

文章编号 1000-5013(2002)04-0354-07

# 一种正弦信号发生器的设计方法

杨冠鲁

(华侨大学信息科学与工程学院, 泉州 362011)

**摘要** 基于正弦脉宽调制(SPWM)理论, 提出适合于数字电路实现的, 抗干扰性强, 可靠性较高的一种正弦信号发生器构想, 给出了滤除3次和3的倍数次谐波的简单方法, 以及5次、7次谐波的滤除方法. 电路仿真表明, 该信号发生器较常规的DDS方法实现的正弦信号发生器易于实现电压和频率的调整, 且调试和使用成本较低. 它与查表法的正弦信号发生器相比, 频率范围宽、容易调整. 文中同时给出了相应的频谱分析.

**关键词** 信号发生器, 正弦脉宽调制, 谐波分析, 电路仿真

**中图分类号** TN 782 TN 787<sup>+</sup>. 2

**文献标识码** A

脉宽调制技术在现代工程应用上非常广泛. 诸如在DC-DC变换器、不间断电源(UPS)<sup>[1]</sup>、变频调速器<sup>[2]</sup>等产品上, 脉宽调制已成为一项不可或缺的技术手段. 脉宽调制的优点在于它输出功率大、抗干扰能力强、易于用数字方式实现, 以及控制方式灵活. 基于以上几点, 本文构想了一种基于SPWM波的正弦信号发生器. 它的总体构思是利用可编程逻辑器件(PLD)产生正弦调制的脉宽信号, 然后通过三相PWM逆变电路实现滤波从而产生精确的正弦信号. 其优点在于使用可编程逻辑器件, 使得整个电路控制灵活(可以在线编程), 而且可实现的输出频率范围广; 采用脉宽调制形式使得能够对输出电压幅度和频率连续调节; 滤波方法简单有效. 与常规的用模拟电路方式实现的信号发生器和查表式的信号发生器<sup>[3]</sup>相比, 它的输出频率稳定、精度高、范围广. 与常规的直接数字频率合成式(DDS)信号发生器相比, 该信号发生器只是采用一片PLD, 不需要其他外围器件, 因而其成本较低. 它所使用硬件描述语言实现脉宽输出简化编程复杂度, 比通用的MCU + DDS构成的信号发生器系统<sup>[4,5]</sup>, 调试和使用成本降低, 可对输出电压实现连续调整. 这是DDS方式难以做到的.

## 1 正弦脉宽调制信号的产生

脉冲宽度调制(Pulse Width Modulation, PWM)是用载波信号调制相当于基波的正弦信号, 从而达到能够调节输出脉宽的方式. 脉宽调制的形式包括正弦脉宽调制(SPWM)、新型脉冲宽度调制(NPWM)、双三角形脉冲宽度调制(DTPWM)、Delta调制脉冲宽度调制

(DMPWM) 等等。正弦信号脉宽调制, 它是采用三角载波信号调制正弦信号. 其传统的实现方法, 是让三角波发生电路与正弦波发生电路通过一个比较器产生脉宽调制波, 如图 1 所示。

采用这种方式实现的脉宽信号大多采用模拟电路控制, 由于采用大量的模拟元件组成电路, 容易受温度漂移影响, 造成频率和相位不稳定. 它的控制电路复杂, 给安装和调试带来不便. 随着数字化技术的成熟, PWM 的产生和控制也趋向于用数字方式实现. 数字化控制的优势在于它尽可能地利用数字芯片的运算和逻辑功能实现复杂功能的电路, 而今在用数字化控制技术产生 PWM 脉冲时三角载波已经被软件所取代. 这样, 既减少硬件的投资又提高了系统的性能. 数字式的脉宽调制方式的机理与传统的方式相似. 它主要是利用采样公式算出各个脉冲的宽度或三角波和正弦波的交点, 从而输出一系列的脉宽信号, 如图 2 所示。

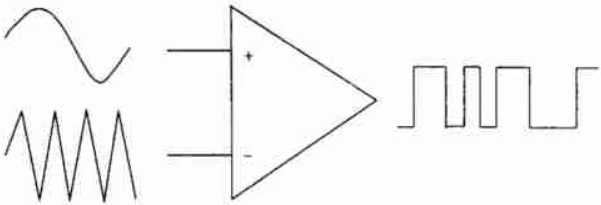


图 1 用比较器产生脉宽调制波

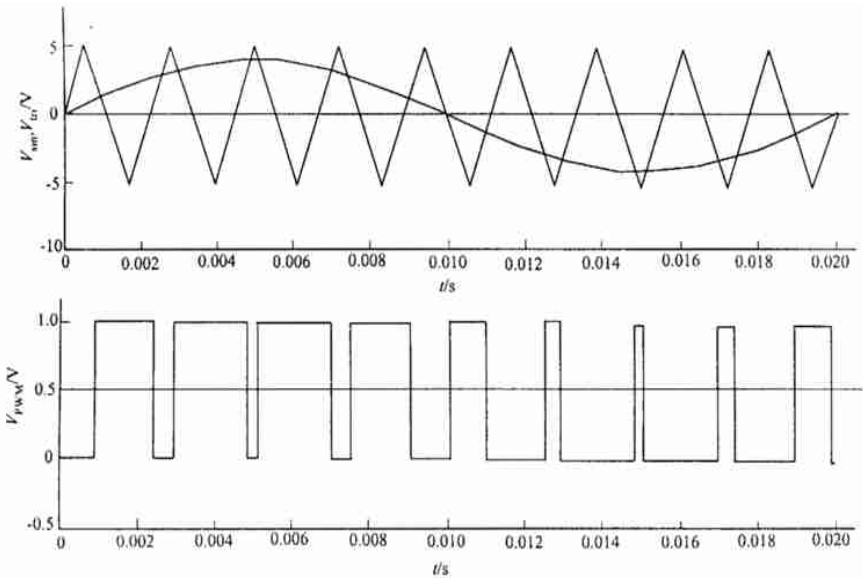


图 2 三角载波调制正弦波产生脉宽调制波(  $V_{PWM}$  )

根据采样规则的不同, 采样方式可分为对称规则采样、不对称规则采样和平均对称规则采样. 由于对称规则采样涉及的计算量过大, 而不对称规则采样输出电压幅度较低, 通常采用平均对称规则采样法, 如图 3 所示. 采样点设置在三角载波的波谷点, 这样使得计算量减少而且失真度减小. 如图 3 所示, 由对称规则采样法得出的公式为

$$T_{PW} = \frac{T_{sin} \left( 1 + \frac{V_{sin}}{V_{tri}} \sin \omega t \right)}{2} \tag{1}$$

在上面的公式中,  $T_{sin}$  为正弦波的周期,  $V_{sin}$  为正弦波的幅度,  $V_{tri}$  为三角波的幅度,  $\omega$  为正弦波的角频率.

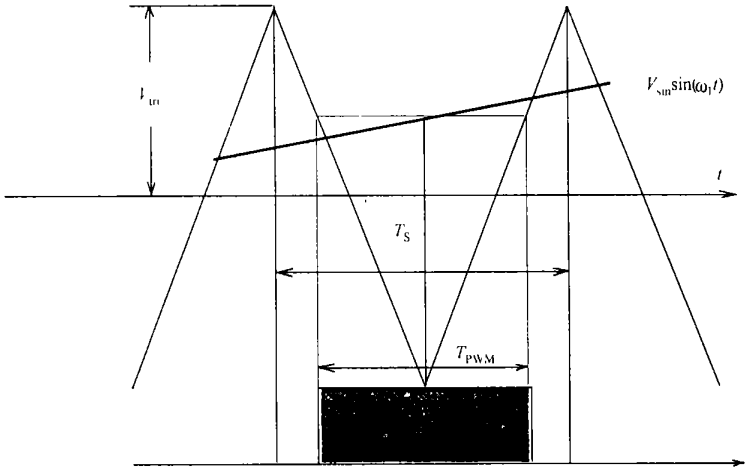


图 3 对称规则采样

## 2 信号发生器实现的机理

### 2.1 基本实现思路

设计该信号发生器的主要思想来自于交流电动机变频器的控制方式, 该信号发生器的设计思想就是将脉宽调制信号送入 PWM 变频器后以产生逆变, 从而发出正弦信号. 下面从简单的单相变频器实现的机理来分析, 并给出实现的方式和需要考虑的一些问题. 如图 4 所示, 图中 4 个信号源发出正弦脉宽调制信号. 它的具体硬件实现是利用 PLD 的 IO 口输出不同的 PWM 电平信号. 图中 V1 和 V4 信号相同, V2 和 V3 信号相同, 而 V1 和 V3 信号的相位正好相差  $180^\circ$ . 当 V1, V4 为高电平时, Q1 和 Q4 导通. 此时, 由于 V2 与 V3 的相位正好与 V1, V4 相差  $180^\circ$ ; V2 和 V3 为低电平, Q2 和 Q3 截止, 电流从 Q1 经过 L1 负载流向 Q4. 反之类似, 当

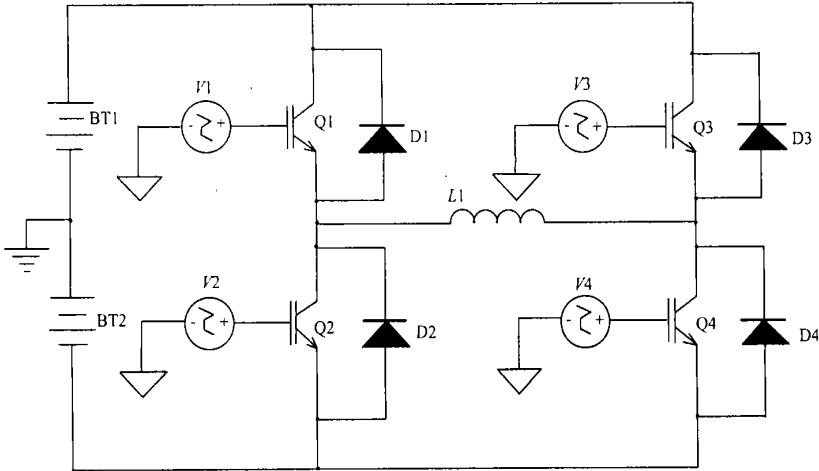


图 4 用单相逆变器实现正弦信号

V2 和 V3 为低电平时, 电流又从 Q3 经过 L1 负载流向 Q2. 这样, 周而复始地在负载上就形成

了一个类似正弦波的交变电压. 现对输出电压波形及其谐波进行一些分析<sup>[6]</sup>. 采用的典型调制数据是三角载波电压幅值为 5 V, 调幅比为 0.8, 正弦电压频率为 50 Hz, 调制比为 15. 在这种情况下所得的实验结果, 如图 5 所示. 图中,  $V_k, V_1$  分别代表谐波电压和基波电压. 由图 5 可以

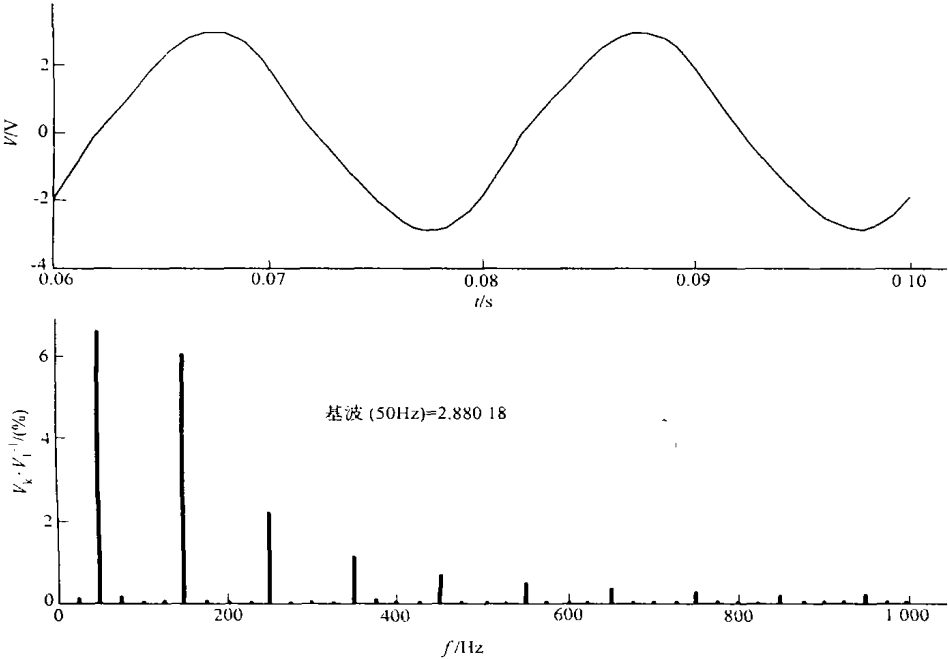


图 5 用单相逆变器实现正弦信号的波形和频谱分析

看出, 输出的电压 ( $V$ ) 已基本接近于正弦信号, 这说明了此种实现方式的有效性. 从频谱来看, 这个波形不存在偶次谐波, 但仍存在着较小分量的奇次谐波 (3 次谐波幅度是基波的 6%, 5 次谐波的幅度约是基波的 2.2%, 7 次谐波的幅度约是基波的 1.2%, 9 次谐波的幅度约是基波的 0.7%). 这些奇次谐波, 影响了信号发生器波形的精确度. 因此, 须设法滤除这些谐波.

2.2 3 次和 3 的倍数次谐波的滤除

如果在逆变器的后级加上有源滤波器, 虽然可以滤去一些分量的谐波, 但这又回到了模拟电路实现的老路. 使用模拟器件会使硬件成本增加, 受温漂影响大, 滤波的控制也不够灵活. 这里使用三相 PWM 变频电路可以很方便地解决这个问题. 为消除 3 次谐波, 可将 3 个形式相同、相位相差 120 的 SPWM 波, 分别输入三相变频电路的上面 3 个逆变臂的三极管的基极. 将与上 3 个臂波形相位相差 180 的电平, 分别输入下面 3 个三极管的基极, 如图 6 所示. 输出的三相电压经过三相星形对称负载电路后, 就能滤去 3 次和 3 的倍数次谐波. 下面来说明这种滤波方式的机理. 三相 SPWM 波输入三相变频电路, 可以简化成三相电压源对星形负载供电. 这 3 个电压源中包含了正弦电压的基波分量、3 次谐波分量和 3 次以上的高次谐波分量. 化简后的电路如图 7 所示. 在图 7 电路中, 设  $v_{SD\ 3k}(t)$  为电源相电压  $v_{SD}(t)$  中 3 的倍数次谐波电压, 下标 S 有 A, B, C, 有

$$v_{AD\ 3k}(t) = V_{3k} \sin 3k \omega t \quad (k = 1, 2, 3, \dots), \tag{2}$$

$$v_{BD\ 3k}(t) = V_{3k} \sin 3k \omega (t - T/3) = V_{3k} \sin (3k \omega t - k \omega T) =$$

$$V_{3k} \sin 3k\omega t \quad (k = 1, 2, 3, \dots), \quad (3)$$

$$v_{CD\ 3k}(t) = V_{3k} \sin 3k\omega(t - 2T/3) = V_{3k} \sin(3k\omega t - 2k\omega T) = V_{3k} \sin 3k\omega t \quad (k = 1, 2, 3, \dots). \quad (4)$$

设负载相电压中  $3k$  次谐波电压为  $v_{SD\ 3k}(t)$ ,  $S$  为 A, B, C; 中点间电压  $v_{DD}(t)$  中的  $3k$  次谐波电压为  $v_{DD\ 3k}(t)$ . 根据电路节点电位公式, 有

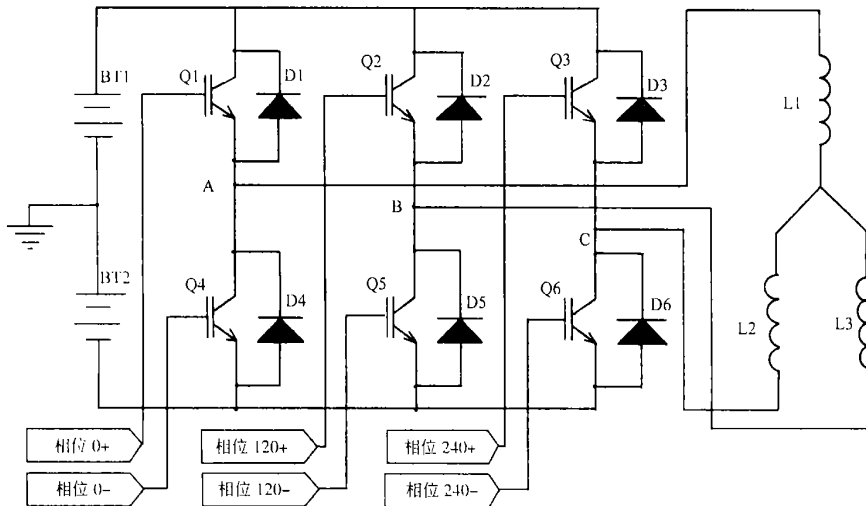


图 6 用三相逆变器实现正弦信号

$$\dot{V}_{DD\ 3k} = \frac{\frac{\dot{V}_{AD\ 3k}}{Z_{13k}} + \frac{\dot{V}_{BD\ 3k}}{Z_{23k}} + \frac{\dot{V}_{CD\ 3k}}{Z_{33k}}}{\frac{1}{Z_{13k}} + \frac{1}{Z_{23k}} + \frac{1}{Z_{33k}}} = \frac{\dot{V}_{AD\ 3k}(\frac{1}{Z_{13k}} + \frac{1}{Z_{23k}} + \frac{1}{Z_{33k}})}{\frac{1}{Z_{13k}} + \frac{1}{Z_{23k}} + \frac{1}{Z_{33k}}} = \dot{V}_{AD\ 3k}. \quad (5)$$

所以, 负载相电压中  $3k$  次谐波电压  $\dot{V}_{SD\ 3k} = \dot{V}_{SD\ 3k} - \dot{V}_{DD\ 3k} = 0$ ,  $S$  为 A, B, C. 现对上述结论进行实验验证. 为了与单相变频电路比较, 这里选用典型值的三角载波电压幅值为 5 V, 调幅比 0.8, 正弦电压频率 50 Hz, 调制比为 15. 所得结果如图 8 所示. 从图中不难看出, 经过三相逆变器的输出波形已经相当精确地接近正弦波, 其中 3 次和 3 的倍数次谐波(Hz) 150, 450, 750, 900 等分量已基本滤除. 这说明采用三相变频电路的确能起到滤除 3 次和 3 的倍数次谐波的作用. 同时对其它次谐波也有一定的抑制作用. 虽然此时已能得到较好的正弦波形, 但在 250 Hz(5 次谐波), 350 Hz(7 次谐波), 550 Hz(11 次谐波) 处仍然存在着较小的高次谐波. 下面讨论如何将这些高次谐波滤除, 使输出正弦波的精度进一步提高.

### 2.3 高次谐波的滤除

滤除高次谐波使得输出波形能达到非常精确的正弦波. 这一点是本数字式正弦波发生器的特点之一, 同时也是模拟式信号发生器无法做到的. 滤除高次谐波主要是通过数学推导, 计

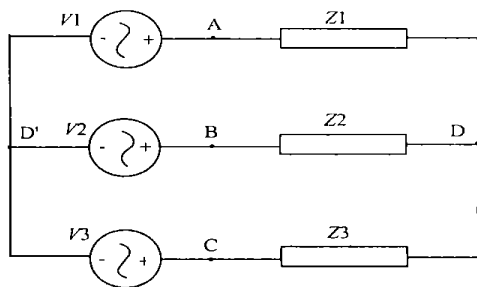


图 7 利用三相电路滤波

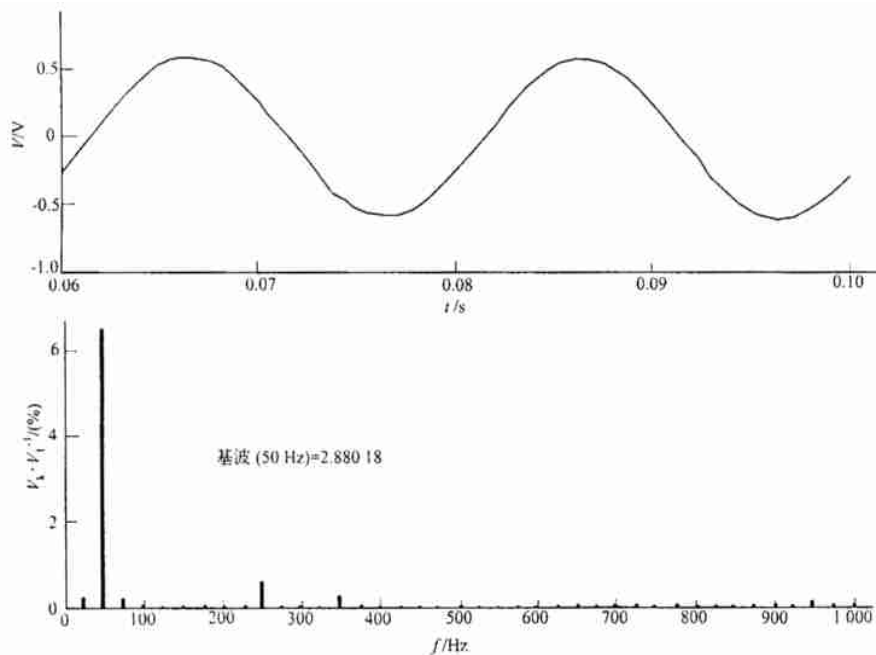


图 8 用三相逆变器实现正弦信号的波形和频谱分析

算出适当的、满足相应方程的各个换流角  $\alpha$ 。所谓换流角就是三角载波和正弦波交点所对应的正弦波的弧度值, 也就是脉宽信号的电平变化时刻所对应的正弦波弧度值。根据计算, 可以得出  $n$  次谐波电压均方根值为<sup>[2]</sup>

$$V_n = \frac{2}{n\pi} \overline{2} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos(n\alpha_i) \right] \quad (n = 1, 3, 5, 7, \dots) \quad (6)$$

由上述方程, 可以知道要消除 5, 7, 11 次 3 个预定的谐波就需要解出下列方程组, 所得到的解就是换流角。即

$$V_5 = \frac{2}{5\pi} \overline{2} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos(5\alpha_i) \right] = 0,$$

$$V_7 = \frac{2}{7\pi} \overline{2} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos(7\alpha_i) \right] = 0,$$

$$V_{11} = \frac{2}{11\pi} \overline{2} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos(11\alpha_i) \right] = 0.$$

由于上述方程属于非线性方程, 而且含有超越函数, 所以它的解可能有多个, 而且方程求解非常复杂。在实现时应采用离线计算, 即用计算机先算出各个换流角。然后, 再将数值储存在 PLD 中, 需要时进行调用和处理。

## 2.4 实现连续调频

上面涉及的是在一个频率下的正弦信号, 信号发生器还须做到能够连续调频。但不能期望用 PLD 进行实时计算, 将各个不同频率下的 PWM 波的换流角算出来。因为用 PLD 实现复杂运算比较困难, 更何况在计算换流角时要涉及到超越函数方程的求解。这里, 我们使用信号展缩 (也称尺度变换) 来解决这一问题。具体思路就是对已存在 PLD 中的 PWM 波脉冲宽度, 进

行压缩或者伸展以达到改变频率的目的. 比如对 5 kHz 的 PWM 波的脉宽压缩 5 倍, 逆变后产生的正弦波频率为 25 kHz. 如果对其伸展 5 倍, 则逆变后产生的正弦波的频率为 1 kHz. 信号伸缩在 PLD 中的实现不像函数运算那么复杂, 它不过是一个精确延时的问题.

### 3 结束语

综上所述, 本文提出的正弦信号发生器具有一定特点. 首先, 它使用可编程逻辑器件实现、数字化软件控制技术, 这使得它不同于以往的模拟电路实现的信号发生器. 其控制灵活, 造价低廉. 其次, 它采用三相变频电路来消除 3 次和 3 的倍数次谐波, 效果良好. 同时采用计算换流角的方式来消除其它高次谐波的影响, 这些滤波方式使得它输出的波形极其稳定精确. 这也是其他数字式信号发生器无法做到的. 最后, 为了在尽可能减少运算量的情况下实现连续调频, 使用了尺度变换的方式. 这使得 PLD 不必实时计算换流角而只需对信号进行压缩或伸展, 即可实现频率连续可调.

### 参 考 文 献

- 1 李成章, 王淑芳. 新型 UPS 不间断电源原理与技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 1995. 17~26
- 2 陈国呈. PWM 变频调速技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998. 119~138
- 3 马 玲. 实用数字信号发生器方案设计[J]. 声学与电子工程, 2001, (2): 45~48
- 4 李 莉, 李 季. 一种新型数字合成三相正弦波信号发生器[J]. 电测与仪表, 1999, 36(4): 45~48
- 5 卢玉宇. 用单片机产生脉宽调制(PWM)电压输出的方法[J]. 福建农业大学学报, 2001, 30(3): 412~415
- 6 吴湘淇. 信号、系统与信号处理: 上册[M]. 北京: 电子工业出版社, 1996. 27~36

## Design Procedures of a Sinusoidal Signal Generator

Yang Guanlu

(College of Info. Sci. & Eng., Huaqiao Univ., 362011, Quanzhou)

**Abstract** Based on the theory of sine pulse width modulation, the author puts forward a proposition on a sinusoidal signal generator which fits to be realized by digital circuit and is powerful in noiseproof feature and is high in reliability; and gives a simple method for eliminating triplen as well as quintic and septic harmonic waves. As indicated by circuit simulation, this signal generator is easier to realize voltage and frequency regulation and is lower in cost of debug and service than the one realized by conventional DDS method; this one has a wider frequency range and is easier to be regulated as compared with the one using table lookup method. In this paper, corresponding frequency spectrum analysis is given simultaneously.

**Keywords** signal generator, sine pulse width modulation, harmonic wave analysis, circuit simulation