

# 利用 D/A 转换的高精度仿真信号源的研制

徐 健 张小波 陈卓宁 宾鸿赞

(华中理工大学机械学院现代制造技术研究所, 武汉 430047)

**摘要** 针对定尺激磁的感应同步器输出信号的特点, 本文研制了一种利用 D/A 转换技术和 EPROM 存储器的仿真信号源。实验结果表明, 此仿真信号源可精确地模拟感应同步器的滑尺输出信号, 大大方便了调试工作。

**关键词:** 调幅波信号; EPROM; D/A 转换器; 同步计数器

## 1 问题的提出

在大长度的直线位移精密测量中, 在工厂现场的技术条件下, 常采用感应同步器作为直线运动测量基准。由于单根感应同步器的量程有限, 为实现用滑尺接力法进行大范围直线位移的测量, 采取定尺单相激磁, 滑尺输出位移信号的工作方式。在定尺绕组上通以激磁电压:

$$u_d = U_m \cos(\omega) \quad (1)$$

式中:  $U_m$  —— 激磁信号电压幅值;  $\omega$  —— 激磁信号角频率。

则在滑尺的两相绕组  $s_{1s2}$  和  $c_{1c2}$  中将产生空间位置相差  $90^\circ$  的两相感应信号:

$$u_s = k U_m \sin(\omega) \cos\theta \quad (2)$$

$$u_c = k U_m \sin(\omega) \sin\theta \quad (3)$$

式中:  $k$  —— 比例常数,  $\theta$  —— 与位移有关的相位角, 而

$$\theta_p = \frac{2\pi}{T} x \quad (4)$$

式中:  $T$  —— 感应同步器的周期,  $x$  —— 定尺的位移量(相对于任一零点开始)

由(2)、(3)两式容易看出: 滑尺输出信号为两路调幅波信号, 其载波为激磁信号移相  $\frac{\pi}{2}$  所得。位移信号  $\cos\theta$  和  $\sin\theta$  以振幅变化的形式被调制在载波上。

欲求得感应同步器的位移  $x$  (以  $\theta_p$  反映), 在采用鉴相工作方式时, 需对 (2)、(3) 两式进行变化, 即将  $u_c$  从时间相位上移相  $\frac{\pi}{2}$  得:

$$u_c = kU_m \cos(\omega) \sin\theta_p \quad (5)$$

然后把  $u_s$  和  $u_c$  合成, 利用三角形的和差化积公式有:

$$u_p = u_s + u_c = kU_m \sin(\omega + \theta_p) \quad (6)$$

可见采用定尺激磁的鉴相工作方式, 其实现电路有两个关键环节:

- 移相环节, 即将  $u_c$  准确地移相  $\frac{\pi}{2}$ , 而得到  $u_c$  ;
- 合成环节, 实现  $u_p = u_s + u_c$  。

由于感应同步器的滑尺输出的感应信号很微弱, 必须经过放大环节才能移相、合成。实际情况中上述各环节都不可能是理想环节, 因此由于各电路环节存在误差, 实际上的  $u_p$  应按下表表达:

$$u_p = kU_m \sin(\omega) \cos\theta + (1 + k)kU_m(\omega + 90^\circ + \alpha) \sin\theta_p \quad (7)$$

式中:  $k$  —— 合成环节等造成的幅值误差;  $\alpha$  —— 移相环节造成的角度误差。

仿真计算表明在  $k = 0.008$  或  $\alpha = 0.4^\circ$  时, 直线位移误差就达到了  $1 \mu\text{m}$ 。这就意味着: 欲使直线运动测量精度达到  $1 \mu\text{m}$ , 滑尺两路感应信号在合成前幅值误差不能超过  $8/1000$ , 相位误差不能大于  $0.4^\circ$ 。

所以有必要研制一种高精度仿真信号源来模拟实际感应同步器滑尺输出的位移信号, 以方便调整上述各电路环节。

## 2 仿真信号源的实现及波形构造

分析 (2)、(3) 两式, 它们都可以看成是两种不同频率的信号相乘而得, 高频成份为  $\sin(\omega)$ , 低频成份含有  $\sin\theta$  或  $\cos\theta_p$ , 这种相乘的运算关系, 见表 1。

欲产生此信号, 常规做法是利用调制技术, 由高精度模拟乘法器来实现。但精密模拟乘法器如 AD534S、AD532S 等价格昂贵, 国内货源较少; 而价格低廉的乘法器如 MC1494L 等必须在外加许多调整环节才能达到上述要求, 故外接元件较多, 电路较复杂, 调试也比较困难。因此, 我们采用 D/A 转换器和存储器 (EPROM) 来构造仿真信号源。

D/A 转换器用来将数字量转换成模拟量。其输出模拟电压  $V_0$  可以表达成为输入数字量  $D$  (函数码) 和模拟参考电压  $V_R$  的乘积:

$$V_0 = D \cdot V_R \quad (8)$$

若采用图 1 所示 D/A 的双极性输出电路结构, 则运放  $A_1$  的输出为:  $V_{O1} = -D \cdot V_R$ 。运放  $A_2$  输出为:  $V_{O2} = (2D - 1) \cdot V_R$  由表 2 可知, 在  $(2D - 1)$  及  $V_R$  分别有极性变化时, 利用

Table 1 Sign relation of four-quadrant multiplier

Z	X	Y
+	+	+
-	+	-
-	-	+
+	-	-

Note:  $Z = X \cdot Y$

D/A 转换器完全可以实现四象限相乘的功能。

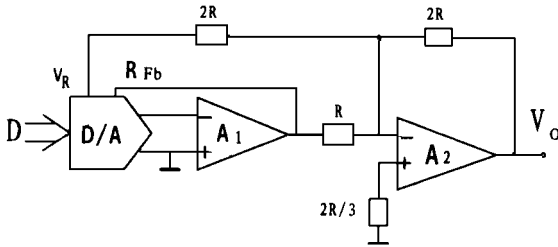


Fig. 1 Bipolar output circuit of D/A converter

Table 2 Relation of D/A output polar between digital variable  $D$  and reference level  $V_R$

$V_O$	$D$	$V_R$
-	1/2	+
+	1/2	-
+	> 1/2	+
-	> 1/2	-

以 DAC1210为例, 考察其性能:

• 在零位和满量程误差调节后不可补偿的线性误差为0.05%, 因此就单独的 D/A 器件而言, 可以满足幅值误差不超过8‰的要求。

• 建立时间:  $1 \mu\text{s}$ , 因此在实际使用的范围内(信号源高频成份: 5 kHz, 低频成份 1 ~ 100 Hz), 滞后相移可忽略不计。

因此利用 EPROM 存储器贮存信号波形(或某个频率成份), 再由 D/A 转换器输出, 完全可以产生仿真信号且无须使用精密模拟乘法器, 技术上可以保证精度。

至于仿真信号波形, 可以用两种方法来构造:

• 乘积法: 由 D/A 的输入数字量  $D$  构成  $\sin\theta_p$ 、 $\cos\theta_p$ ; 在  $V_{REF}$  端送入  $\sin(\omega)$ , 利用其四象限相乘的功能, 就可得到  $\sin(\omega)\sin\theta_p$  和  $\sin(\omega)\cos\theta_p$ 。此两式可看成(2)、(3)两式的归一化表达式, 下文皆同。

在采用图1的输出方式时, 两路数字量分别为:  $D_1 = \frac{1 + \sin\theta_p}{2}$ ,  $D_2 = \frac{1 + \cos\theta_p}{2}$ 。信号源的 EPROM 函数代码表即可按此两式来构造。

• 直接法: 对(2)、(3)两式进一步进行分析, 可直接由数字量  $D$  来构成波形。即:  $D_1 = \frac{1 + \sin(\omega)\sin\theta_p}{2}$ ,  $D_2 = \frac{1 + \sin(\omega)\cos\theta_p}{2}$ 。此时,  $V_{REF}$  端仅需施加一个极性不变的参考电压即可。

和乘积法比较, 这种方法的优点在于: 直接由数字量构成波形, 参考电压端可以由一精密电压源提供稳定的参考电平, 更容易保证精度。但是由于信号的高低频成份均由数字量  $D$  产生。因此受存储容量的限制, 输出波形的平滑度要比前者低。

### 3 信号源的硬件实现电路

仿真信号源的硬件电路框图见图2, 将仿真信号波形离散化, 以  $D_1, D_2$  表示, 在用直接法构成信号时, 因调试的需要另外再增加一套  $D_3$  来恢复载波,  $D_3 = \frac{1 + \sin(\omega t)}{2}$ 。将  $D_1, D_2, D_3$  存贮在各 EPROM 中。此离散存贮的波形可以由8098单片机系统控制扫描函数代码表, 再送到 D/A 转换器来生成。但是受8098运行速度的限制。高频载波信号无法达到10 kHz(周期100  $\mu$ s)。故我们利用 DAC1210可以无 CPU 工作的特点, 不采用单片机系统, 而是构造一套循环计数器。此计数器对存贮信号波形的 EPROM 进行扫描, 其任一计数状态与 EPROM 的地址一一对应, 而 EPROM 相应单元的内容则为欲输出信号的数字量代码。循环计数器循环不断地扫描 EPROM 的存贮空间, 则其存贮的波形函数代码  $D_1, D_2$  不断被送到 D/A 转换器的数据口, 再经由 D/A 的双极性输出电路便可得到  $u_s, u_c$  两路连续的仿真信号。

图中分频电路设置是为了改变仿真信号的频率, 包括高频成份和低频成份。仿真信号包络线(也就是  $\sin\theta, \cos\theta$ ) 的频率由最高位计数器也就是最高位地址线决定。

由图中可看出, 信号源系统中循环计数器和地址拨动开关, 是二选一的。采用地址拨动开关, 是为了使系统能够输出某些特殊点的仿真信号, 例如取公式(2)、(3)中的  $\theta_p$  角度值分别为  $0^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 90^\circ$  等等。这样利用同一套数据代码就可实现 D/A 转换电路的零点调节和满量程调节, 同时输出特殊位置的仿真信号也有利于后续调试工作。因此用拨动开关来选择是输出某个固定地址, 即 EPROM 某个固定单元的数据代码, 还是进行地址循环扫描整个 EPROM 空间。相应地信号源就既能输出定点波形(在此调幅波退化成了等幅正弦波), 又能输出连续波形。

至于参考电压源及载波生成电路也是切换使用的。由乘积法来构造波形时, 须生成载波信号  $[\sin(\omega t)]$ , 作为一个乘法因子从 D/A 的  $V_{REF}$  端输入。电路上是通过分频系数可变的分频器输出一个与载波频率(即仿真的高频成份)相同的方波, 此方波信号通过一个8阶巴特沃思滤波电路被滤成纯正的正弦波, 三次以上谐波分量小于0.1%, 能够满足精度要求。

而在用直接法构造波形时, 只须在 D/A 的  $V_{REF}$  端送入一个高度稳定的参考电平。因此选用了高精度的基准电压源提供此参考电平。另外在进行零点和满量程误差调整时, 也要用到此参考电平。

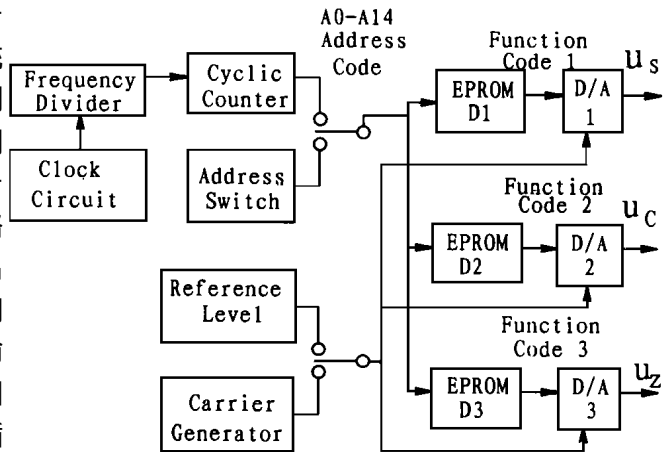


Fig. 2 Diagram of signal simulator circuit

前面已分析了 D/A 转换器对高精度仿真信号源的影响可忽略不计, 现在考察 EPROM 的影响, 采用 27256 型 EPROM, 存储容量 32 k, 用乘法构造波形, 分析 EPROM 内存贮的过零点附近的仿真信号函数代码, 此时幅值增量最大为  $0.0003V_{P-P}$  ( $V_{P-P}$  为 D/A 满量程输出电压), 相角增量为  $0.022^\circ$ ; 故离散化(输出近似为阶梯波)造成的偏差可忽略不计, 此处无法用滤波电路对 D/A 的输出进行平滑处理, 因为滤波器的参数无法做到严格一致, 而滤波电路造成的相移角度不同会影响仿真信号的正交性。在此只能利用 D/A 输出和后接的运放电路本身特性进行平滑拟合, 用直接法来构造波形时, 虽然高频成份由于单个周期内的点数少显得阶梯波现象较严重, 但是仿真信号的包络线仍然很平滑。

据以上分析可知, 利用 DAC1210 和大容量的 EPROM 27256 等构造的仿真信号源可以达到两路信号的幅值误差不大于 8%, 相位误差不大于 0.4 的要求。

## 4 保证高精度的技术措施

### 4.1 仔细选用计数器

计数器分同步计数器和异步计数器两种。异步计数器的计数速度较慢。同时由于其状态是逐级翻转变化的, 在正常工作状态改变时, 可能出现一些持续时间很短的干扰毛刺。由于计数器的输出直接决定了 EPROM 的扫描地址。这些干扰毛刺会造成扫描地址的短时性紊乱, 导致其输出内容与实际波形不符因而使 D/A 输出的波形上产生毛刺。这种时间延迟往往在高位计数器上出现紊乱, 造成的影响就比低位计数器的更严重, 即输出波形出现明显的大毛刺。实验中我们曾用 74LS393 异步四位二进制计数器级联构成一个 8192 进制(12 位)的循环计数器, 结果在 D/A 输出波形上观察到了明显的毛刺。

同步计数器其输入时钟同时作用于各级触发器, 所有触发器在同一时刻翻转并产生进位信号向高一位触发器进位。因此它的工作频率要比异步计数器高, 计数速度快, 并且由于各级触发器同时翻转, 不会出现异步计数器中因翻转有先后而产生的干扰毛刺。同步计数器的时钟脉冲为同一时钟信号源提供, 故时钟承受的负载较重, 设计时考虑到了这一点。

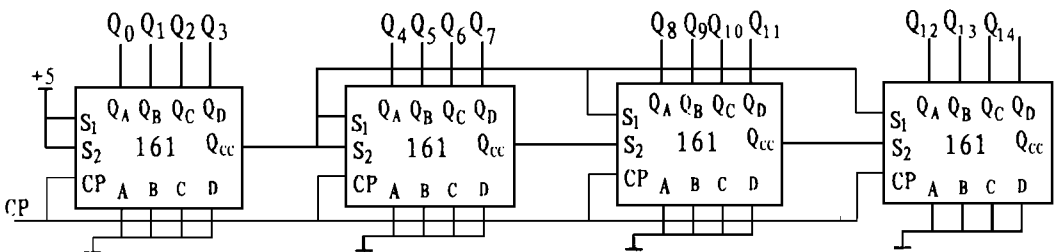


Fig. 3 Diagram of fast carry counter

为了实现  $A_0—A_{14}$  的地址扫描, 采用多片同步计数器级联的工作方式, 见图 3 所示。分析可知, 这种同步计数器的最高工作频率只受一位触发器及门电路的传输时间的影响, 速度较前述异步计数器要高得多, 不会出现干扰毛刺, 实验结果亦证明, 在改用同步计数器后, 输出波形上的毛刺消失。

## 4.2 D/A转换器工作方式的确定

DAC1210是一种内部带有两级缓冲寄存器的D/A转换器件,其与外部8位总线相连分时传送高、低位数据时,可能产生毛刺。本信号源系统中由于无CPU且数据线为12位同时传送,不存在上述问题。但是循环计数器输出的地址扫描信号有一个稳定过程,若地址信号尚未稳定,而D/A已开始转换输出,则同样存在产生毛刺的可能。设计电路时考虑到这点,同时

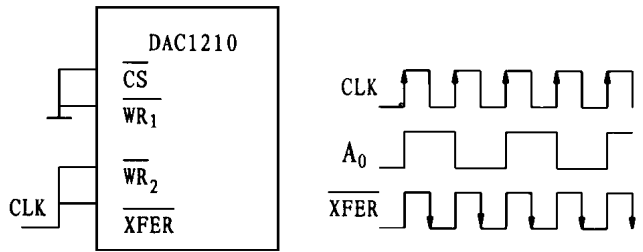


Fig. 4 Operation mode of DAC1210

充分利用DAC1210的多重锁存功能。按图4方式工作。可以看出, XFER在最低地址信号A0稳定后(实际上由于同步计数器的工作特点,此时各地址信号均已稳定)才输出,这就排除了出现毛刺的可能。

## 4.3 载波信号质量问题

在用乘积法构造波形时,8阶巴特沃思滤波器的输出应隔直良好,不能含有直流分量。否则,D/A的 $V_{REF}$ 端输入的不是 $\sin(\omega)$ ,而是 $U_D + \sin(\omega)$ , $U_D$ 为直流电平分量。此时经D/A转换实现相乘后,信号变为 $(U_D + \sin(\omega)) \cdot \sin\theta_P$ 和 $(U_D + \sin(\omega)) \cdot \cos\theta_P$ 。已经不是纯正的调幅波了。

## 5 结论

对仿真信号源进行下列测试:

- $V_{REF}$ 端接基准电压源,对零点和满量程误差进行调整后,对应000H输出4.995V,800H输出0.002V,FFFH输出5.005V,满足使用要求。

- $V_{REF}$ 端接基准电压源,用直接法构造波形并将地址码固定于 $\theta_P = 30^\circ$ 和 $\theta_P = 60^\circ$ 处,用 $u_c$ 真有效值/直流转换芯片AD536A测得 $u_s$ 和 $u_c$ 之和分别为4.5582V及4.562V,达到精度要求。

- 由循环计数器给出地址码,用示波器观察得到图5所示的波形。

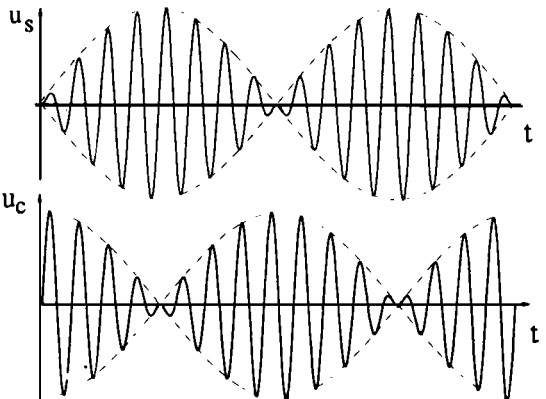


Fig. 5 Waveform of simulative signal

实验结果表明,利用D/A技术和EPROM存储技术构成的高精度仿真信号源达到了预期的设计目的。现正在作为调试工具而被使用。

## 参 考 文 献

- [ 1] 陆永平, 岑文远等编著. 感应同步器及其系统. 北京: 国防工业出版社, 1985  
[ 2] 谢自美主编. 电子线路设计. 实验. 测试. 武昌: 华中理工大学出版社, 1994  
[ 3] 诸昌清等编著. 电子线路实验. 北京: 高等教育出版社, 1991

## Development of High-precision Signal Simulator by D/ A Converter

Xu Jian, Zhang Xiaobo, Chen Zuoning, Bin Hongzan  
(*Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074*)

### Abstract

By D/A and EPROM technique and according to the feature of inductosyn output working in the scale excited manner, a high precision signal simulator was developed in this paper. The test results demonstrate that this signal simulator may simulate the slide output accurately. It makes the shakedown test obviously easy also.

**Keywords:** Amplitude-modulation signal, EPROM, D/A converter, Coincidence counter

徐 健 男, 1966年生, 华中理工大学机械科学与工程学院 CAM 室博士研究生, 从事磨削误差的计算机测控研究工作。