出控制信号的装置。研究表明，只要与开关元件、保护电路及主变换器结合，即可成为性能比较好的UPS。可以预计，对于三相UPS的研制和发展具有很大意义。

参考文献:

1. 谢嘉奎, 《电子线路》 1984年
2. 邢楚、林渭勋, 《一种新型的UPS旁路切换电路》  
1988年5月、
3. 王先进, 《UPS的两种冗余形式》 1988年5月
4. 贺青, 《集成时基电路及其应用》, 1985年
5. T. Endo and K. Tada, "Analysis of the  
pull-in range of phase-locked loops" IEEE  
Trans. Feb 1985

6. T. Endo and L. Chua, "Chaos From  
Phase-Locked Loops" IEEE Trans, Aug 1988

1989年8月

# UPS 控制方案探讨

· 长沙矿山研究院五室 卢力 ·

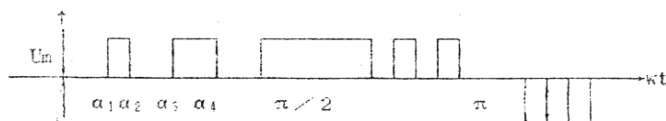
UPS 电源的控制形式多种多样, 本文从优化控制角度出发, 对于怎样进一步提高 UPS 电源的各种性能提出了三种优化 UPS 电源的控制方案, 即最优控制、正弦 PWM 控制、微机和模拟元件, 产生 PWM 波形的优缺点及采用微机实现的途径进行了仔细的研讨。

## 一、问题的提出和控制方案的考虑原则:

在现代工业生产中, 由于有许多设备都是以电子计算机为核心, 所以要求采用高性能指标和高可靠性的交流供电电源。不允许有超过 5ms 的供电中断, 否则, 计算机的信息便会丢失, 甚至连交流供电电源波形以及频率有稍大波型动也会造成错码或漏码, 使正常的工作受到影响。因此, 越来越多的使用不间断供电系统(即 UPS), 但怎样进一步的提高 UPS 的电压和频率稳定度, 减少非线性失真, 提高抗干扰能力, 还有大量的工作要做。而这些性能的提高又与 UPS 电源逆变器控制方案有着密切的联系, 因此, 怎样选择一种好的控制方案, 直接影响 UPS 的性能指标。

## 方案一: 最佳 PWM 逆变器的波形分析:

设三相 PWM 逆变器主回路 A 相的波形如图一所示



图中:  $\alpha_1$ 、 $\alpha_2$ 、…… $\alpha_n$  为 A 相脉冲换向角, 由于此波形在  $0 \sim 2\pi$  区间内, 以  $\pi$  点为中心对称; 在  $0 \sim \pi$  区间内, 以  $\pi/2$  为中心对称。

故波形中只含基波和奇次谐波。由于逆变器中的 6 个开关管在一个周期内轮流工作一次，所以在输出电压中只包含  $6K \pm 1$  次 ( $K=1, 2, 3, \dots$ ) 谐波，用富氏级数展开后，得到基波和  $K$  次谐波峰值如下：

$$U_1 = \frac{4U_m}{\pi} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \dots + \cos \alpha_{2n+1}) \dots \textcircled{1}$$

$$U_k = \frac{4U_m}{K\pi} (\cos K\alpha_1 - \cos K\alpha_2 + \dots + \cos K\alpha_{2n+1}) \dots \textcircled{2}$$

式中  $K=5, 7, \dots, 6n+1, 6n-1$ 。若定  $U_k=0$ ，即可求出使高次谐波为零的  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2n+1}$  各类的值。

设  $n=1$ ，且半个周期内发生三个脉冲，为了消除 5 次和 7 次谐波，根据①、②式得：

$$\frac{4U_m}{\pi} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3) = U_1 \dots \textcircled{3}$$

$$\cos 5\alpha_1 - \cos 5\alpha_2 + \cos 5\alpha_3 = 0 \dots \textcircled{4}$$

$$\cos 7\alpha_1 - \cos 7\alpha_2 + \cos 7\alpha_3 = 0 \dots \textcircled{5}$$

随着  $U_1$  的变化， $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  的值显然也随之改变，因此求解上述方程组，可使输出的基波电压在  $0 \sim U_{\max}$  范围没进行调节，这样便消除了 5, 7 次谐波。当然求得上述超越方程组的解，只有借助于计算机。但随着控制要求的提高，切割次数也就相应的增加。例如，当半个周期内增至五个脉冲时，即可消除 5, 7, 11, 13 次谐波。但上述超越方程将又 3 维增至 5 维，此超越方程系病态方程，即使用计算机进行迭代，也将是非常的困难。特别是当脉冲数再一步增加，方程组的维数也将进一步提高，用计算机迭代求解将更加困难，因而这种方法尽管是最优控制，但在实际应用中并不多见。

方案二：正弦 PWM 逆变器波形的原理和分析。

若要用一组宽度不等的矩形脉冲波来等效正弦波，则可从平均能量

等效概念出发，将正弦沿时间轴分成若干等分，而每一等分中所包含的正弦波面积，都用一个与次面积相等的矩形脉冲来代替，见图(二)由这些矩形脉冲所组成的波形可与半个周期的正弦波等效。

在电路安排上，要获得图(二)所示的脉冲宽度不等的矩形波，可用三角波与正弦波相交的方法来获得近似的结果。

正弦PWM控制的一般方法是将三相正弦波与对称三角波相交得出两个波的交点(见图三)，并在此点触发送变器的开关管。

用微机实现本方案时，先将各开关管的开通模式存入计算机内存单元，通过CTC定时，按一定的顺序经PIO输出触发模式。调节三角波或正弦波的幅值，就能改变输入脉冲的宽度，从而达到调压的目的。这种控制方法的载波比(三角波频率与正弦波频率之比)必须为奇数，其输出电压在 $0 \sim \pi$ 区间内对称于 $\pi/2$ 轴，使输出电压的富氏表达式中无偶次谐波分量和常数项。由于逆变器中的6个开关管在一个周期中轮流工作一次，所以输出电压中无3的整数倍谐波。但必须注意，无论载波比取何值；当调幅较小时，正负脉宽比较接近，且 $n = N \cdot k$ 为谐波分量次数，N为载波比，k次谐波分量很大，甚至等于基波分量。因此在实际应用中载波比的选择一般取3的整数倍。我们以 $N=9$ 为例来说明其计算过程及用微机的实现方案。

如图(三)所示： $A_1, A_2, \dots$ 是A相正弦波与三角波的交点。 $B_1, B_2, \dots$ 是B相正弦波与三角波的交点。 $C_1, C_2, \dots$ 是C相正弦波与三角波的交点，以计算A相例。

根据对称性： $A_5 = 1/2 - A_4, A_6 = 1/2 - A_3, \dots$ 。依此类推。也就是说，只要求出 $0 \sim \pi/2$ 区间内的交点，就可求出其它全部交点。

假设直线MN的方程为：

$$Y = ax + b \dots\dots\dots \textcircled{6}$$

若三角波的最高值为1，则M点坐标为 $(\pi/18, 1)$ ，N点坐标为 $(\pi/6, 1)$ 于是直线MN方程为已知。

同样假定正弦波幅值为1，则其方程为：

$$Y = \sin x \dots\dots\dots ⑦$$

将方程⑥、⑦联立求解得到A点值，此方程为非线性方程，需用计算机求解。

采用正弦PWM控制时，由于交点值太多，如果全部存入微机，所占用的内存过大，实现困难。而采用一般方法减少内存，则必然是以占用CPU工作时间为代价，从而影响CPU对其它控制的进行，这是很不理想的。我们这里提出一种新的方法，可以使内存大大减少；即只需存入 $0 \sim \pi/3$ 区间内的三相所有数据，即可得 $0 \sim 2\pi$ 正间内三相的全部信息，且不需要进行任何计算，并与CPU的工作时间无关。

图(三)所示，假想在B4点作为-Y轴，称之为Y'轴与A、C相交点为R、Q，而 $0 \sim \pi/3$ 区间的三相信息，存入微机内存单元时应变为 $B_1$ 、 $B_2B_1$ 、 $A_1B_1$ 、 $C_2C_1$ 、 $B_3C_2$ 、 $A_2B_3$ 、 $A_3^2$ 、 $B_4A_3$ 。假想计算机从Y轴开始计时，到Y'轴即 $\pi/3$ 时结束，作为一个循环。然后继续以Y'轴作为起点开始计时，不难发现， $QC_3$ 之值等于 $B_1$ 之值， $C_4C_3$ 之值等于 $B_2B_1$ 之值，……。数值完全是重复的。当循环完成6次时，即完成一个周期( $2\pi$ )的计时。因此只要用微机的两个通道CTC1，CTC2，如图(四)所示；当CTC1定时到，利用CTC1中断产生的复位脉冲启动CTC2；当CTC2定时到，则利用CTC2中断产生的复位脉冲启动CTC1。即当一个CTC工作时，另一个CTC已装入了新的定时数据，进入等待工作状态。这样就非常连续地完成了逆变器触发的时间控制，而无需CPU参与任何计算，仅需一个CTC中断时，对其送入新的定时数值。

采用这个方法使正弦PWM控制成为一种简单可行的方案，我们在试验室用单板机进行了UPS电源逆变器的控制试验，效果良好。程序

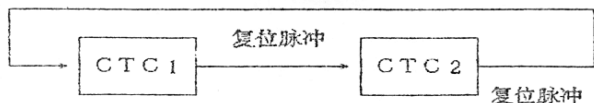


图 四

数据所占用的内存空间 2 K 稍多一点, 至于提高精度, 无非是多存几组数据而已。

这种方案实现简单, 但在谐波消除方面肯定不如方案一, 且必须用微机产生 PWM 波, 若用模拟电路产生, 则电路太复杂。

### 方案三: 微机控制及模拟产生 PWM 波形的原理和分析

这种方案是采用简单的模拟电路产生 PWM 控制波形, 而利用微机来进行各种调节、计算、检测, 充分发挥计算机的功能。PWM 的产生方法如图(五)所示。图中的对称三角波与基波同步, 有固定的相位关系。三角波与可变的直流电压  $U_0$  比较, 在其交点产生一调制脉冲, 调制脉冲的宽度随比较电压  $U_0$  的改变而变化, 该调制脉冲与方波相迭加, 得到一个如  $X'$  所示的相电压控制波形, 从而控制逆变器的输出电压。直流电压  $U_0$  降低, 脉冲  $U_m$  加宽, 增加了  $X'$  的电压降, 而减少了逆变器的输出。反之, 直流电压  $U_0$  增高, 则升高了逆变器的输出电压, 这样就达到了调压的目的。若要提高精度, 减少逆变器输出的谐波分量, 仅需提高对称三角波的频率(即所谓提高调制比)对该调制波的产生要求与方案二中的正弦波 PWM 控制波型的要求完全一样, 这里不再复述。所不同的是该调制波使用模拟电路很容易实现, 因而可以很方便的进行闭环控制, 计算机就可以进行其它检测、控制。因此模拟产生 PWM 波与微机相结合的控制方案是一种比较理想的控制方案, 国外已有应用的例子。

结束语:

UPS 电源有多种控制方案, 但以上所例举的三种方案是通过各种方案比较后得出的三种较好的控制方案。它们都能够很好的抑制谐波分量, 提高 UPS 电源精度、可靠性。我们相信, 随着计算机技术的不断发展, UPS 电源的各项性能要求也越来越高, 微机组成的 UPS 电源控制将是不可缺少的。

(全文完)

首届不间断电源研讨会文章

# 一种适用于银行计算机 的HDUPS不间断电源

——用户分析报告——

浙江省湖州市工商银行科技科