

数字式单相和三相基准正弦波信号发生器

王 永,何 凯,沈颂华

(北京航空航天大学 自动化科学与电气工程学院,北京 100083)

摘要:提出了一种采用数字合成与移相电路相结合的方法来生成单相和三相基准正弦波的方法。详细地分析了其电路工作原理和参数的选择,并给出了试验结果。实验表明采用该方法生成的单相和三相正弦波具有频率精确度高、波形失真小、幅值稳定且连续可调等优点,且电路结构简单实用,是各种测量和控制电路中理想的单相和三相基准正弦信号发生器。

关键词:正弦波;移相电路;发生器

中图分类号:TM935.11

文献标识码:B

文章编号:1001-1390(2003)10-0016-04

Digital single-phase and three-phase reference sinewave signal generator

Wang Yong, He Kai, Shen Songhua

(School of Automation Science And Electrical Engineering Beihang University, Beijing 100083, China)

Abstract:In this paper a kind of single-phase and three-phase reference sinewave signal generator is presented by using digital method together with phase-shifting circuit. The theory of circuit and how to select circuit parameter are analyzed detailedly and the experiment result is given. The experiment demonstrates that the kind of single-phase and three-phase reference sinewave signal has the characteristics of high frequency precision, low waveform distortion and the amplitude is stable and adjustable continuously, even, the circuit is simple and applied, it is a kind of ideal single-phase and three-phase reference sinewave signal generator in the field of measurement and control.

Key words:sinewave; phase-shifting circuit; generator

0 引言

在各种测量和控制电路中,常需要单相或三相正弦波信号作为基准信号,基准正弦波的波形质量直接影响到测量和控制的精度。对于一个良好的正弦信号源,要求其输出的基准正弦波信号幅值、频率高度稳定,失真度小,带负载能力强,幅值可调,对于三相正弦波信号还要求三相对称度好。兼顾这些要求往往使电路变得复杂。在实际应用中还要求整个信号发生器具有电路结构简单、成本低、功耗小等特点。

现有的基准正弦波信号发生器主要分两类:一类是采用模拟正反馈并利用振荡原理来产生基准正弦波信号模拟方法,但这种方法存在着频率稳定性差、精度不高和对工频抑制能力差等缺点;另一

类是采用 EPROM 计数器生成正弦波一个周期若干等分点的幅值的数字方法,此种方法虽克服了第一类方法的缺点,但电路成本相对较高。

采用数字合成法产生基准正弦波信号的技术已普遍应用,但是多数一次只能产生出一相正弦波,三相信号需要三路装置,并且要保证三相对称控制。本文提出了一种采用数字合成与移相电路方法产生单相和三相基准正弦波信号的方法,讨论了电路工作原理和参数设计,给出了实验结果,验证了方法的可行性。

1 单相基准正弦波信号发生器

1.1 工作原理

单相基准正弦波信号发生器主要由振荡分频电路、阶梯波合成电路和有源滤波电路三部分组成

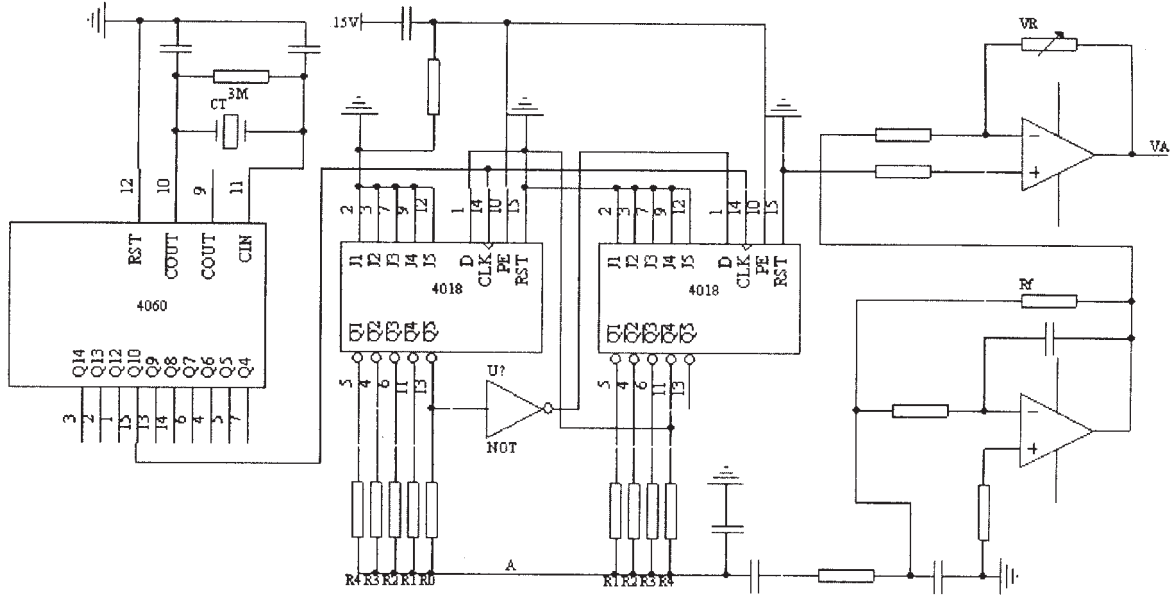


图 1 单相基准正弦波发生器电路

成,其电路结构如图 1 所示。整个电路具有电路简单、成本低、输出波形 THD (总谐波畸变因数) 小、频率稳定性高等优点。振荡分频电路主要由晶振 CT 和分频器 4060 及一些外围电路组成,通过选择不同频率的晶振和 4060 的不同分频其输出可以得到不同频率的时钟信号,从而可以得到所需不同频率的正弦信号。阶梯波合成电路由 4018 计数器、权电阻 $R_0 \sim R_4$ 和反相器构成,将振荡分频电路输出的时钟信号经循环移位后,由权电阻输出所需频率不同阶高的阶梯波。计数器级数越高,阶梯数越多,所得阶梯波越接近理想的正弦波,但发生器体积大;若计数器级数越低,阶梯波阶数越少,则发生器体积小,但所得正弦波信号波形质量差,因此,计数器级数应折中考虑(经实验本文中取阶梯波的阶数为 18)。滤波电路由运算放大器及一些电阻和电容组成的多路反馈低通有源滤波器,阶梯波经有源滤波器滤波后,输出高质量的基准正弦波信号。

根据技术要求选择阶梯波的阶数为 $2N$,故 4018 的时钟频率 f_s 等于基准正弦波的频率 f_j 乘以阶梯数 $2N$,即 $f_s = f_j \times 2N$,本文中取 $2N$ 为 18,基准正弦波的频率为 400Hz,则 4018 的时钟信号频率 f_s 为: $f_s = f_j \times 2N = 400 \times 18 = 7.2\text{kHz}$ 。4060 对振荡分频器分频得到 4018 所需要的时钟频率信号。4060 的不同管脚 Q_i 对应不同的分频系数 2^i 。设晶振的振荡频率为 f ,则按照下式选择分频系数 2^i 为

$$2^i = f_s / f = f_j \times 2N / f$$

图 2 为阶梯波合成示意图,4018 按移位计数器方式工作,对于每一个时钟脉冲,计数器只有一个逻辑电平发生变化。4018 的每个缓冲输出端输出频率为 f_0 的方波,时钟信号使 9 个缓冲输出端 $Q_1 \sim Q_9$ 中出现高电平的端子依次增加到全“1”,然后依次减小到全“0”。在此过程中,图 1 中 A 点处电压 V_A 得到如图 2 所示的阶梯波。阶梯波合成分压原理见图 3, R 为 4018 输出为“1”时输出端子所连权电阻($R_0 \sim R_4$)的并联值, R' 为输出为“0”的输出端子所连权电阻($R_0 \sim R_4$)的并联值。不同脉冲时刻,两个电阻有不同的值, V_A 得到不同的分压值,从而产生阶梯波。所产生的正弦阶梯波经过由运算放大器所构成的多路反馈低通滤波器后产生所需的单相基准正弦波信号。通过调节可调电阻 V_R 可以连续地改变基准正弦波信号的幅值,通过改变 4018 计数器的时钟信号频率和滤波器的截止频率可以很方便地产生所需频率且幅

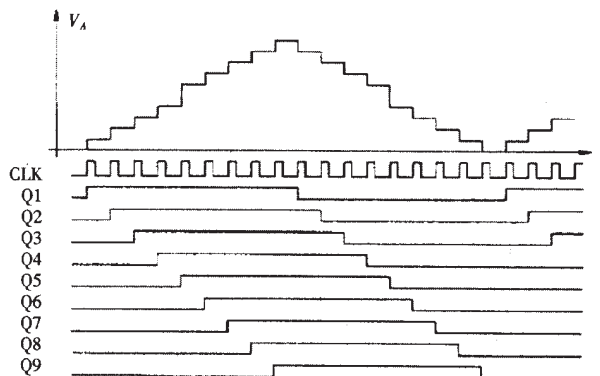


图 2 阶梯波合成示意图

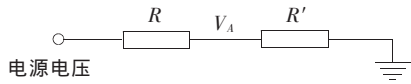


图 3 阶梯波合成分压示意图

值连续可调的基准正弦波信号。

1.2 权电阻的选择

权电阻的大小不同,则阶梯波的阶高不同,为使基准正弦波的 THD 小,必须设置合适的权电阻使阶梯波的谐波含量小。定义 U_m 为基准正弦波峰值,为使阶梯波谐波含量较小,阶梯波各阶电压值应等于正弦波在此阶段内的平均值,即

$$U_i = \frac{N}{\pi} \int_{(i-1)\pi/N}^{\pi/N} U_m \sin \omega t d\omega t$$

当 N 为奇数时

$$U_i = \frac{\sin(\pi/2N)}{\pi/2N} U_m \sin[(2i-1)\pi/2N] \quad (1)$$

$$(i=1, 2, \dots, \frac{N+1}{2})$$

根据图 3 的电阻分压原理可得权电阻应满足下式

$$R_i = \frac{2U_1}{U_{i+1} - U_i} R_0 = \frac{R_0}{\cos(2i\pi/2N)} \quad (2)$$

$$(i=1, 2, \dots, \frac{N-1}{2})$$

当 N 为偶数时

$$U_i = \frac{\sin(\pi/2N)}{\pi/2N} U_m \sin(i\pi/N) \quad (3)$$

$$(i=1, 2, \dots, N/2)$$

根据图 3 的电阻分压原理可得权电阻应满足下式

$$R_i = \frac{U_1(1-U_i)(1-U_{i+1})}{(U_{i+1}-U_i)(1-U_1)} R_0 \quad (4)$$

$$(i=1, 2, \dots, N/2)$$

阶梯波各阶对应权电阻值由以上各式确定。

2 三相基准正弦波发生器

三相基准正弦波发生器的方框图如图 4 所示,主要由一路单相基准正弦波发生器和两个移相电路组成,其电路图如图 5 所示,其中两级移相电路将其输入的一个正弦波信号转换成幅度相等、相位各相差 120° 的两个正弦波。

设: $R_1=R_3=R_4=R_6, R_1=R_2=R, C_1=C_2=C$ 则每一级移相电路的传递函数的拉氏变换式(5)

$$A(s) = -[(s-\omega_0)/(s+\omega_0)] = U_B/U_A = U_C/U_B \quad (5)$$

式中 $\omega_0 = 1/RC$ 。

则相移为

$$\phi(\omega) = 2\arctan(\omega/\omega_0)$$

ω 为正弦波角频率,要得 120° 的相移,则应满足

$$\omega RC = \tan[1/2\phi(\omega)] = \tan(60^\circ) \quad (6)$$

$$RC = \tan(60^\circ)/\omega \quad (7)$$

只要选择合适的 R, C 便可移相 120° 。从而最后得到 U_A, U_B, U_C 各相差 120° 、幅度相等的三相正弦波。

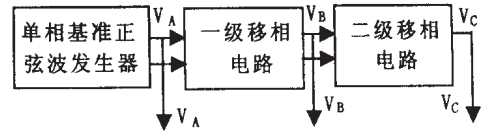


图 4 三相基准正弦波发生器方框图

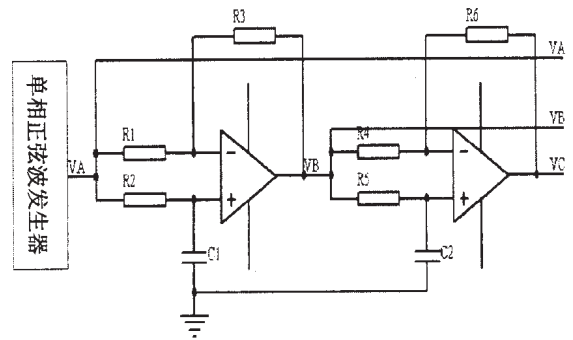


图 5 三相基准正弦波发生器电路图

3 实验结果

采用该方法生成了 400Hz 的单相和三相基准正弦波信号。图 6 为单相阶梯波和所对应的单相正弦波;图 7 为单相基准正弦信号发生器通过移相电路所生成的三相正弦波;图 8 为三相基准正弦波所对应的频谱图。

从实验波形和频谱图可以看出,使用该方法所产生的单相和三相基准正弦波信号直流分量小、频率幅值稳定、波形畸变小等优点。

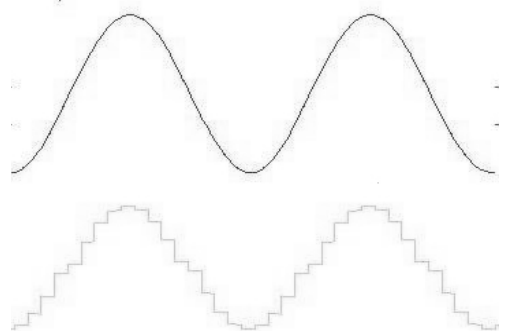


图 6 单相阶梯波和正弦波形

(下转第 53 页)

主要包括完成 Task_Creat、Task_Del、Send_Signal、Clear_Signal 函数。这些函数都是通过改变 TCB 中的元素使任务处于不同的状态,从而实现任务状态转换。

综上所述,内核代码把各个操作过程定义成子程序供用户调用,达到了和现有编译器的最好结合。以上所有程序段,若涉及到任务状态字操作,必须关中断,以防止和定时器 T0 同时操作任务状态字。

3 性能指标分析

(1)任务切换时间:该指标主要是在任务切换时,保护和恢复 CPU 寄存器和堆栈管理时间,因此这个指标跟任务堆栈负载有很大关系,最大不超过 1000 个机器周期。

(2)中断响应周期:这是实时内核的一个重要标准,主要由三部分构成:最大中断屏蔽时间、得到 ISR 相量的时间、保护现场时间。其中最大中断屏蔽时间是决定性的,在节拍中断服务时,必须打开中断以提高该指标。其它关中断都是很短暂的,最大不超过 20 个机器周期。

(3)存储器占用大小:由于本内核用汇编语言

(上接第 18 页)

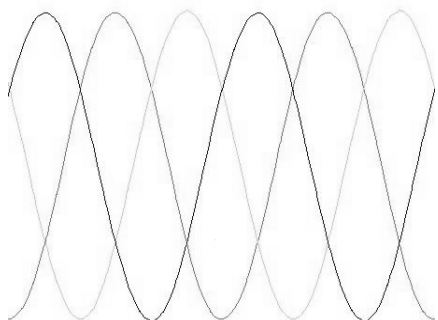


图 7 三相正弦波

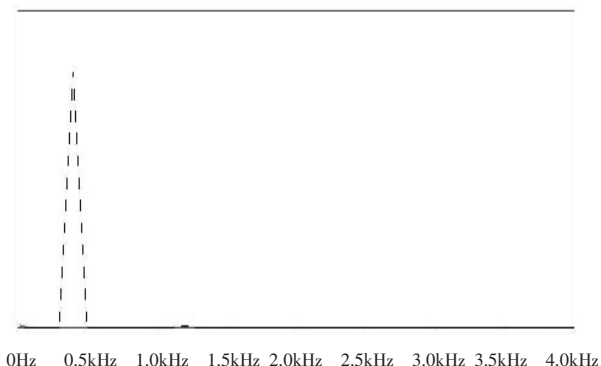


图 8 三相正弦波形所对应的频谱图

编写,极大地减小了占用 CODE 空间的大小,仅为 1K 左右。DATA 空间主要是内核运行时开辟的任务堆栈区,因此与最大活动任务数有关。

4 结束语

以上阐述了基于 MCS-51 的实时内核的设计与实现,可以看到这个内核简洁高效,非常适合于运行在资源较少的单片机上,根据其设计思想,我们也很容易把它运用到其他单片机上。在本文的结尾我要特别感谢 C51BBS 的各位同仁给我提供了很大的帮助,使得本文能顺利成文。

参 考 文 献:

- [1] 王军,苏公雨.实时操作内核的实现[J].电子产品世界,1998(11).
 - [2] 李强.微实时内核研究与代码分析.http://www.c51bbs.com
 - [3] 徐爱钧,彭秀华.单片机高级语言 C51 Windows 环境编程与应用[M].电子工业出版社,2001.
 - [4] 汤子瀛.计算机操作系统[M].西安电子科技大学出版社,1992.
- 第一作者简介:
刘玉宏(1972-),男,1994 年毕业于河海大学,学士,长期从事单片机与嵌入式系统方面的研究与应用。

收稿日期:2003-07-12
(马甲军 编发)

4 结 论

本文所提出的采用数字合成和移相电路相结合来生成单相和三相基准正弦波信号的方法克服了采用模拟正激振荡来产生正弦波频率稳定性差、精度不高和对工频抑制能力差和采用 EPROM 计数器产生正弦波成本高等缺点,具有频率精确度高、波形失真小、幅值稳定且连续可调、电路结构简单、成本低、同时可输出三相基准正弦波信号且三相对称度好等优点,是各种测量控制电路中理想的单相和三相基准正弦波信号源。本文作者将其应用在单相和三相瞬时电压反馈控制正弦波逆变电源中取得了良好的效果。

参 考 文 献:

- [1] 童诗白.模拟电子技术基础[M].高等教育出版社,2000.
- [2] 邱关源.电路[M].高等教育出版社,1987.
- [3] COMS 集成电路原理及应用[M].光明日报出版社.

第一作者简介:
王 永(1975-),男,博士生,研究方向为电力电子技术。

收稿日期:2003-06-09
(郭松林 编发)