

# 基于低能量载波的伺服电机旋转变压器解码系统

孔天翔<sup>1</sup>, 孙乐<sup>1\*</sup>, 王伟<sup>2</sup>, 丁石川<sup>3</sup>, 程明<sup>2</sup>

(1. 南京理工大学自动化学院, 江苏省南京市 210094; 2. 东南大学电气工程学院, 江苏省南京市 210096;  
3. 安徽大学电气工程与自动化学院, 安徽省合肥市 230601)

## Servo Motor Resolver Decoding System Based on a Low-power Carrier

KONG Tianxiang<sup>1</sup>, SUN Le<sup>1\*</sup>, WANG Wei<sup>2</sup>, DING Shichuan<sup>3</sup>, CHENG Ming<sup>2</sup>

(1. School of Automation, Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, Jiangsu Province, China;  
2. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu Province, China;  
3. School of Electrical Engineering and Automation, Anhui University, Hefei 230601, Anhui Province, China)

**ABSTRACT:** At present, the position decoding of the resolver can be performed using a decoding chip or conventional software decoding. However, decoding chips are expensive, and conventional software decoding schemes also require oversampling to obtain feedback signal envelopes. These methods require high processor performance and complex hardware support systems. Based on this, this paper proposes a low-power carrier injection method in which a low-duty cycle pulse signal is generated by the main control chip, amplified, and injected into the resolver excitation winding in the form of low-power pulses. Subsequently, the main control chip synchronously samples the SIN and COS signals to obtain the feedback signals envelope. This decoding system has the advantages of low hardware cost, simple structure, low computational complexity, and low power consumption. The proposed decoding method is tested in a permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive system equipped with a commercial resolver. The experimental results show that this decoding system can be used as position feedback for servo motors to achieve high-performance servo drive control, and its performance can be comparable to commercial resolver solution systems.

**KEY WORDS:** low-power carrier; pulse excitation; resolver; permanent magnet synchronous motor (PMSM)

**摘要:** 旋转变压器位置解码可使用解码芯片或进行常规的软

件解码。然而, 解码芯片价格高昂, 常规软件解码方案中对于反馈信号包络的获取也需要进行过采样, 这些方法对处理器的性能要求较高, 硬件支撑系统也较为复杂。基于此, 该文提出一种基于低能量高频载波的解算方法, 通过主控芯片产生一路低占空比的脉冲信号, 放大后直接以低能量脉冲形式注入旋转变压器的激励绕组。随后, 主控芯片同时对正、余弦信号进行一次采样, 即可得到反馈信号包络。所提解码系统具有硬件成本低、结构简单、计算量小和功耗低的优点。最后, 所提出解码方法在装有商用旋转变压器的永磁同步电机驱动系统中进行测试。测试结果表明, 所提方法可作为伺服电机的位置反馈实现高性能伺服驱动控制, 性能与商用旋变解算系统相当。

**关键词:** 低能量载波; 脉冲激励; 旋转变压器; 永磁同步电机

## 0 引言

编码器和旋转变压器是电机驱动系统中常用的转子位置反馈器件<sup>[1-2]</sup>。旋转变压器可以适应多种恶劣环境, 如冲击、剧烈振动和极端温度等。因此, 旋转变压器在车辆、航空、航天和军事等领域的电机驱动系统中发挥着重要作用<sup>[3-4]</sup>。

常见旋转变压器有绕线式和变磁阻式 2 种, 都具有激励(EXC)绕组和反馈(SIN、COS)绕组, 它们的解码原理相同<sup>[5-6]</sup>。专用的解码电路向 EXC 绕组注入高频激励信号, 感应电流在激励绕组中产生相应的磁通量变化。随后反馈绕组会产生经转子位置调制的磁通<sup>[7]</sup>, 从而在 SIN 和 COS 反馈绕组中产生包含转子位置信息的电动势(electro-motive force, EMF)。通过解码 SIN 和 COS 反馈信号, 可以提取转子位置信息。

旋转变压器解码方法是旋变研究领域的重点<sup>[8]</sup>。

**基金项目:** 国家自然科学基金(重点项目)(51991380); 国家自然科学基金(面上项目)(52377059); 江苏省研究生科研与实践创新计划项目(KYCX23\_0485)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (Major Project)(51991380); National Natural Science Foundation of China (General Program)(52377059); Postgraduate Research & Practice Innovation Program of Jiangsu Province (KYCX23\_0485).

目前主流的旋转变压器数字转换(resolver-to-digital conversion, RDC)方案是基于正弦信号系统,即在EXC绕组中注入正弦激励信号。这个正弦信号可以由振荡电路<sup>[9-11]</sup>或微处理器的数模转换(digital-analog conversion, DAC)模块<sup>[12-14]</sup>实现。此外,也有使用微处理器进行正弦脉宽调制产生激励信号的方案<sup>[15]</sup>。旋变的主流解码算法可分为两类,即全数字旋变解码方法<sup>[16-17]</sup>和同步包络采样法<sup>[18-19]</sup>(synchronous envelope sampling, SES)。全数字解码方法需要非常高的采样率和沉重的计算负荷,而同步包络采样法只需在每个激励周期进行一次采样,计算负担较小。

吴春等<sup>[20]</sup>提出了通过主控芯片产生方波信号,再进行滤波、放大后获得正弦的激励信号。文献[21]改进了方波激励 RDC 系统,并应用于一种低阻抗旋变,这种方波信号经放大后被直接注入激励绕组,并且直接采集低阻抗旋变的尖峰型反馈。由于只需在每个激励周期的相同时刻进行一次采样,所以这种方法所需的采样率和计算负担很小。更重要的是,由于方波信号边沿高变化率的特点,可在SIN/COS线圈中激励出高幅值的反馈信号,反馈信号的信噪比得以提高。

然而,方波信号的能量较同等幅值的正弦波更高,因此方波激励在阻抗较低的 EXC 绕组上会产生更高功耗。在同步包络采样法中,只需在每个激励周期的边沿进行一次采样,而无需关注边沿后的高功率段。因此,为了解决这个问题,本文提出了一种低能量载波方案。窄脉冲激励保留了方波激励边沿高变化率的特点<sup>[21]</sup>,在每个周期内仅在极短时间内处于高电平状态。低占空比的设计显著减少了激励信号的平均能量消耗<sup>[22]</sup>,使系统在工作时使用更低的能耗便可调制出与转子位置相关的高幅值SIN/COS信号,因而本文中窄脉冲激励称为低能量载波。本文旨在将一种硬件上结构简单、成本低、能量损耗低,软件上解算压力小的旋转变压器解码系统应用于常规的商用旋转变压器。

## 1 边沿型激励与感应原理

### 1.1 旋转变压器激励注入原理

当旋转变压器的激励绕组中通入高频激励信号时,反馈绕组即可产生包含转子位置信息的反馈信号。例如,SIN绕组的信号可以用表达式(1)表示。

$$E_{\sin}(\theta_r, t) = E_{\text{EMF}}(t) \sin(p_r \theta_r) \quad (1)$$

式中: $E_{\text{EMF}}(t)$ 由高频信号经过转子位置调制获得; $p_r$ 为旋转变转子的极对数; $\theta_r$ 为转子的电角度。在常规的解码方案中,这个高频信号是正弦波。

实际上, $E_{\text{EMF}}(t)$ 也可以是其他形式的高频载波,如方波、三角波、锯齿波,甚至脉冲序列等。考虑到在有限绕组匝数和高磁阻的磁通路径场景下,如文献[21]中的轴向磁通无槽旋转变压器,如果采用常规的正弦激励,则在反馈绕组中无法产生足够高幅值的反馈信号,那么常规的正弦激励便无法正常使用。因此,本文提出了一种通用的解码方案,即使用低能量的高频激励注入激励绕组,它在常规的绕线式旋转变压器和磁阻式旋转变压器中均可适用。

### 1.2 低能量载波的激励方案

在 EXC 绕组中,带有边沿的低能量载波电压信号(本文中窄脉冲序列信号为例)边缘会产生一个高幅值的电流尖峰,这可在磁路中产生一个高幅值的磁动势(magnetomotive force, MMF)。MMF 脉冲特点是时间短,但幅值很高。高幅值的 MMF 脉冲在磁路中激发出短暂的密集磁通,进而根据法拉第电磁感应定律感应出高幅值的 SIN/COS EMF。

旋转变转子旋转过程中,SIN/COS反电势 $E_{\text{EMF}}(t)$ 受到转子位置的调制效应,如图1所示,是有限元仿真软件中SIN/COS高频信号波形,其包络线是低频的正弦波,且这个正弦波的相位与转子角位置相对应。与常规旋变解码系统相同,算法将提取这两个包络线,从而计算出转子角位置。

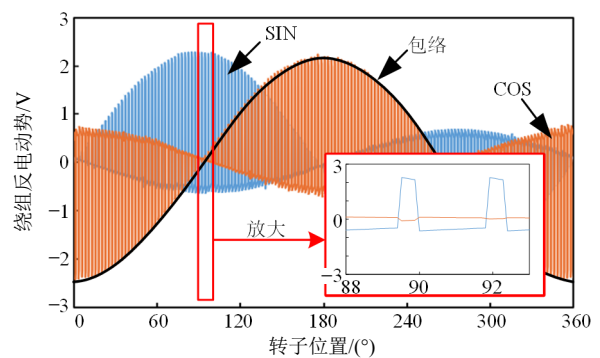


图1 脉冲序列激励下的反馈信号波形

Fig. 1 Feedback waveform under the pulse series excitation

下文分析解释图1中波形的发生机理。为了分析激励绕组中的电流波形,本文建立一个简单一阶电路模型,即电阻 $R_{\text{exc}}$ 与电感 $L_{\text{exc}}$ 串联电路。模型方程如下:

$$U_{exc} = i_{exc} R_{exc} + L_{exc} \frac{di_{exc}}{dt} \quad (2)$$

式中： $U_{exc}$  为脉冲电压源，其在一个激励周期内的表达式如式(3)所示； $i_{exc}$  为激励电流； $T_{exc}$  为激励周期。

$$U_{exc} = \begin{cases} U_{pulse}, & 0 \leq t \leq T_1 \\ 0, & T_1 < t < T_{exc} \end{cases} \quad (3)$$

式(2)经求解可得到激励电流  $i_{exc}$  表达式(4)。

$$i_{exc}(t) = \begin{cases} \frac{U_{pulse}}{R_{exc}} (1 - e^{-\frac{R_{exc} t}{L_{exc}}}) + i_{exc}(0) e^{-\frac{R_{exc} t}{L_{exc}}}, & 0 \leq t \leq T_1 \\ i_{exc}(T_1) e^{-\frac{R_{exc} (t-T_1)}{L_{exc}}}, & T_1 < t < T_{exc} \end{cases} \quad (4)$$

参考文献[21]中式(10)的推导过程，借助磁链表式求导，可获得 SIN 绕组的电动势。

$$E_{sin}(\theta_r, t) = \begin{cases} -8N_{exc} N_{sin} \lambda_a \left( \frac{U_{pulse}}{L_{exc}} - i_{exc}(0) \frac{R_{exc}}{L_{exc}} \right) \cdot e^{-\frac{R_{exc} t}{L_{exc}}} \cos p_r \theta_r, & 0 \leq t \leq T_1 \\ 8N_{exc} N_{sin} \lambda_a \frac{L_{exc}}{R_{exc}} i_{exc}(T_1) e^{-\frac{R_{exc} (t-T_1)}{L_{exc}}} \cdot \cos p_r \theta_r, & T_1 < t < T_{exc} \end{cases} \quad (5)$$

式中  $p_r$  为旋变转子极对数。

图 2 是式(5)的波形图像，需要指出的是，按照表达式和图像分析，每个周期的反电势初始状态受到上一周期终了时刻的状态影响。不难发现，在  $0 \leq t \leq T_1$  段，EMF 峰值出现在  $t=0$  时；在  $T_1 \leq t \leq T_{exc}$  段，EMF 峰值出现在  $t=T_1$  时。如表达式(6)、(7)所示：

$$|E_{sin}(\theta_r, 0)| = 8N_{exc} N_{sin} \lambda_a \left( \frac{U_{pulse}}{L_{exc}} - i_{exc}(0) \frac{R_{exc}}{L_{exc}} \right) \cdot |\cos(p_r \theta_r)| \quad (6)$$

$$|E_{sin}(\theta_r, T_1)| = 8N_{exc} N_{sin} \lambda_a \frac{L_{exc}}{R_{exc}} i_{exc}(T_1) |\cos(p_r \theta_r)| \quad (7)$$

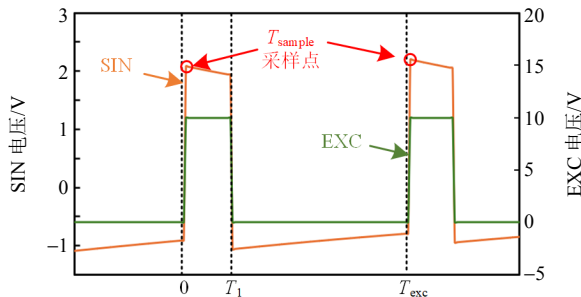


图 2 脉冲激励下的 SIN 波形示意图

Fig. 2 Schematic of SIN when using pulse excitation

可以看出， $|E_{sin}(\theta_r, 0)| \neq |E_{sin}(\theta_r, T_1)|$ ，这也解释了图 2 中  $t=0$  时的峰值要大于  $t=T_1$  的现象。

有限元分析结果显示的 SIN 和 COS 反馈波形，与上述解析分析结果一致。接下来只需要提取反馈信号的包络线便可进行位置解算，本文采用 SES 法，即在每个周期选择合适时刻对反电势波形采样，从而勾画出包络线波形。

根据式(5)，如果解码系统在如图 2 中所示的  $T_{sample}$  时刻( $0 \leq T_{sample} \leq T_1$ )采样，则可以得到包络表达式(8)，其中包含转子的位置信息  $\theta_r$ 。值得指出的是，由于后续将使用归一化对包络进行处理， $E_{sin\_env}(\theta_r)$  和  $E_{cos\_env}(\theta_r)$  表达式中相同的部分将会被抵消，所以只需保证 SIN 和 COS 信号是同时被采样即可，而具体的采样时刻位置并不在原理上影响解算角度的数值。

$$E_{sin\_env}(\theta_r) = -8N_{exc} N_{sin} \lambda_a \left( \frac{U_{pulse}}{L_{exc}} - i_{exc}(0) \frac{R_{exc}}{L_{exc}} \right) \cdot e^{-\frac{R_{exc} T_{sample}}{L_{exc}}} \cos(p_r \theta_r) \quad (8)$$

采样时刻的选取主要从两个方面考虑。首先，随着采样点的后移， $E_{sin\_env}$  的幅值会有所下降，所以为了采样到更高幅值的信号，获得高信噪比，应在  $E_{sin\_env}$  到达峰值时进行采样，这一点在小体积、高磁阻通路的旋变中尤为显著<sup>[21]</sup>。另一方面，在  $E_{sin\_env}$  峰值附近往往由于激励电路的开关作用等非线性特征导致波动，因此也需要根据实际情况插入一定采样延时。

## 2 采样与解算实现

作为一种低能量激励，脉冲序列激励方案的一个优点是进一步降低硬件要求。在文献[21]中，方波注入由 1 个 H 桥驱动电路实现，包括 4 个三极管、4 个二极管和微控制器的 2 个引脚，即 1 对互补的片上脉宽调制(pulse width modulation, PWM)引脚。但在本文中，实现脉冲序列激励仅由 1 个三极管、1 个二极管和微控制器的单个 PWM 引脚即可实现。

图 3 展示整个旋转变压器解码系统。微处理器的 PWM 引脚产生脉冲序列逻辑，经三极管放大电路后，脉冲序列激励注入旋转变压器 EXC 绕组，在反馈绕组中产生 SIN/COS 的反电势信号。由于 GD32F450VET6 片上模数转换器 ADC 仅可对电压范围在 0~3 V 的模拟信号进行采样，所以这两路 EMF 信号需经信号调理电路进行调理(调理后的信

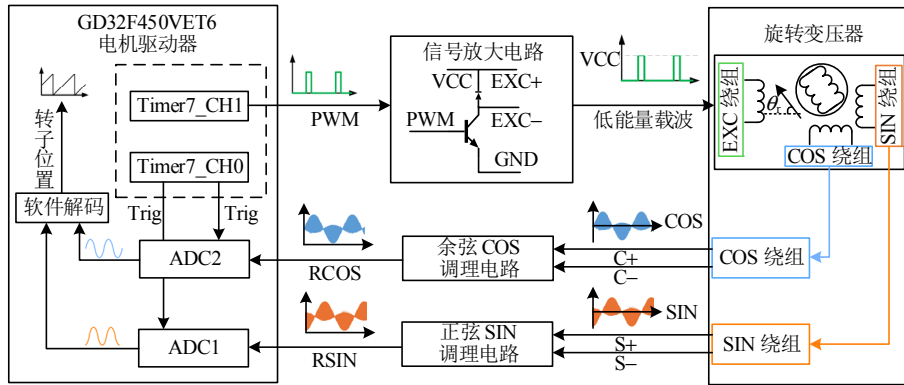


图3 基于脉冲序列激励的旋转变压器解码系统

Fig. 3 Resolver decoding system based on low-power pulse excitation

号在本文中称为 RSIN/RCOS)。随后微控制器通过片上 ADC 对模拟信号进行采样。采样时序与 PWM 时序同步。接下来,软件中对采样包络进行归一化处理,并使用锁相环(phase lock loop, PLL)进行解码,即可获得转子的角位置和转速信息。

所提解码系统中需要说明如下情况。

1) 所提解码系统仅需简单的硬件设计。图3中所述即为信号的传递过程,无需对激励信号、反馈信号进行额外的隔离处理。

2) 正、余弦调理电路由运算放大器组成的差分放大电路构成,由于反馈信号存在负值,调理电路不仅需要对信号幅值进行调整,还需要对电压进行抬升。

3) 由于本文中对电机电流控制的周期为  $100\ \mu\text{s}$ ,故将 PWM 脉冲的频率选择为  $10\ \text{kHz}$ ,随后锁相环进行解算,以保证每次电流控制时的角度信息均为最新。根据式(5)可知, PWM 脉冲的幅值决定了反馈信号的幅值,所以在考虑功耗前提下可尽量提高 PWM 脉冲的幅值以提高反馈幅值。

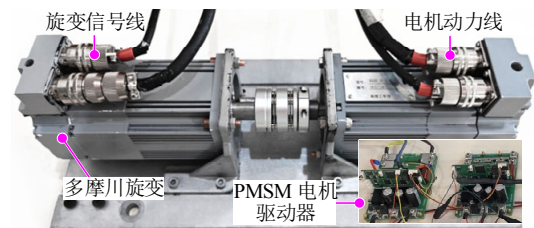
4) 对于锁相环控制频率的选择,需要综合考虑系统滤波降噪与性能指标。较高的控制频率能够更快地跟踪输入信号,但会引入更多的高频噪声。而过低的频率可能会导致系统响应变慢,甚至无法锁定输入信号。本文中综合考虑后选择了控制截止频率  $\omega_c = 1\ 000\ \text{rad/s}$ 。

5) 位置解算常规的方法有反正切法和锁相环法。本系统中使用锁相环进行解码可滤除一定的信号干扰。

### 3 实验验证

为了评估所提出的旋转变压器解码系统性能,在实验中搭建了一个永磁同步电机(permanent

magnet synchronous motor, PMSM)对拖平台,如图4所示。



由 AD2S1210 解算转子位置 由脉冲序列激励方案解算转子位置

图4 实验平台

Fig. 4 Experimental platform

2 台电机型号相同,电机的相关参数如表1所示,在尾部均安装有多摩川绕线式旋转变压器。在实验中,左侧电机由 AD2S1210 旋变专用解码芯片解码位置,右侧电机由本文提出的解码方案进行位置解码。2 台电机驱动器仅在位置解码电路上有所区别,其余元器件相同。驱动器使用的单片机型号为 GD32F450VET6,通过它的 DAC 功能可将两个电机解算的位置和误差等信息显示到示波器上。

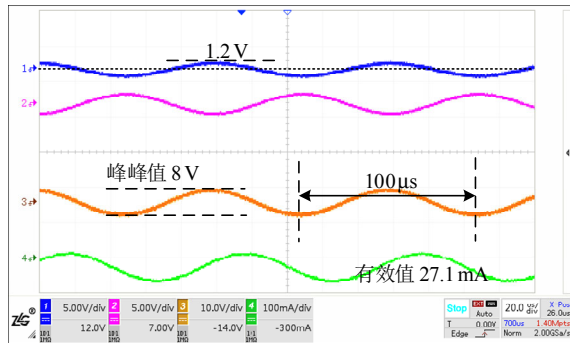
表1 实验用永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of the experimental PMSM

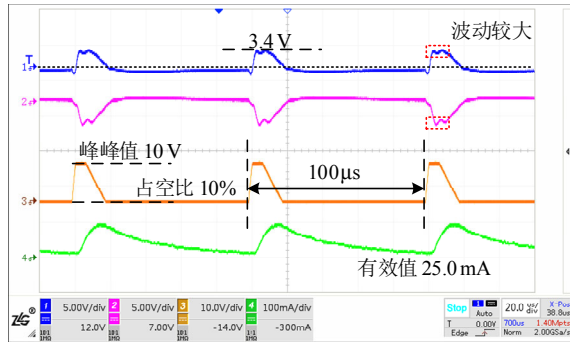
参数	数值
电压/V	26
电流/Arms	15(持续)、50(瞬时)
功率/kW	0.4(持续)、1.2(瞬时)
转矩/(N·m)	1.3(持续)、3.8(瞬时)
额定转速/(r/min)	3 000
极对数	4
转动惯量/(g·m <sup>2</sup> )	0.11

#### 3.1 低能量载波激励与正弦激励对比

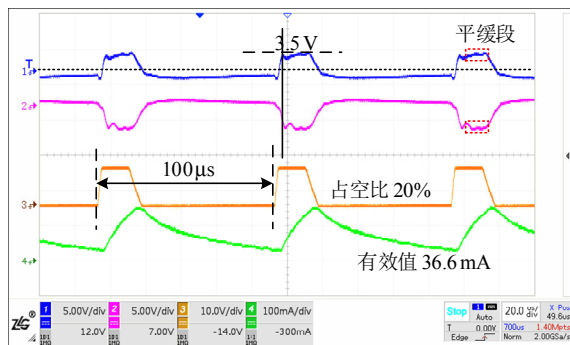
为验证窄脉冲宽度对系统能量消耗及反馈波形的影响,实验中,分别将  $10\ \text{kHz}$  正弦波和脉冲序列激励注入多摩川旋变的激励绕组,实验结果如图5所示。图中分别展示了 10%、20%和 50%占空



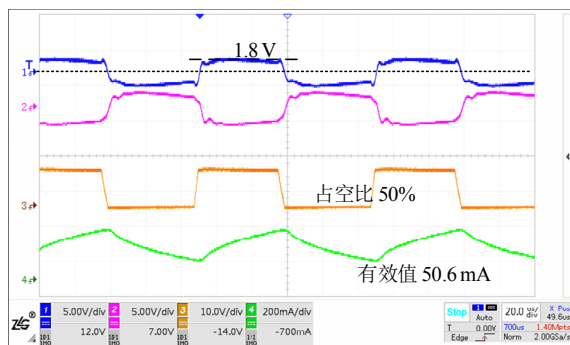
(a) 正弦激励@10 kHz



(b) 10%占空比的脉冲序列激励@10 kHz



(c) 20%占空比的脉冲序列激励@10 kHz



(d) 50%占空比的脉冲序列激励@10 kHz

CH1—SIN 信号；CH2—COS 信号；CH3—EXC 电压信号；  
CH4—EXC 电流信号。

图 5 不同激励信号下的对比

Fig. 5 Comparison under different excitation signals

比的脉冲序列激励。为客观比较各种方案下的反馈信号幅值，这些测试均在相同的转子角位置下进行，因此反馈信号幅值越高，说明信噪比越高，该

方案更适合恶劣噪声环境下应用。

在实验中，正弦波和脉冲序列激励的硬件不同，2 种方案所需电路元件对比如表 2 所示。

表 2 不同激励方案电路主要元件对比  
Table 2 Comparison of circuit components for different schemes

激励方案	元件 <sup>1</sup>	单价/元 <sup>2</sup>	数量
正弦激励	AD2S1210WDSTZ	> 50	1
	AD8397ARDZ	> 20	1
	LMV722IDR	< 2	1
脉冲序列激励	S8050	< 0.1	1
	BAT54	< 0.1	1
	LMV722IDR	< 2.0	1

注：1—常规电阻、电容元件未进行比较；2—受市场影响大，仅作参考。

如图 5(a)所示，正弦激励峰峰值为 8 V，此时 SIN 绕组反馈幅值为 1.2 V，而图 5(b)中使用脉冲序列激励时为 3.4 V。尽管实验中脉冲序列的幅值是 10 V，略大于正弦激励，但反馈信号的幅值远大于正弦激励下的反馈幅值。这一现象也表明，边沿型激励信号的高变化率可以产生更高幅值的感应反电动势信号。

式(6)说明反馈信号的峰值将产生于激励边沿处。但由于实际的电路中的信号边沿上升过程并非理想阶跃，这使得反馈信号到达峰值的时刻发生了后移，不过这种现象对 SIN/COS 绕组信号的影响是对称的，因此并不影响角度解算。如图 5(b)所示，电路元件的非线性特征导致激励电流在开关状态切换下的波动，进而引起反馈的感应电势发生抖动，这会造成采样值存在一定随机性，从而降低解算精度。通过增加激励信号占空比，可以获得一段反馈信号的平缓段，如图 5(c)所示，因此也有必要适当增大占空比，以及对采样时刻加入一定延迟。

图 5(d)证实等式(5)的推导，即当脉冲的占空比较大时，功耗电流高达 50 mA 以上，可见方波激励的缺点是功耗太高<sup>[21]</sup>。此时载波能量较大，而能量释放时间较短，能量被线圈存储后不能在本周期被及时释放，从而影响下一周期信号。即等式(5)中的  $i_{exc}(0)$  过大，导致了  $E_{sin}(\theta_r, t)$  的幅值明显变小，虽然与正弦激励方案相当，但是远小于脉冲序列激励下的反电动势幅值。

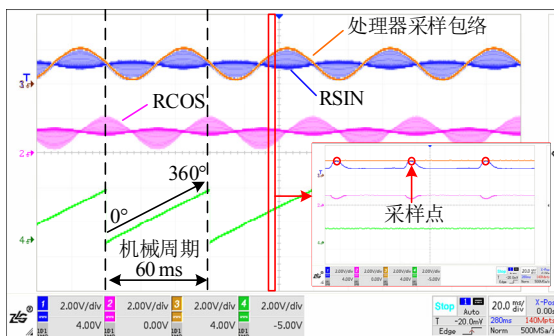
综合考虑激励电路的功耗、反馈信号的幅值，图 5(b)中 10%占空比的脉冲序列激励信号会是一个很好的选择(25 mA vs. 27.1 mA)。但在进一步的考虑

中,为了获得一致性更好的采样点,采样时刻被延迟,从而远离信号边沿,因此图5(c)中20%的脉冲序列激励将会被用于后续实验。需要指出的是,10%占空比的脉冲序列激励同样支持解算,但需保证正弦、余弦反馈信号的采样时刻严格一致,而20%占空比的信号由于信号峰值在短时间内几乎保持不变,即具有图5(b)中所示的较长平缓段,故可以降低这个要求。

### 3.2 基于同步采样的反馈信号包络提取

准确获取反馈信号的包络是进行位置解码的关键。本文的解码方案中采用的为同步采样方法,结合等式(8)可知,只需在每个激励周期的相同时刻进行一次采样即可获取反馈信号的包络,这极大地降低了处理器采样和解算的负担。此外,单片机还可以按需调节ADC模块采样时刻。

实验中,两路ADC与激励PWM信号由同一个定时器触发,这可以保证每个周期的ADC采样时刻与PWM信号同步。SIN/COS信号经电路调理后的RSIN与RCOS信号由片上ADC采样,包络线波形信息进入单片机。为在论文中展示,获得的结果再经DAC输出在示波器上。图6显示了在1000 r/min的转速下获取到的RSIN信号的包络。图中通道3的波形即为软件采集到的包络线波形,它与通道1的波形包络重叠。从放大图中可以看出,同步包络获取的采集点就在波形峰值附近。



\*RSIN=0.25SIN+1.25, RCOS=0.25COS+1.25。CH1—RSIN信号; CH2—RCOS信号; CH3—RSIN包络信号; CH4—转子位置。

图6 采样包络获取@1000 r/min

Fig. 6 Sampled envelope acquisition @1000 r/min

### 3.3 位置解码及误差评估

当微处理器获取反馈信号的包络后,对 $E_{\sin\_env}$ 和 $E_{\cos\_env}$ 进行归一化和锁相环计算,即可获得转子角位置。

软件解码耗费的时间会对解码误差造成影响,因此,需要对本解码系统从触发采样到完成解算的

时间进行测量。实验中控制GD32的I/O引脚在解码开始时输出高电平信号,并在解码完成时切换至低电平,以显示解码时间。图7通道2信号上升沿为ADC采样的触发信号,通道1的下降沿表示完成解算。从触发ADC采样到完成解算共延时 $T_d=5.3\mu\text{s}$ ,这是一个固定的延时。这个延时对位置解算造成的误差可以通过软件弥补,经补偿后的解算角度 $\theta_r$ 如式(9)所示。

$$\theta_r = \theta_e + \omega_e \cdot T_d \quad (9)$$

式中 $\theta_e$ 和 $\omega_e$ 分别为经锁相环计算得出的转子角度和角速度。

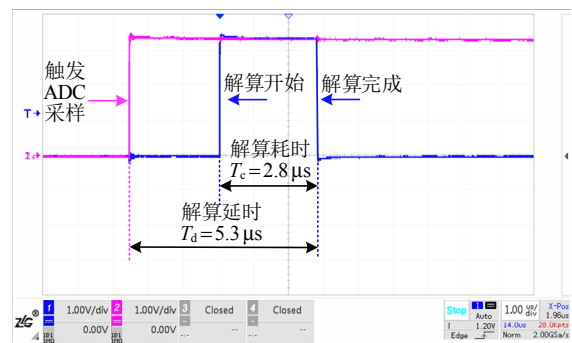


图7 所提方案在GD32F450中的解算耗时

Fig. 7 Decoding time consumption of proposed solution in GD32F450

另外,在实验中还测试GD32F450使用SPI总线(时钟频率25 MHz)从AD2S1210获取位置的耗时,为 $2.6\mu\text{s}$ 。本文方案运行在GD32F450中的软件解码耗时仅为 $2.8\mu\text{s}$ ,这几乎与该芯片通过SPI总线读取AD2S1210角位置的耗时相当。

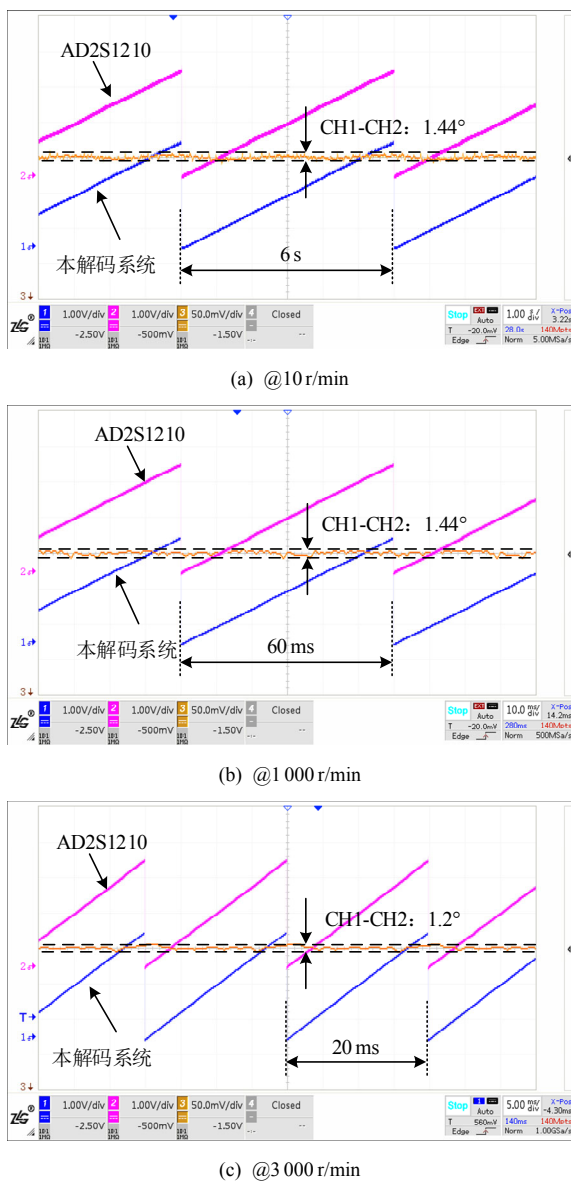
经过上述解算误差补偿,即可获得转子的准确位置。1000 r/min转速时的位置解码如图6通道4的周期性锯齿波所示。

通过精确的位置反馈,控制系统可以实时调整电机的运动,减少位置误差,从而实现高精度控制。为了确定本旋变解码系统的解码误差,本文在图4所示的电机对拖平台进行了对本系统解码结果与AD2S1210解码结果的对比。左侧电机由使用AD2S1210解码芯片的驱动器进行位置解码,右侧电机由使用低能量载波解码电路的驱动器进行位置解算。为了比较二者间的误差,左侧电机驱动器的位置通过CAN通讯发送至右侧驱动器,CAN通讯会对数据处理产生 $100\mu\text{s}$ 的延迟,不过这个延迟可在计算误差时补偿,并不会显著影响误差计算。在实验中,由于两台电机的初始位置不同,为了更

加直观地进行对比，对本解码方案所获位置增加了一个增量，以使它们显示的初始位置相同。这样的调整能够更好地展示实验结果。

本文将“误差”定义为基于低能量载波解码系统解算结果与使用 AD2S1210 常规解码系统解算结果，二者之间的差值。

图 8 显示了常规解码方案和低能量载波解码方案在 10、1000、3000 r/min 转速下解算效果，并对误差进行评估。图 8 中，10 和 1000 r/min 转速下的解算误差为  $0.72^\circ$  (峰峰值为  $1.44^\circ$ )，这个误差在 3000 r/min 时有些许下降，为  $0.6^\circ$ 。可见在整个转速范围内，测量误差稳定。



CH1—常规解码方案解算的位置；CH2—低能量载波解码方案解算的角位置；CH3—误差， $6^\circ$ /格。

图 8 解码误差评估

Fig. 8 Decoding error evaluation

表 3 中从常规应用角度对比了本文所提旋变解算方案与市场上最常见的商用旋变解算方案。可见，硬件成本远低于商用方案，附加计算量极小，功耗相当，代价是全转速范围内存在一定误差，但是该误差不随转速发生显著变化。

表 3 脉冲序列激励与 AD2S1210 方案对比

Table 3 Comparison of low-power pulse and AD2S1210 schemes

对比类别	AD2S1210	脉冲序列激励
对比误差	作为参考	$< 0.72^\circ$ , 0~3000 r/min
计算量	—	$2.8 \mu\text{s}@GD32F450(200 \text{ MHz})$
硬件成本/元	$> 80$	$< 5$
功耗/mA	27.1	25.0(10%占空比)

值得指出的是，这里所谓误差是假定实验中的商用解算值为绝对基准从而得出的。下文将考察该误差对电机驱动控制性能的影响。

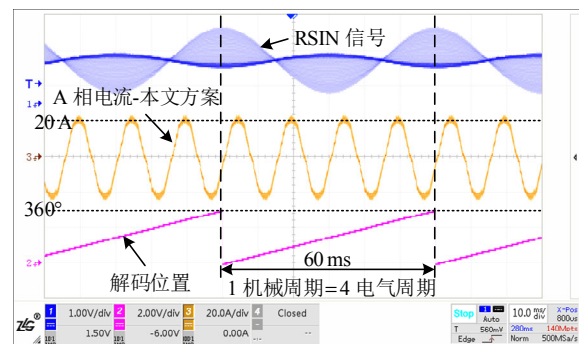
### 3.4 电机驱动测试

为了进一步测试本文提出的旋变解码系统实际应用效果，实验中将位置解码结果应用在了实际电机驱动系统中，作为驱动控制反馈。

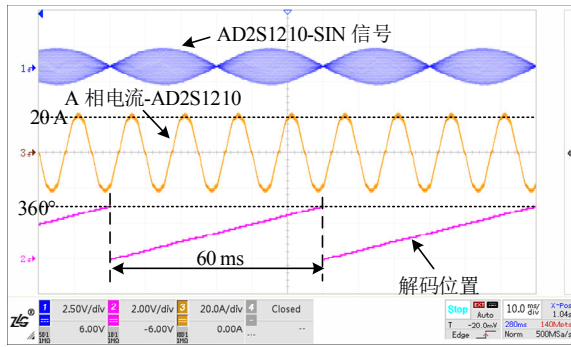
#### 3.4.1 恒速驱动测试

在恒速运行条件下，通过观察电机的运行状况，可以有效验证本解码系统的解码准确性。

在本实验中，电机对拖平台右侧电机通过本解码方案作为位置反馈进行空间矢量 PWM 控制，通过速度闭环实现恒转速控制，左侧电机运行在电流环控制，用于给右侧电机提供负载。在 1000 r/min 下对电机进行实验，如图 9 所示。由于实验中使用的伺服电机极对数为 4，所以旋变转动  $360^\circ$  相当于伺服电机的 4 个电气周期。图 9(a)中显示了 1000 r/min 转速时 A 相电流的波形，呈现较好正弦度。通道 3 平滑的转子位置表明，它能够支持稳定速度伺服控制。然后，对两台电机运行模式互换，进行相同实验，并测试由 AD2S1210 作为位置反馈



(a) 基于低能量载波解码的驱动控制



(b) 基于 AD2S1210 解码的驱动控制

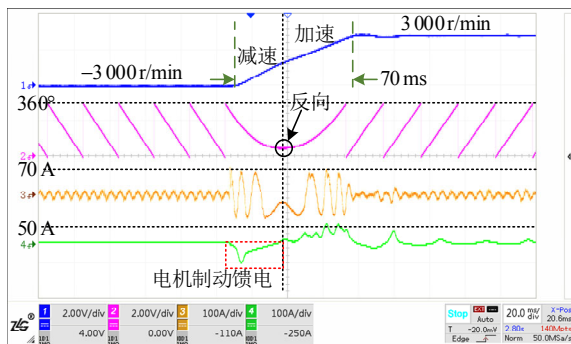
图 9 恒速驱动控制@1 000 r/min

Fig. 9 Constant-speed drive control@1 000 r/min

的电机电流波形,如图 9(b)所示。对比图 9 可知,低能量载波方案可以实现与 AD2S1210 相同的驱动电流控制效果。

### 3.4.2 转速瞬态控制

为评估低能量载波旋变解码方案在转速高动态变化时的转子位置反馈,实验中对图 4 中右侧电机进行  $-3\ 000\sim 3\ 000\text{ r/min}$  瞬态变速测试,如图 10 所示。图中电机初始速度为  $-3\ 000\text{ r/min}$ ,在速度闭环中输入指令  $3\ 000\text{ r/min}$ ,电机经减速、加速后,用时  $70\text{ ms}$  到达指定转速,过渡过程平均加速度高达  $9\ 000\text{ rad/s}^2$ 。需要指出的是,该加速度并非是旋变解码系统极限,而是受限于测试电机瞬时功率。图 10 中,A 相线电流、母线电流如通道 3、4 所示,其中 A 相电流已经达到限幅  $50\text{ Arms}$ 。



CH1—实时转速; CH2—低能量载波解码方案解算的角位置;  
CH3—A 相线电流; CH4—直流母线电流。

图 10 转速瞬态控制

Fig. 10 Speed transient control

实验中使用的速度闭环控制系统能够快速响应输入的速度指令,确保电机在短时间内实现从  $-3\ 000\sim 3\ 000\text{ r/min}$  的变速。这验证了所提出的解码方案在高速动态变化条件下的适用性。

## 4 结论

针对常规工业旋变变压器,提出了一种基于低能

量载波的旋变变压器位置解码方案,得到结论如下。

- 1) 所提方案经过理论分析和实际硬件测试,证明其在常规应用场景中的可行性和优越性。
- 2) 低功耗的脉冲激励不仅能够替代传统正弦激励完成旋变位置解算,还能够将解算误差限制在较小范围内。
- 3) 在实际电机伺服驱动系统的应用中,所提方案表现出色,且对电路元器件和控制器算力的要求极低,具备显著成本优势,具有替代常规旋变解码方案的潜力。

## 参考文献

- [1] 章回炫, 范涛, 国敬, 等. 永磁同步电机位置信号误差的影响分析及消除[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(S1): 294-302.  
ZHANG Huixuan, FAN Tao, GUO Jing, et al. Analysis and elimination of position signal error of permanent magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(S1): 294-302(in Chinese).
- [2] 白音, 丁大尉, 张国强, 等. 基于移动平均最小二乘法的永磁同步电机位置与转速检测方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(7): 2532-2540.  
BAI Yin, DING Dawei, ZHANG Guoqiang, et al. position and speed detection method of PMSM drives based on moving-average least square method[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(7): 2532-2540(in Chinese).
- [3] 尚静, 王昊, 刘承军, 等. 粗精耦合共磁路磁阻式旋转变压器的电磁原理与设计研究[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3938-3944.  
SHANG Jing, WANG Hao, LIU Chengjun, et al. Design and magnetic principle analysis of one kind of dual channels total magnetic coarse-exact reluctance resolver[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3938-3944(in Chinese).
- [4] 冉晓贺, 杨玉磊, 尚静, 等. 半波结构轴向磁阻式旋转变压器电磁模型与参数计算[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(9): 3443-3451.  
RAN Xiaohe, YANG Yulei, SHANG Jing, et al. Electromagnetic modeling and parameter computation of half-wave axial reluctance resolver[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(9): 3443-3451(in Chinese).
- [5] Analog Devices, Inc. Variable resolution, 10-Bit to 16-Bit R/D converter with reference oscillator[R]. Norwood: Analog Devices, Inc, 2010.
- [6] 钟旺, 陈亮亮, 祝长生, 等. 磁阻式旋转变压器解码系统设计[J]. 传感器与微系统, 2024, 43(1): 111-114, 119.  
ZHONG Wang, CHEN Liangliang, ZHU Changsheng, et al. Design of decoding system for reluctance

- resolver[J]. *Transducer and Microsystem Technologies*, 2024, 43(1): 111-114, 119(in Chinese).
- [7] 程明, 马钰洲, 花为, 等. 电机气隙磁场调制统一理论研究进展与展望[J]. *中国电机工程学报*, 2025, 45(4): 1220-1236.  
CHENG Ming, MA Zhengzhou, HUA Wei, et al. Research progresses and prospects of general airgap field modulation theory for electrical machines[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2025, 45(4): 1220-1236(in Chinese).
- [8] WANG Yijing, ZHU Zhiqi, ZUO Zhiqiang. A novel design method for resolver-to-digital conversion[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(6): 3724-3731.
- [9] BENAMMAR M, BEN-BRAHIM L, ALHAMADI M A. A high precision resolver-to-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2005, 54(6): 2289-2296.
- [10] BEN-BRAHIM L, BENAMMAR M, ALHAMADI M A, et al. A new low cost linear resolver converter[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2008, 8(10): 1620-1627.
- [11] BEN-BRAHIM L, BENAMMAR M, ALHAMADI M A. A resolver angle estimator based on its excitation signal[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009, 56(2): 574-580.
- [12] BERGAS-JANÉ J, FERRATER-SIMÓN C, GROSS G, et al. High-accuracy all-digital resolver-to-digital conversion[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2012, 59(1): 326-333.
- [13] ABOU QAMAR N, HATZIADONIU C J, WANG Haibo. Speed error mitigation for a DSP-based resolver-to-digital converter using autotuning filters[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(2): 1134-1139.
- [14] SARMA S, AGRAWAL V K, UDUPA S. Software-based resolver-to-digital conversion using a DSP[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, 55(1): 371-379.
- [15] 魏晓光, 吴智慧, 唐新灵, 等. 国产 6.5 kV/400 A SiC MOSFET 模块研制及电气特性研究[J]. *中国电机工程学报*, 2024, 44(10): 4012-4025.  
WEI Xiaoguang, WU Zhiwei, TANG Xinling, et al. Fabrication and electrical characteristics research of domestic 6.5 kV/400 a SiC MOSFET Module[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2024, 44(10): 4012-4025(in Chinese).
- [16] MI Wenyuan, LI Qi, JIAN Fangheng, et al. A novel all-digital resolver-to-digital conversion system based on numerical synchronous integration[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2023, 70(9): 9623-9631.
- [17] 胡卫鹏, 刘峰, 王轩. 全数字式旋转变压器的解码设计[J]. *火控雷达技术*, 2023, 52(2): 137-141.  
HU Weipeng, LIU Feng, WANG Xuan. Decoding design of an all-digital resolver[J]. *Fire Control Radar Technology*, 2023, 52(2): 137-141(in Chinese).
- [18] SHI Tingna, HAO Yajing, JIANG Guokai, et al. A method of resolver-to-digital conversion based on square wave excitation[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2018, 65(9): 7211-7219.
- [19] HWANG Y, JANG P. New RDC Method using trapezoidal excitation signal considering resolver nonlinearity[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2023, 72: 9000709.
- [20] 吴春, 应王瑞, 郑露华, 等. 一种旋转变压器双采样差分位置解码方法[J]. *电工技术学报*, 2024, 39(15): 4896-4908.  
WU Chun, YING Wangrui, ZHENG Luhua, et al. A dual-sampling differential position decoding method for resolvers[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2024, 39(15): 4896-4908(in Chinese).
- [21] SUN Le, KONG Tianxiang, WU Chun, et al. The leaf-style axial field variable reluctance resolver with an efficient decoding system[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2024, 71(9): 11581-11591.
- [22] KONG Tianxiang, SUN Le, DING Yuhang, et al. Investigation of a low-power consumption decoding method in an axial field variable reluctance resolver[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2025, 11(1): 3433-3441.



孔天翔

收稿日期: 2024-03-13。

作者简介:

孔天翔(2000), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机及其控制, ktx@njust.edu.cn;

\*通信作者: 孙乐(1987), 男, 博士, 教授, 硕士生导师, 研究方向为伺服系统、电动汽车的永磁同步电机设计和控制等, sunle@njust.edu.cn;

王伟(1985), 男, 副研究员, 博士生导师, 研究方向为电机系统及其控制、永磁电机容错驱动系统等, wangwei1986@seu.edu.cn;

丁石川(1980), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电机及驱动系统的设计、储能系统和智能配电系统关键技术等, dsc@ahu.edu.cn;

程明(1960), 男, 教授, 博士生导师, IEEE Fellow, 研究方向为电机与控制、新能源发电机技术等, mcheng@seu.edu.cn。

(编辑 刘雪莹)