



本文介绍了一种纯电动汽车用驱动电机控制器基于 TI 的 DSP 芯片 28069 实现旋变软解码方案设计、建模仿真、测试验证和应用,通过控制策略补充优化对位置异常进行预测控制干预,实现了对位置角解析应用场景需求。

□ 奇瑞商用车(安徽)有限公司 陈茜兵 王宏伟

□ 合肥阳光电力科技有限公司 史良辰

一种电机控制器旋变软解码设计与验证

目前新能源纯电动汽车应用的电机主要分两类,一类是 PMSM 电机,另一类则是异步电机,不管哪种电机,作为电机控制器需要控制的转子位置和速度是必不可少的。

当前市场电机控制器方案激励信号通过旋变变压器获取模拟量正弦信号后,需要两种途径进行处理,一种主流方法是通过 RDC 解码芯片直接解码,完成后再通过 SPI 与主控 DSP 交互获取转速和位置信号,包含初始位置和瞬时位置信息;还有一种方法是通过高速的 DSP 系统直接将获取的正弦信号模拟量进行快速采集、运算、提取获取位置和转速信息,因而从硬件回路上明显少了 RDC 解码芯片及部分外围电路,节省了布板空间的同时,节省了开发 BOM 成本,有利于 EMC 试验通过。

随着当前控制技术和高速 DSP 运算处理能力及芯片采购和成本压力变大,软解码方案用于量产控制变得越来越迫切并成为趋势。通过前期产品定义和功能定义最高车速 7500 r/min 及额定 4775 r/min,我们的设计选择了基于 TI 先进算法的 DSP 28069 作为采集、运算核心,目前乘用车入门级小车已经成功开发批量应用,也了解到当前市面上存在锁相环和反正切两种典型应用。

本方案采用基于锁相环的锁相原理为基础,通过过采样技术实现快速采集、信号转换,获取位置和转速信息,首先通过硬件调理电路对旋变信号进行正弦和余弦信号采集并进行转换,此时包络信息频率与激励信号一致,需要调理成标准需求的 sin 和 cos 信号,通过调理电路的包络信号 10 kHz,幅值 3.3 V 左右,进入 DSP 最小系统,同时 DSP 内部 PWM 和定时器捕捉单元定时采集、实现 ADC

信号快速过采样,并同时在寄存器内部记录符合要求的信息,主控芯片内部运算进行三角函数和过采样的积分及乘法器、加法器等运算,并通过对误差值调节反馈、环路滤波、LPF 实现闭环系统,完成跟踪获取最终的位置信号和转速。

上述过程涉及信号整形滤波、功率放大、故障检测、相位校正反馈,通过闭环环路,使得输出信号频率跟踪输入信号的频率,当两个信号的频率相等时,两个信号相位差锁定,相位调整完成。通过过采样、FIR 滤波、对信号进行分离处理, FIR LPF 完成高次谐波、幅值平衡实现解码稳定。本文是基于 PLL 锁相原理应用 DSP 的 28069 设计旋变软解码采集控制电路系统。

方案控制设计

原先硬件反馈的激励反馈信号不再经过 RDC 解析得出角度和转速,由相应的硬件调理电路和软件解码算法两部分组成,硬件调理电路实现旋变模拟信号和主控芯片相关转换,解码算法将旋变输出模拟信号转换为转子的位置和转速信号。

硬件信号的激励、响应及包络信号处理提取通过电路设计激励 R1R2 信号及对响应反馈 S1S3 和 S2S4 进行信号调理,形成标准包络信号,包含对信号处理、滤波、相位调整等。激励信号由主控产生,低压方波经过电平转换高幅值正弦波励磁信号,输出标准频率的正弦波。反馈信号经过采样及调理,简化硬件电路。软件对包络信号的采集,主控芯片收到硬件调理的正弦和余弦信号后(包络信号),即可获得标准的 sin 和 cos 信号,通过包络信号采集进入相应的端口,进行定时捕捉转换,实

现 ADC 快速采集，通过主控芯片内部运算单元，进行相应需求开展如三角函数计算、过采样计算、积分计算、乘法器（PLL）等，通过对误差值的调节反馈、滤波，转子的角度误差与参考值输出形成闭环系统，完成跟踪。

通过主控芯片 28069 实现 PWM 输出，配合高电流和高增益的 TCA0372 运放信号处理及滤波实现具备驱动旋变变压器激励能力，并通过信号硬件调理电路进行直流偏置电阻检测、增益电阻、共模电感、电容等完成主控芯片的模拟量信号正弦和余弦的输入调理及回采反馈闭环控制，从主控 DSP 发出 PWM 信号进行模拟量信号输出经过旋变回路完成信号调理实现。正弦信号 ADC 经过乘法器与余弦信号经过乘法器后进行 KPI 积分，根据旋变原理有：

$$U_{sin}=KU_i \times \sin \omega t \sin \theta \quad (1)$$
$$U_{cos}=KU_i \times \sin \omega t \cos \theta \quad (2)$$
$$\Delta \mu_1=U_{sin} \times \cos a-U_{cos} \times \sin a \quad (3)$$
$$\Delta \mu_1=K_1 \times \sin (\theta -a) \quad (4)$$

式中， U_i 为 R1R2 激励信号幅值； K 为旋变系数； ω 为激励频率； θ 为位置角； a 为计数值。可以得出，当相等时，即可相位平衡锁定内部定时器计算值对应角度值，获得旋变角度值。

通过上述参数可以获得输出正弦和余弦幅值。

上述激励变压器的参数需求

表 1 激励参数

参数	符号	典型值	单位
激励电压范围	R1R2	9 ~ 12	V
激励频率	F	10	Hz
输入阻抗	Z	50 (1±10%)	Ω
电气误差	ϕ	≤ ±10	

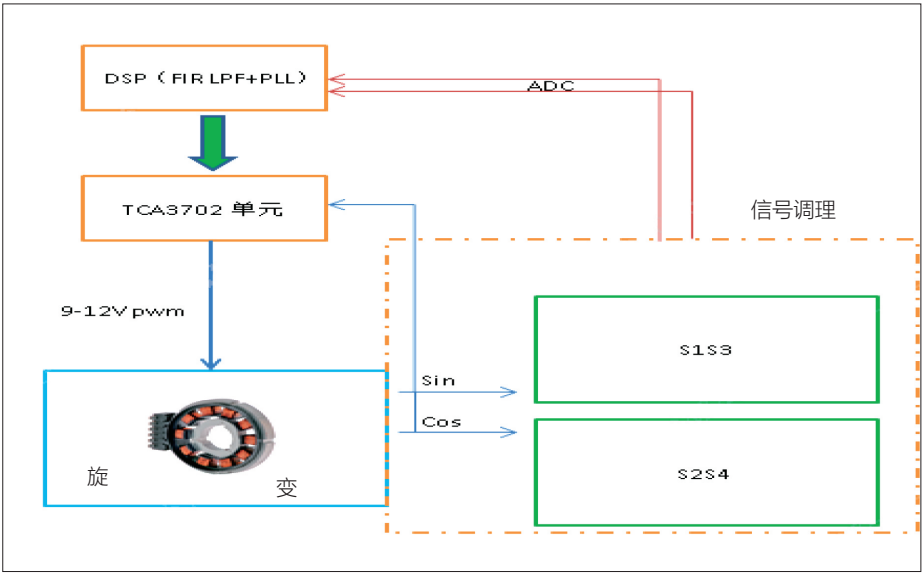


图 1 方案框图

满足旋变要求，对其频率、幅值、电气误差等关键参数进行确认，具体见表 1。

1. PWM 输出及调理

如图 1 所示，本方案是基于 TI DSP 的 28069 高速响应处理浮点运行能力芯片建立一个采样、信号调理、锁闭环稳定系统，通过对 DSP 系统内 PWM 单元实施发波，按照正弦周期进行 10 kHz 激励信号并输出幅值为 3.3 V，通过 DSP 中的 PWM_A 和 PWM_B 输出，然后再经过 LPF 低通滤波可得到标准的 3.3 V ADC 信号，根据激励变压器设计参数，系统需要 5 V 激励信号驱动旋变，通过单电压供电运放设计放大信号及驱动能力满足旋变驱动，激励旋变 R1R2 电路的设计保证同相位及驱动能力的幅值、波形的正弦度。

通过硬件电路设计匹配信号调理电路，保证信号相位和波形整形符合设计标准，为 DSP 一路回采反馈及下级电路采样提供高精度信号源。信号源精度决定回采准确性及输入信号滤波效

果，对输出负载控制有着重要的影响，输出电压反馈应用的控制，激励信号 R1R2，反馈信号 S1S3 和 S2S4 电路及信号，采用 TCA3702 运放在单电压供电，将信号输出控制在 6 V 左右，然后输入信号经过共模电感及耦合电容及共模 RC 匹配吸收，信号得到合理的调整整形后进入采集系统。通过信号反馈回采需求，可以调整匹配 RC 满足后级信号采集需求。差分运放选择高共模抑制比高静态电流驱动，保证信号源的完整性，通过单元电路搭建，需要极少的外围的电路匹配即可实现调理预处理。

2. 延时策略

电路单元中旋变信号需要保证正负周期对称性，波形无谐波波动。同时考虑信号延迟和上电影响，需要设置上电发波延时程序，保证 PWM 波发出是按照正弦匹配变化，周期为 10 kHz，最大幅值不超过 3.3 V，正负半周期对称性好，给 DSP 供电实现上电后延时，时间设置需要根据 DSP 时序要求及结合电源供

电初始化来共同确定，本文依据设计参数，取不低于 400 ms，保证信号有序上电复位初始化。

闭环系统遵循信号的传输控制，对信号输入电压幅度、频率、相位进行调理监控，对输入信号进行滤波过采样，实现高速 ADC 转换，实现对采集计算数值，对累加实现输出数据，通过多路采集进行 PI 调节控制完成 DAC 进入锁相系统单元，对正弦和余弦信号进行解析，通过对信号分离提取角度和速度，实现高次谐波、幅值平衡校核。系统延时时序设置，实际时间周期为 435 ms，可以满足上电初始化需求。

3. 锁相控制

锁相环电路将参考信号与输入有用信号进行对比，通过误差存在进行积分求解，在误差达到零时，压控振荡器由积分激励，不再积分求解，输出输入处于锁定状态，此时输出的值为模拟量对应的角度值，根据如图 2 所示的锁相基本拓扑中，鉴相器、加减法器、滤波器、振荡器及分频器计数，通过软件内部配置，完成基本锁相功能，实现其基本配置输出计数器与输入角度电压匹配。根据计数特征及采集频率，反馈计

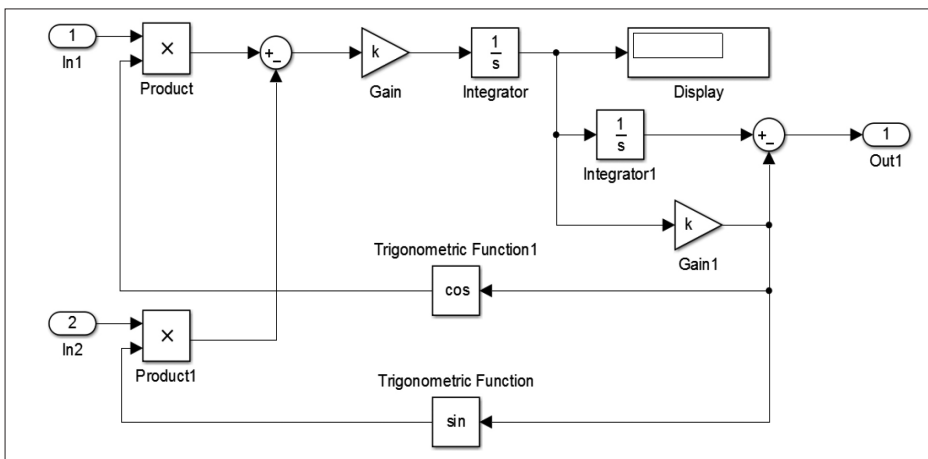


图 3 基于锁相功能的解调

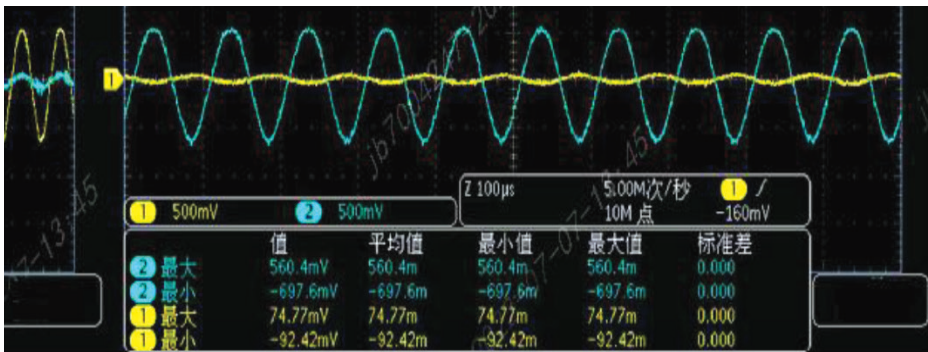


图 4 正余弦差分信号（左：黄色余弦差分，右：蓝色正弦差分）

数高低，应用预分频进行调节。

仿真及策略控制分析

根据 Matlab/Simulink 仿真建模，建立基于锁相功能的位置监测，通过模拟量输入正弦和余弦信号进行前级处理，通过乘法器、加法器、反馈增益、KPI 误差积分、延时进行相位信号检波，

通过对 LPF 滤波信号提前进行高频信号分离，获得解调正弦信号如图 3 所示：In₁ 为 $v_i(t)$ 的 sin 信号，In₂ 为 $v_i(t)$ 的 cos 信号，在 K Gain 增益输出后，包络信号与输出存在如下关系： $V_o(t) = K \times U_i \times \sin$ ，式中 K 为定值， U_i 为输入幅值， θ 为旋变角度，当输入 V_{io} 误差信号电压在不等于零时，再次进入 PI 积分，输出信号由定时器完成存储实现输出 $K_1 \times \sin(\theta - a)$ ，式中 $\theta - a = 0$ ， K Gain1 在过程完成，实现积分后误差增益，与角速度关联，最后获得速度信号输出，速度输出由积分 integrator1 输出再累计计数与速度信号积分获得角度信号。

在旋变位置出现异常时，需

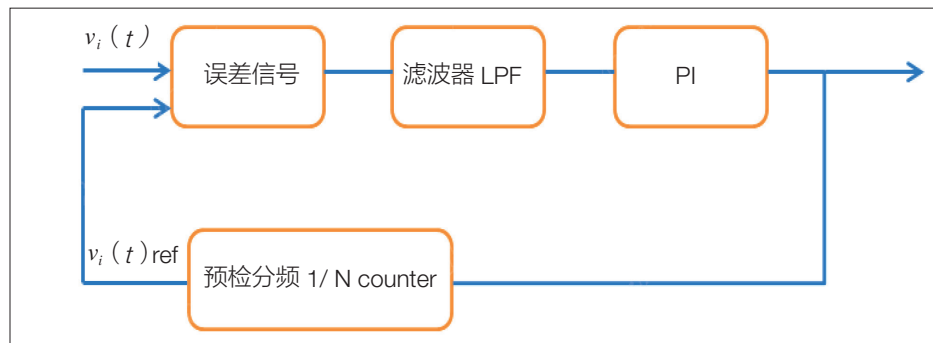


图 2 误差信号锁相位预检

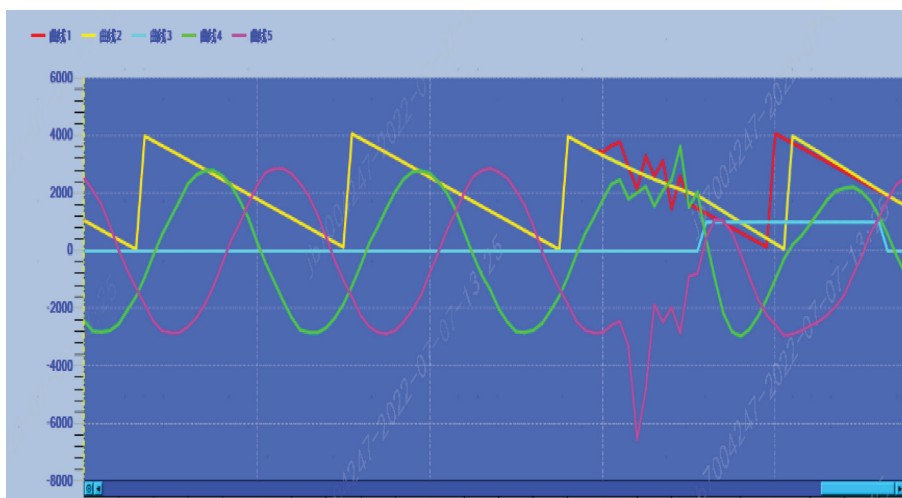


图 5 位置预测（添加干扰）

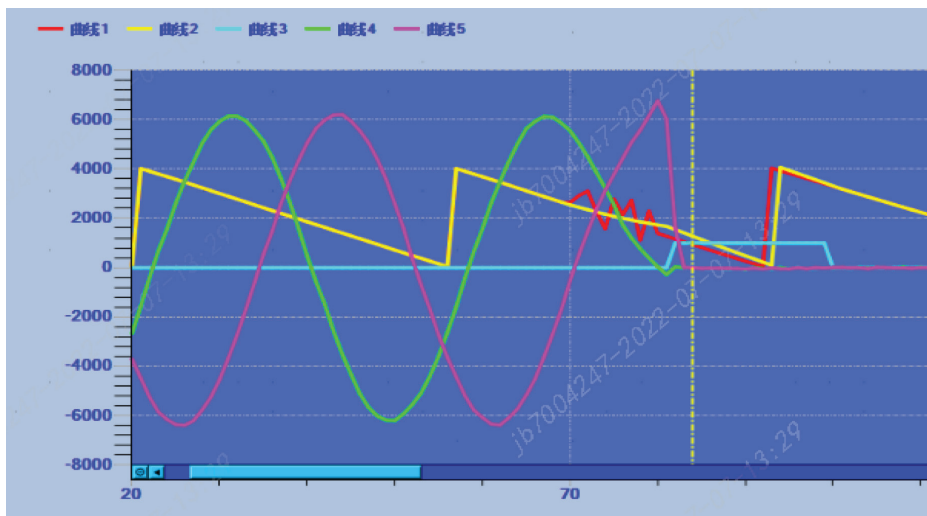


图 6 位置预测（预测控制）

要采取修正措施并对位置进行前述锁相控制的预检进行预测控制干扰，对位置进行策略上预测，使得信号可以在 CAN 报文周期内进行短时车辆维持运行，在车辆通信获得合格的采样信号后进行恢复“复位”，根据计时器积分获取的正常记忆位置和速度信号进行预测积分求解，获得积分后得旋变位置，可将获得的位置用于在判定无效位置后进行位置变化量及 K_{Gain1} 的阈值设置，如果在 100 ms 内连续位置变化率增加不大于阈值，需要进行实时获得用于锁相，反之采用预测

占位填充。

台架测试

根据设定的目标参数及接口电路设计，在完成上述仿真及策略控制下，进行实际样品的台架测试、整车测试，对旋变故障处理包含预测预检功能及旋变波形、角度精度、转矩等增加位置关联项测试考核。通过对激励信号和幅值及频率进行测试，确认功能参数是否正常，测试波形差分最大值 5.14 V，频率为 10 kHz，精度控制在 1%。满足功能采样需求。

如图 4 所示是在激励信号输出后经过调理后正弦和余弦差分信号，正弦差分信号最大值 0.7 V 左右，余弦差分信号最大值 0.68 V 左右，稍有偏差，与旋变自身存在关联，但满足采样需求。

如图 5 所示，曲线 1 ~ 5 分别为实际旋变位置、预测旋变位置、旋变位置预测退出标志、A 相电流、C 相电流。可以看出图 5 在 965 数据点时加入了旋变位置干扰，实际采样到的 AC 相电流不再是正弦形式，幅值也增大到超过 600 A，造成了过电流故障。

如图 6 所示，曲线 1 ~ 5 分别为实际旋变位置、预测旋变位置、旋变位置预测退出标志、A 相电流、C 相电流。测试用使用曲线 2 预测旋变位置进行电机控制，可以看出图 6 在 70 数据点时加入了旋变位置干扰，经过旋变位置预测后的旋变位置信号（曲线 2）仍然沿着之前的趋势进行变化，实际采样到的 AC 相电流也没有发生太大的畸变，测试中没有出现过电流故障。

结论

本文通过基于 TI 的高速数字 DSP 的 28069 建立旋变软解码基于锁相功能实现解码功能，并通过接口电路设计、信号策略控制及仿真，通过台架测试，验证了波形信号及角度控制可行，并针对解析角度出现异常问题进行干预预测策略控制，尤其适合纯电动城市物流车应用场景需求。本系统设计可靠，输出满足驱动电机控制器功能要求，降低了 BOM 成本。AI