

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2021.05.011

# 基于 TMS320F28379D 和 $\Sigma$ - $\Delta$ 调制的旋变软件解算系统

王迪, 马钧华

(浙江大学电气工程学院, 浙江杭州 310027)

**摘要:**针对旋转变压器解算困难及专用解算芯片存在二次延时等问题,课题组提出了基于 TMS320F28379D 的旋变软解算系统。基于旋转变压器与  $\Sigma$ - $\Delta$  采样,设计了  $\Sigma$ - $\Delta$  与 ADC 双路采样电路;采用反正切法实现旋变开环解码;采用基于锁相环原理的双精度数字 R/D 转换电路实现旋变闭环解码。实验结果表明闭环解码相比于开环解码,以极小延迟为代价提高了位置解算精度。旋变软解算系统能实现旋变的精确解码并降低解算延时。

**关键词:**伺服控制;TMS320F28379D 芯片;旋转变压器;Sigma-Delta ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) 采样;锁相环

**中图分类号:**TM35;TP21 **文献标志码:**A **文章编号:**1005-2895(2021)05-0058-07

## Rotary Transformer Decoding System Based on TMS320F28379D and $\Sigma$ - $\Delta$ Modulator

WANG Di, MA Junhua

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

**Abstract:** In order to solve the problem of the resolver's difficulty in solving and the second time delay of the special solving chip, a resolver soft solution system based on TMS320F28379D was proposed. A dual sampling circuit of  $\Sigma$ - $\Delta$  and ADC was designed based on the resolver and the  $\Sigma$ - $\Delta$  sampling. The arctangent method was used to realize the resolver open-loop decoding; the double-precision digital R/D conversion circuit based on the phase-locked loop principle was used to realize the resolver closed-loop decoding. The experimental results show that compared with open-loop decoding, closed-loop decoding improves the accuracy of position calculation at the cost of minimal delay. The resolver soft solution system can realize accurate resolver decoding and reduce the solution delay.

**Keywords:** servo control; TMS320F28379D; rotary transformers; Sigma-Delta sampling; phase-locked loop

伺服系统是用来精确跟随或复现目标过程的反馈控制系统,主要包括伺服控制算法、功率驱动、信号检测和伺服电机4个模块<sup>[1]</sup>。磁场定向以其优越控制性能广泛应用于交流伺服系统。磁场定向控制通过采样交流伺服系统三相电流并对其进行基于转子磁链角度的数学变换得到解耦的电流量,再根据电流解耦量、控制量和转子位置角进行动态调节,控制交流伺服系统工作在最大转矩电流比状态<sup>[2]</sup>。转子位置角主要用于位置闭环控制和转子磁场定位的解耦,因此其精度在一定程度上决定了磁场定向控制的控制性能。

课题组搭建了基于 TMS320F28379D 的交流伺服

控制平台,转子位置角由同轴连接的旋转变压器提供。功率模块使用变频器的主回路部分,其通过接口实现与 DSP 的 PWM 信号、电压电流检测信号传递。

旋变信号需要解码才能利用。专用旋变数字转换器如 AU6805、AD2S1210 等集旋变激励、信号采样、位置解码和数据通信等功能于一体,但需要额外的信号隔离,且成本较高。此外,解码输出还需要通过 SPI 通信、编码器模拟信号 ABI 或并行接口与控制 DSP 对接,存在二次延时的问题。最新的特斯拉 Model3 电动汽车控制板也使用 DSP 软解码而放弃了专用解码芯片。

收稿日期:2021-01-07;修回日期:2021-07-12

第一作者简介:王迪(1995),男,浙江宁波人,硕士研究生,主要研究方向为电机控制。E-mail:1254666053@qq.com

课题组利用低成本的 HCPL-7860 芯片实现旋变信号的 Sigma-Delta ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) 采样,并设计了基于锁相环原理的数字 R/D 转换电路以实现旋变软解码。在保证位置解码精度的基础上简化电路结构、降低延时并降低成本。

### 1 旋转变压器

旋转变压器由采用无刷结构的定子绕组和转子绕组构成,其中定子绕组由励磁绕组和 2 个空间位置相差  $90^\circ$  的输出绕组构成<sup>[3]</sup>。旋转变压器的基本结构如图 1 所示。

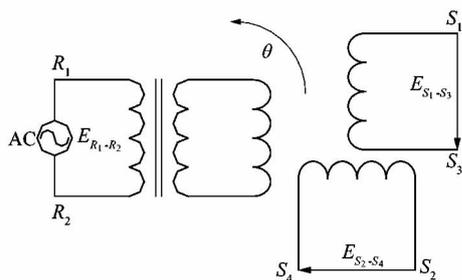


图 1 旋转变压器基本结构

Figure 1 Basic structure of rotary transformer

旋变励磁绕组接收正弦激励  $E_{R1-R2}$ ,其转子绕组感应出同频的恒幅正弦信号。转子旋转使得旋变的定转子绕组相对位置角发生改变,定子正交绕组感应出按转子位置角的正余弦规律变化的同频调制波。

定子侧励磁绕组的正弦激励为

$$E_{R1-R2} = E \sin(2\pi ft) \quad (1)$$

则定子侧正交绕组的输出信号为:

$$\left. \begin{aligned} E_{S1-S3} &= KE \sin(2\pi ft) \sin \theta; \\ E_{S2-S4} &= KE \sin(2\pi ft) \cos \theta. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: $f$ 为旋变激励信号频率,实验中取 10 kHz; $E$ 为激励信号幅值; $K$ 为变压器变比; $\theta$ 为转子位置角。

旋变反馈的调制波信号包含了转子位置角信息,通过反正切函数即可求得<sup>[4]</sup>:

$$\theta = \arctan(E_{S1-S3}/E_{S2-S4}) \quad (3)$$

### 2 Sigma-Delta ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) 采样

ADC 作为常用模数转换方式,其采样精度高,转换速度快,但抗干扰能力差且信噪比低。 $\Sigma$ - $\Delta$  采样无需外围采样和保持电路,且可以在采样过程中通过噪声量化整形与抽取滤波实现高频噪声的抑制。这是  $\Sigma$ - $\Delta$  采样相比于 ADC 的优势所在<sup>[5-6]</sup>。

#### 2.1 硬件电路设计

旋变信号  $\Sigma$ - $\Delta$  采样电路结构如图 2 所示。TMS320F28379D 产生的旋变激励信号经放大电路处

理后对旋变进行励磁。旋变反馈信号经  $\Sigma$ - $\Delta$  采样电路调制为数据信号 MDAT 与时钟信号 MCLK。DSP 的 SDFM 模块对调制信号进行滤波和降采样处理得到旋变反馈信号的采样值。采样值经后续解码算法处理得到转子位置角,以供磁场定向控制使用。

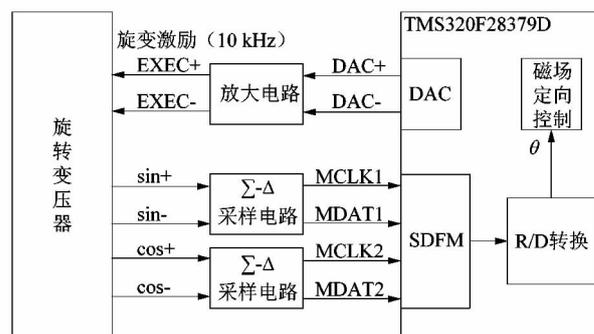


图 2  $\Sigma$ - $\Delta$  采样电路结构

Figure 2  $\Sigma$ - $\Delta$  sampling circuit structure

DAC 模块输出的差分信号驱动能力不足,需经放大电路进行驱动能力增强处理才能对旋变进行励磁。差分信号 DAC + 和 DAC - 两者放大电路相同。旋变激励信号(DAC +)放大电路如图 3 所示。

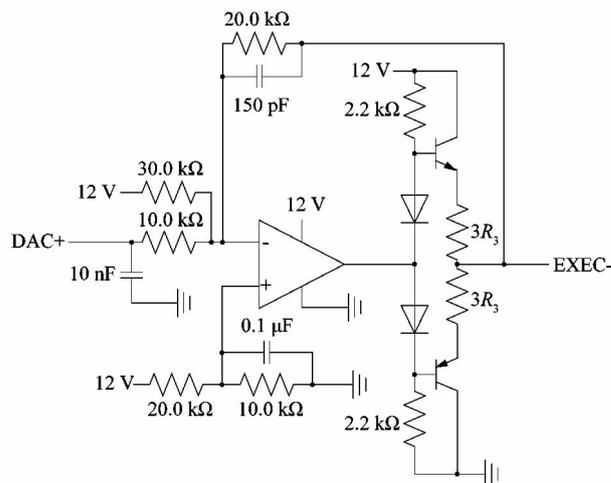


图 3 激励信号放大电路

Figure 3 Excitation signal amplifier circuit

分析图 3 电路结构可得:

$$V_{EXEC+} = 2 \times (3.3 - V_{DAC+}) \quad (4)$$

$V_{DAC+}$  的电压范围为 0.0 ~ 3.3 V,推算得到  $V_{EXEC+}$  的电压范围为 0.0 ~ 6.6 V。激励信号经放大电路处理,其偏置电压与幅值均放大 2 倍。正极性的  $V_{EXEC+}$  与负极性的  $V_{EXEC-}$ ,按差分输出  $V_{EXEC+} - V_{EXEC-}$  作为旋变的激励。

$\Sigma$ - $\Delta$  采样电路如图 4 所示,  $E_{S_1-S_3}$  与  $E_{S_2-S_4}$  的采样电路相同。

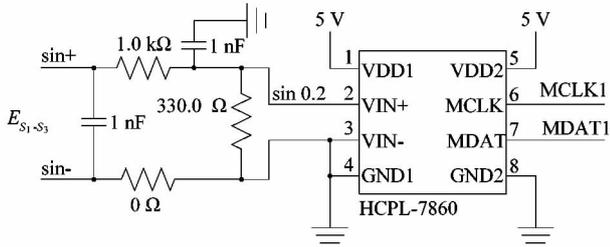


图 4  $\Sigma$ - $\Delta$  采样电路

Figure 4  $\Sigma$ - $\Delta$  sampling circuit

HCPL-7860 芯片是一款精度达 12 bit 的  $\Sigma$ - $\Delta$  采样芯片, 主要实现  $\Sigma$ - $\Delta$  采样和信号隔离功能。芯片内部时钟频率为 10 MHz, 其输出时钟与数据信号频率也为 10 MHz。本实验采用共地的接法, 可根据需要设计为原/副边隔离的用法。

实验中旋变反馈差分信号  $E_{S_1-S_3}$  的最大峰峰值为 1.4 V, 经前置电路滤波分压后的信号 Sin 0.2 的峰峰值为 347 mV, 满足 HCPL-7860 最大输入端  $\pm 200$  mV 的量程。

### 2.2 Sigma-Delta ( $\Sigma$ - $\Delta$ ) 采样原理

$\Sigma$ - $\Delta$  采样原理如图 5 所示, 主要分为调制 (7860 芯片) 和解调 (DSP 的 SDFM 模块) 2 大模块。图 5 (c) 中各采样点在时间轴上均匀分布。

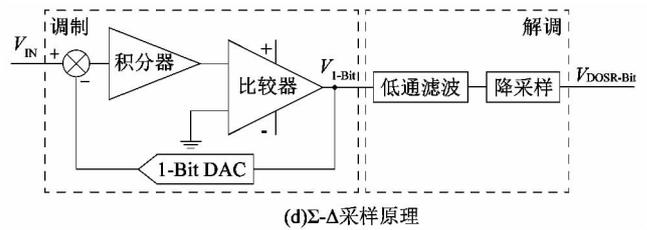
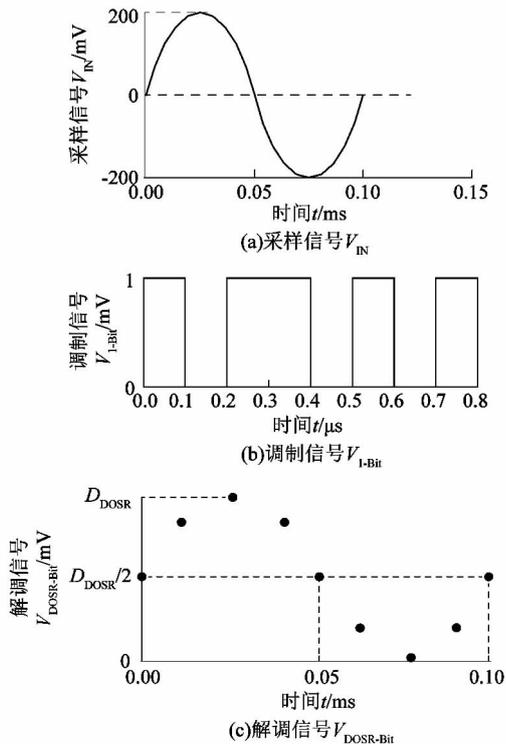


图 5  $\Sigma$ - $\Delta$  采样原理

Figure 5  $\Sigma$ - $\Delta$  sampling principle

$\Sigma$ - $\Delta$  采样调制模块将 10 kHz 的旋变反馈信号  $V_{IN}$  调制为 10 MHz 的 1bit 数据流  $V_{1-bit}$ 。调制模块输出信号  $V_{1-bit}$  的过采样率为 1 000。数据流  $V_{1-bit}$  的单个比特信号包含被采样信号相邻时刻的信号差信息。 $V_{1-bit}$  的脉冲密度包含了被采样信号的绝对值信息, 脉冲密度是指单位时间内高电平信号的比例。若  $V_{IN}$  接近 0, 其脉冲密度接近 50%; 若  $V_{IN}$  接近正量程, 其脉冲密度接近 100%; 若  $V_{IN}$  接近负量程, 其脉冲密度接近 0% [7]。

$\Sigma$ - $\Delta$  采样解调模块对数据流  $V_{1-bit}$  进行低通滤波和降采样处理。旋变反馈信号经  $\Sigma$ - $\Delta$  调制, 其噪声被整合到高频段 (噪声量化整形)。利用解调模块的低通滤波器将高频噪声除去, 可以提高采样值的信噪比。降采样处理是指计算  $V_{1-bit}$  中一定数量比特信号的脉冲密度, 而被统计的比特信号数量称为降采样率  $D_{DOSR}$ 。过采样率为 1 000 的  $V_{1-bit}$  经降采样处理, 得到过采样率为  $1\,000/D_{DOSR}$  的采样信号  $V_{DOSR-bit}$ 。

本实验设定  $\Sigma$ - $\Delta$  采样的过采样率为 16。

### 3 旋变信号解码算法

伺服系统匀速运行时, 旋变反馈信号如图 6 所示。

#### 3.1 开环解码-反正切法

反正切法是一种对旋变反馈信号采样值进行反正切计算的开环位置解码算法, 它具有延迟低的特点。频率达 200 MHz 的高计算性能 28379D 芯片内置了 TMU 三角函数模块, 可以实现反正切法的快速计算。

10 kHz 单位激磁周期的旋变反馈信号经  $\Sigma$ - $\Delta$  采样得到 16 个采样点。旋变反馈信号采样值如图 7 所示, 图中一个周期为一个激磁周期 (0.1 ms)。

对单点采样值进行反正切法解算会在信号过零点位置产生计算误差, 故本实验先求取旋变反馈信号的包络线再进行反正切计算 [8]。反馈信号的包络线可以通过计算单位激磁周期信号的幅值与极性来获取。

实验中利用离散傅里叶变换对 16 个采样值进行处理得到被采样信号的基波幅值与极性。此方法无视直流偏置的影响, 并可以除去基波以外的高次谐波。

运用离散傅里叶变换求取旋变信号包络线需要完

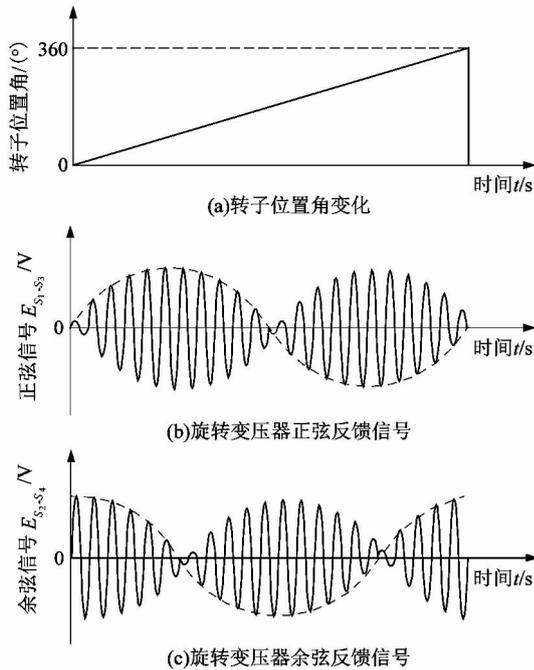


图 6 旋转变压器一个周期反馈信号  
Figure 6 Feedback signal of rotary transformer of one cycle

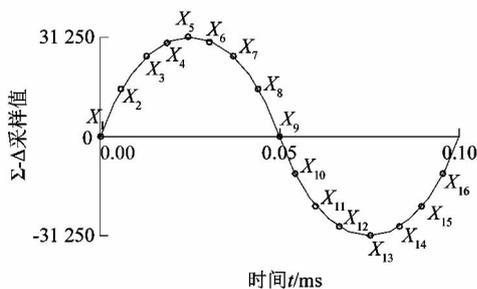


图 7 单位励磁周期采样点

Figure 7 Sampling point of unit excitation period  
整励磁周期的采样值,存在一定延时。故可以对采样信号进行相敏整流并剔除干扰的采样值,通过计算半个励磁周期面积或者使用窗函数截断法对其实现更高过采样率计算。

根据 2 路调制信号包络线即可用反正切法计算出转子位置角。

### 3.2 闭环解码-锁相环法

#### 3.2.1 解码原理

反正切法作为一种开环解码算法,易受噪声干扰且解算值波动较大。基于锁相环原理的 R/D 转换模块可以提高解算系统的抗干扰能力,且能准确跟踪转子角速度和位置角信息。专用旋变转换芯片 AD2S1210 也采用了 R/D 转换模块进行位置解码。

基于锁相环原理的 R/D 转换模块结构<sup>[9]</sup>如图 8

所示。

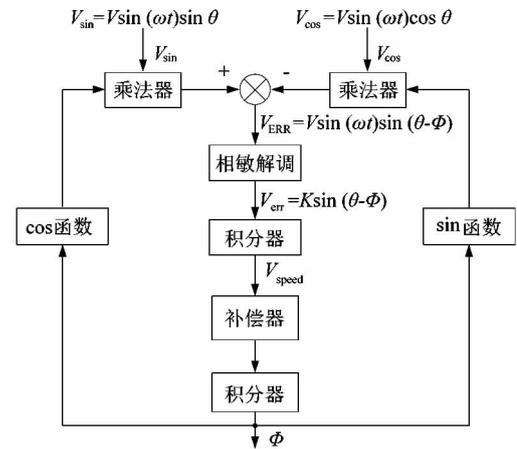


图 8 R/D 转换模块结构

Figure 8 R/D transformation module structure

旋变反馈信号采样值  $V_{sin}$  与  $V_{cos}$  分别与锁相环输出转子位置角估计值  $\Phi$  的余弦值  $\cos \Phi$  和正弦值  $\sin \Phi$  相乘,得到与励磁信号  $\sin \omega t$  耦合的误差信号  $V_{ERR}$ 。 $V_{ERR}$  经过相敏解调得到解耦的误差信号  $V_{err}$ 。

相敏解调分为相敏整流和低通滤波 2 部分。硬件电路采用的相敏整流法为将误差信号  $V_{ERR}$  与励磁信号  $\sin \omega t$  相乘,得到误差信号  $V_{err}$  与励磁信号 2 倍频的叠加值。2 倍频励磁信号由低通滤波器除去<sup>[10]</sup>。

误差信号  $V_{err}$  包含转子角加速度信息,经过积分得到转子速度信号  $V_{speed}$ ,转子速度信号经过积分得到累加的转子位置角<sup>[11]</sup>。补偿器起超前校正的作用,改善闭环传递函数的滞后性。

#### 3.2.1 实验算法

参考 AD2S1210 的硬件电路结构在 DSP 中构造数字 R/D 转换算法<sup>[12]</sup>。算法过程如图 9 所示。

算法中对耦合的误差信号  $V_{ERR}$  使用方波信号进行相敏整流,并设计了一个通带截止频率为 2 kHz,阻带截止频率为 20 kHz 的 FIR 数字低通滤波器进行滤波。

FIR 数字低通滤波器参数如表 1 所示。

表 1 FIR 数字低通滤波器

Table 1 FIR digital low pass filter

$h_1$	$h_2$	$h_3$	$h_4$	$h_5$
0.000 428	0.003 481	0.013 403	0.034 397	0.065 596
$h_6$	$h_7$	$h_8$	$h_9$	$h_{10}$
0.100 060	0.127 191	0.137 500	0.127 196	0.100 068
$h_{11}$	$h_{12}$	$h_{13}$	$h_{14}$	$h_{15}$
0.065 605	0.034 404	0.013 406	0.003 482	0.000 428

注: $h_n$  为单位冲击响应序列。

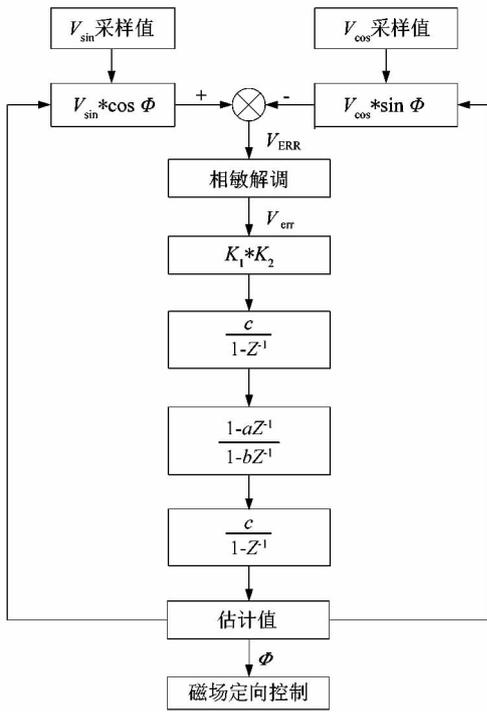


图 9 数字 R/D 转换电路

Figure 9 Digital R/D conversion circuit

相敏解调过程:

$$V_{err} = \sum_{n=0}^{14} V_{ERR}(n) \cdot h_n \cdot P_n \quad (5)$$

式中:  $n = N$  代表前第  $N$  个采样时刻,  $n = 0$  代表当前采样时刻;  $P_n$  为方波相敏整流系数。

R/D 转换电路开环传递函数为:

$$G(z) = K_1 K_2 \left( \frac{c}{1-Z^{-1}} \right)^2 \cdot \left( \frac{1-aZ^{-1}}{1-bZ^{-1}} \right) \quad (6)$$

将  $G(z)$  转换到  $S$  平面得开环传递函数:

$$G(s) \approx \frac{K_a(1+sT_1)}{s^2(1+sT_2)} \quad (7)$$

其中:

$$K_a = \frac{K_1 K_2 c^2 (1-a)}{T^2 (1-b)};$$

$$T_1 = \frac{T(1+a)}{2(1-a)};$$

$$T_2 = \frac{T(1+b)}{2(1-b)}.$$

实验中根据开环传递函数设计了 2 套解码精度不同的数字 R/D 转换系统, 其参数设置如表 2 所示。

表 2 数字 R/D 转换系统参数

Table 2 Digital R/D conversion system parameters

系统	零点补偿 系数 $a$	极点补偿 系数 $b$	积分器 增益 $c$	$\Sigma-\Delta$ 采样 增益 $K_1$	误差 增益 $K_2$	采样周期 $T/s$	开环直流增益 $K_a \times 10^5/s^{-2}$	中间变量 $T_1/ms$	中间变量 $T_2/ms$
I	8 187/8 192	509/512	1/1 024 000	31 250/0.2	2 500	1/160 000	9.934	10.24	1.06
II	4 095/4 096	4 085/4 096	1/4 096 000	31 250/0.2	10 000	1/160 000	2.167	25.60	2.32

对由系统 I 和系统 II 参数构建的 R/D 转换系统进行相频特性分析, 结果如图 10 所示。

相比于系统 II, 系统 I 的开环直流增益  $K_a$  较大, 其解算精度较低。但系统 I 的带宽更宽, 同等频率下系统 I 的相位滞后更小。

## 4 实验数据

### 4.1 ADC 与 $\Sigma-\Delta$ 采样精度对比

实验中分别采用 ADC 与  $\Sigma-\Delta$  对旋变反馈信号进行 16 倍过采样, 位置角解码算法均选择反正切开环解码算法。考虑到  $\Sigma-\Delta$  采样过程中数字滤波环节 SINC

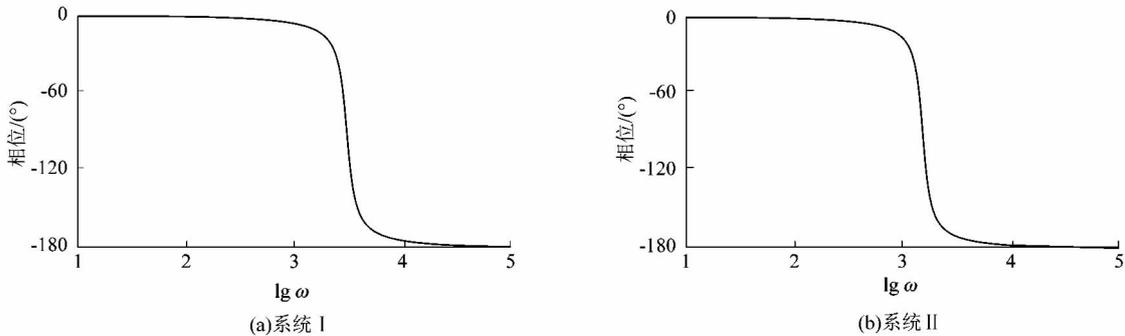


图 10 系统相频特性

Figure 10 System phase frequency characteristics

滤波器的阶数对采样精度存在一定影响,故  $\Sigma$ - $\Delta$  采样滤波部分分别采用 1 阶、2 阶、快速 2 阶与 3 阶低通滤波器进行对比测试。记录伺服系统静止状态下 200 个位置解码值,统计分析其标准偏差与最大偏差(最大值与最小值之差)。

不同采样方式的采样精度如表 3 所示。

表 3 不同采样的采样精度

Table 3 Sampling accuracy of different samples

采样方式	滤波器类型	标准偏差/(°)	最大偏差/(°)
$\Sigma$ - $\Delta$	1 阶	0.005 197	1.957 5
$\Sigma$ - $\Delta$	2 阶	0.002 683	0.874 9
$\Sigma$ - $\Delta$	快速 2 阶	0.002 173	0.748 4
$\Sigma$ - $\Delta$	3 阶	0.005 726	2.125 8
ADC	无	0.004 107	1.420 7

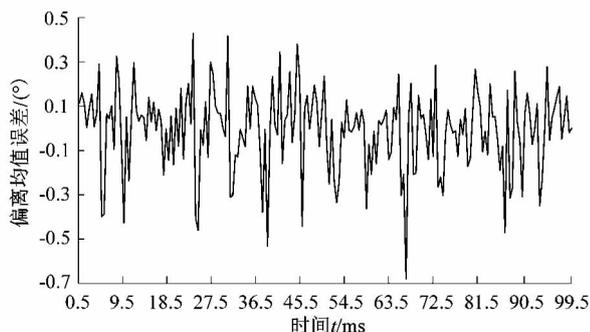
由表 3 分析可得,使用快速 2 阶低通滤波器的  $\Sigma$ - $\Delta$  采样的精度高于 ADC 采样。

#### 4.2 闭环解码算法性能分析

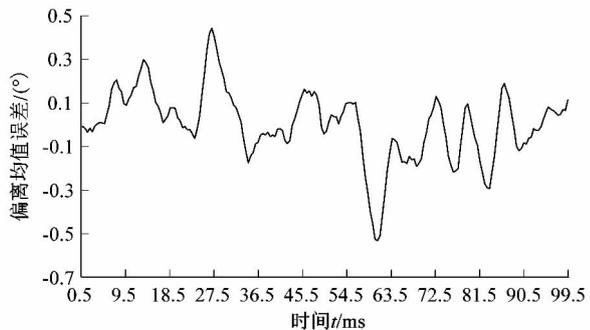
测试闭环解算系统的性能,以开环解算系统作为对照组。实验中采样方式均选择  $\Sigma$ - $\Delta$  采样,分别使用开环反正切法和闭环锁相环法对采样值进行解码运算。其中闭环锁相环法分别使用表 2 中系统 I 和 II 的参数构造的 2 种数字 R/D 转换电路。

对比分析开环解码算法与闭环解码算法的解码精度。记录伺服系统静止状态下 200 个位置解码值,统计分析其偏离均值的误差。

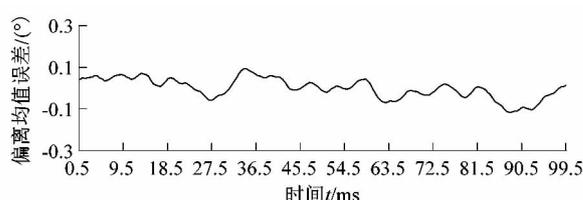
静止状态测试结果如图 11 所示。



(a)反正切开环解算系统



(b)闭环解算系统 I



(c)闭环解算系统 II

图 11 转子位置角解算精度

Figure 11 Rotor position angle calculation accuracy

由图 11 分析可得,基于锁相环原理的闭环解算系统的解码精度高于开环解算系统,且闭环解算系统使转子解算值变化较为平缓。闭环解算系统 I 的解算精度低于系统 II 的解算精度,与理论设计精度相符合。

使伺服系统运行在不同速度状态下,对比分析 2 种精度闭环解算系统的跟踪误差(以低延迟的开环解算系统为参考)。动态状态下转子位置角延时误差如图 12 所示。图中低于转折点速度使用解算系统 II,高于转折点速度使用系统 I。

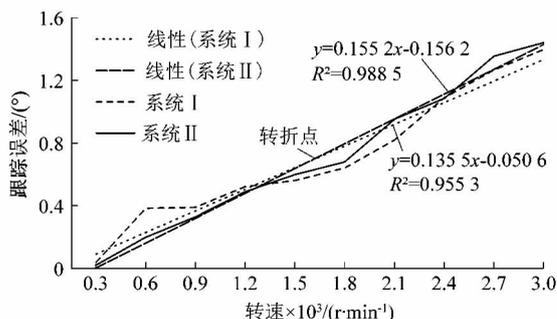


图 12 转子位置角延时误差

Figure 12 Rotor position angular delay error

分析可得,转子位置角闭环解算系统的相位延迟使转子跟踪误差随伺服系统转速增加而增大。实验发现,电机处于低速状态时,使用闭环解算系统 II 造成的转子跟踪误差更小;电机处于高速状态时,使用闭环解算系统 I 造成的转子跟踪误差更小。可以根据速度切换不同精度闭环解算系统以获得误差最小的转子位置估计值。

#### 5 结语

课题组通过实验验证了  $\Sigma$ - $\Delta$  采样可以通过噪声量化整形实现高于 ADC 的信号采样精度。基于锁相环原理的双精度数字 R/D 转换电路可根据速度量的检测值切换不同精度解码系统,以实现高跟踪精度转子位置角估计。由于转子位置估计值总是会落后于转