

面向下一代导弹驱动系统的无刷直流电机概述

Charles Frick
ADI公司

随着成本的上升和客户对小型长射程产品需求的增长，像其他工程领域一样，成本快速成为弹药系统的制约因素。为了有效地驱动和控制飞行中的这些弹药，人们通过一个小型控制驱动系统(CAS)进行小的精密调节，以确定鳍片位置并调节弹体上的气流。传统上，这些系统要么采用气动装置，要么通过带齿轮箱的有刷直流电机驱动，但包括无刷直流电机(BLDC)在内的电机驱动器的现代化进步，使得设计更小、更轻、更便宜、更高效的控制驱动系统成为可能。但其代价是会增加系统的复杂性，因为要驱动无刷直流电机的三个相位。

增加复杂性的原因有多个。首先，传统的有刷直流电机只需要一个H桥，而无刷直流电机则需要三对独立的MOSFET来驱动相位。这会增加少量的成本，并且需要额外的PCB电路板空间。在驱动这些MOSFET时，必须注意，要避免同时打开顶部和底部的MOSFET，否则直通短路电流可能会损坏MOSFET。必须特别注意在脉宽调制(PWM)的顶部和底部驱动信号之间插入死区时间。

从软件的角度来看，可以使用简单的PID回路来控制常规有刷电机，而无刷直流电机则需要采用更高级的回路和换相策略——通常是测量绕组电流、相位电压、转子角度和速度。

无刷直流电机的结构

无刷直流电机是定子上的电磁体集合，可转动的转子上装有永磁体。电机可能是内转子电机（磁体位于线圈内侧），也可能是外转子电机（磁体位于线圈外）。图1所示为无刷直流电机所用的内转子电机和外转子电机。两种情况下，定子齿周围都缠绕有三相导线（U、V、W或A、B、C）。这些绕组依次通电以吸引和排斥永磁体（红色/蓝色）。

标准微处理器或DSP的电流驱动强度不足以直接驱动线圈，因此一般用一个由MOSFET（每个相位两个）组成的功率逆变器级将来自控制接口的PWM驱动电流转换成电机需要高电压驱动电流。

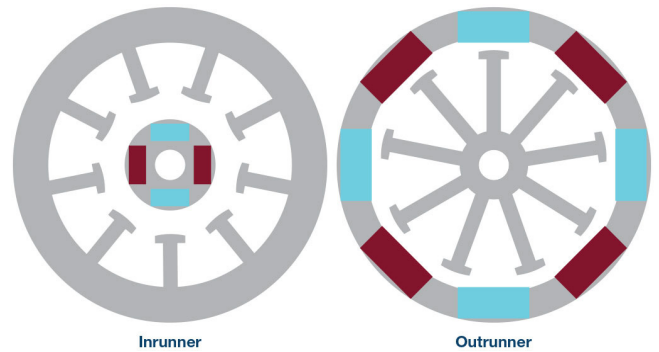


图1. 内转子电机与外转子电机。

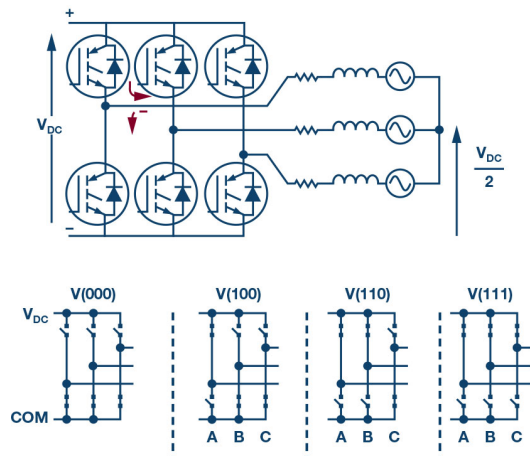


图2. 三相逆变器和开关状态。

通常，三相逆变器使用六个N沟道MOSFET（见图2顶部），形成图2底部所示开关状态。有几种切换状态未在图中显示出来：001、010、011和101。1表示顶部三个MOSFET中有一个已启用。这些状态映射到状态空间表示，如图3中的六个扇区所示。通过打开和关闭开关，施加到绕组的电压最大可达 $2/3 \times V_{DC}$ 。作为该策略的自然延伸，可将PWM施加到每对MOSFET上。通过改变PWM波形的占空比，绕组中产生的电压可以根据PWM生成系统的分辨率产生大范围的电压。

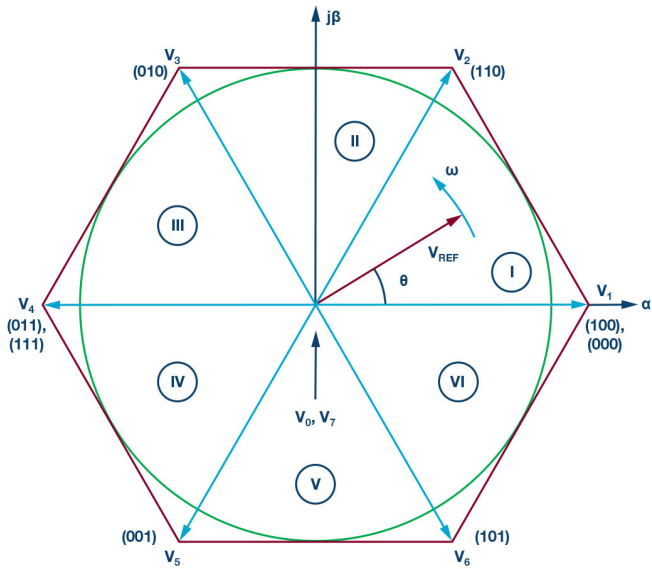


图3. 状态空间中的开关表示及其在扇区I到扇区VI的分布。

在没有PWM的情况下，一种非常自然的换相策略是简单地以串行方式激励每对绕组（即块换相或六步换相）。在这种策略中，一个或两个相位被拉高，其余的绕组则被驱动为低电平。通过依次激励各相位，转子上的磁体被拉到每个相位，转子开始转动。为了确定要激励的相位，一般将三个霍尔效应传感器安装在定子上，三者相隔60度电角度。这些霍尔效应传感器检

测每个转子磁体并产生3位数字序列，后者被用于确定下一个换相区域。虽然这种策略适用于低成本电机控制系统，但该策略在低速时会受到转矩脉动的影响。此外，如果将电机用于定位/伺服应用，这种转矩脉动会导致噪声并带来位置误差。¹

正弦换相的工作原理是将定子电流与无刷直流电机中的定子磁通对准。无刷直流电机基于通过绕组的梯形电流运动。这些电流每个之间相差120°相位。永磁同步电动机(PMSM)类似于无刷直流电机，但需要正弦电流来驱动。图4所示为永磁同步电动机的功能框图。通过使用速度传感器或基于位置轴传感器和电机参数的估计可实现简单的速度控制。正弦波驱动在低速时特别有效，但在高速时会分开，因为所需正弦波的电频率也必须随速度而增加。在更高的速度下，电机需要更高的扭矩，这会在相电流中带来迟滞。²为了在更高的速度下正确地进行控制，通常必须引入相位超前以使扭矩和磁通矢量正确保持一致。

为了克服这个问题，可以采用一种被称为磁场定向控制(FOC)的更先进的控制方案。与其他换向策略一样，基于绕组产生的反电动势的位置和速度的估测值，可不用传感器实现磁场定向控制，也可以用位置和电流传感器实现有传感器方案。磁场定向控制的基础是控制进入电机绕组的转矩和磁通矢量。产生的这些矢量来自电机所需速度输入。

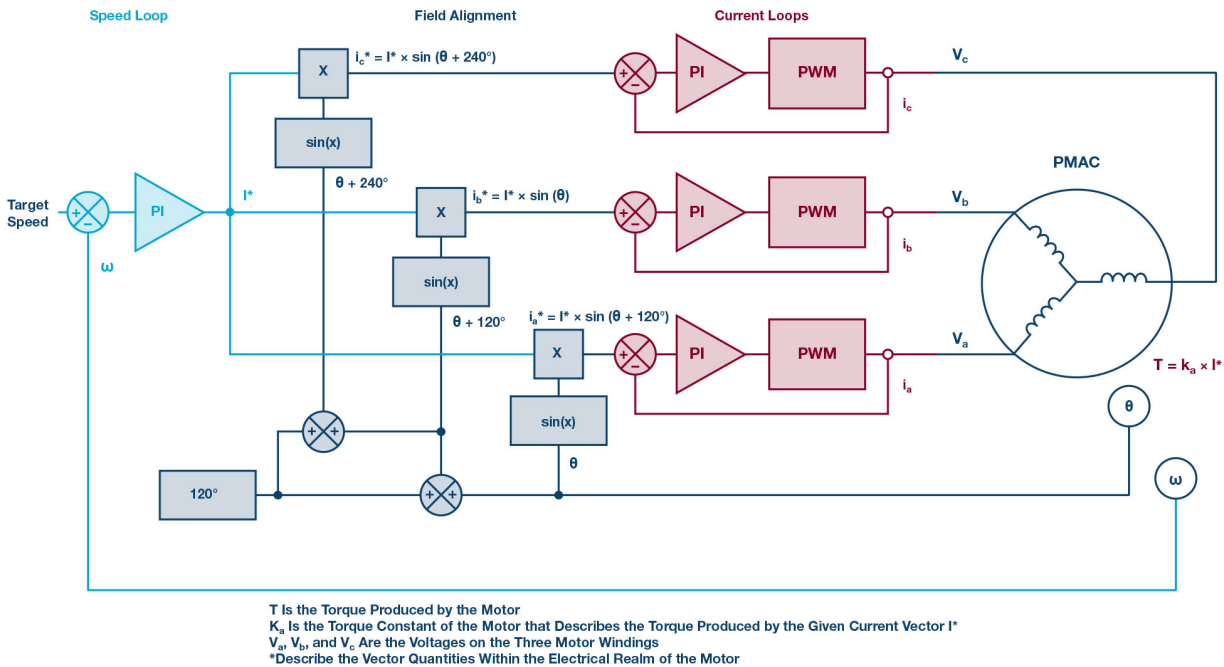
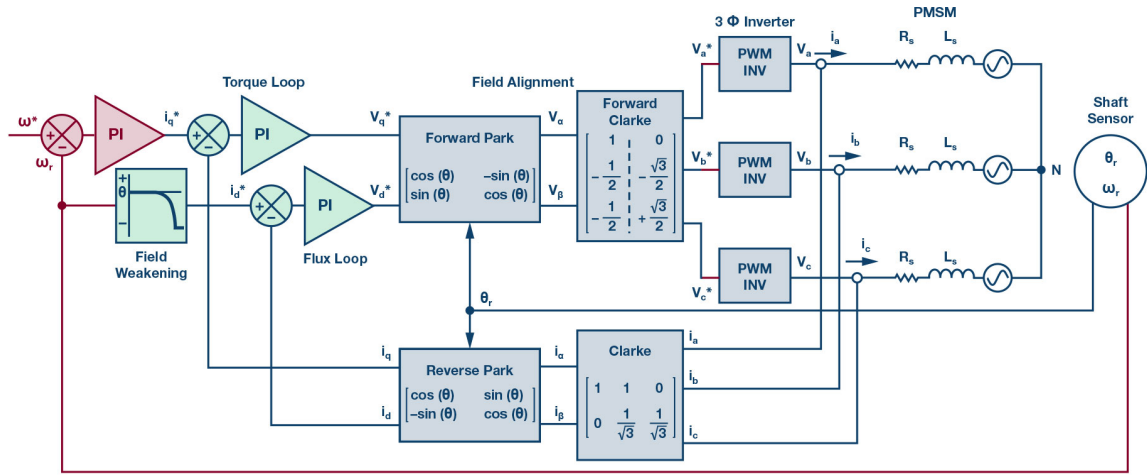


图4. 永磁同步电机的正弦驱动。



* Describe the Vector Quantities Within the Electrical Realm of the Motor

图5. 磁场定向控制功能框图。

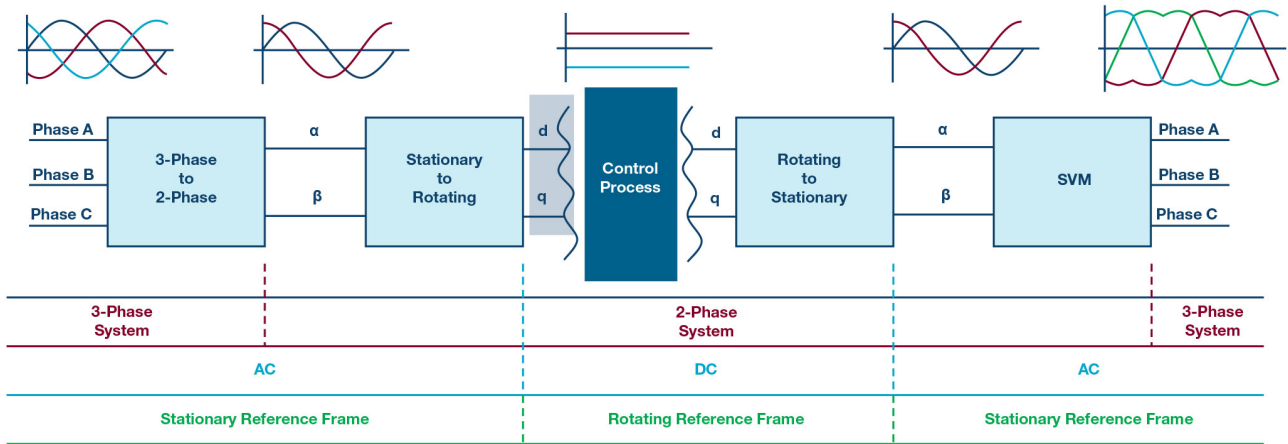


图6. 磁场定向控制中控制参数的转换。

使用电机的电气和机械常数（惯性矩、摩擦系数、定子绕组的电感和电阻以及反电动势常数），图5所示PI回路将所需速度转换为直流。为了控制电动机的电周期，必须将这些量转换到转子的参考系中（图6），以用Park变换产生 V_α 和 V_β 。磁场定向控制的下一步是将 V_α 和 V_β 转换为发送到PWM逆变器单元的PWM值。该过程一般使用正弦调制方案(SPWM)或空间矢量调制方案(SVPWM或SVM)。

如前所述，通过控制功率逆变器内MOSFET的开关，可以形成空间矢量表示，如图3所示。对相邻单元矢量之间的空间进行编码以产生1到6之间的扇区，与换相周期的六个开关扇区对应。图7所示为图3中的第1扇区的特写。电压矢量 V_{REF} 由电压矢量 V_α 和 V_β 组成，角度 θ 是 V_β 的反正切除以 V_α 之商。³图7表明，通过使用两个相邻单元矢量（ V_1 和 V_2 ）并在每个状态停留特定时间（对应于占空比），可求出 V_{REF} 。该占空比可通过使用类似于向量数学（推导的方程）进行计算（见图8）。

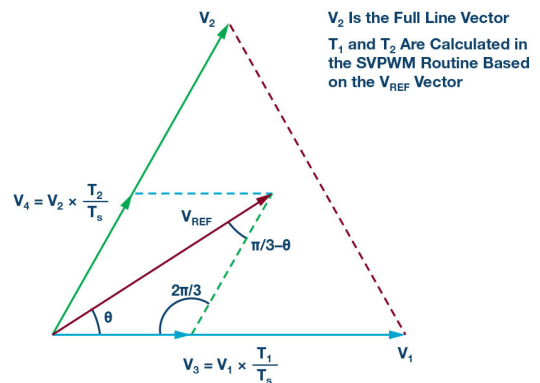


图7. 状态空间的第1扇区。

U、V、W 矢量方程计算

$$V = \frac{1}{2} \frac{T_s}{V_{DC}} (3 \times V_\alpha + \sqrt{3} \times V_\beta)$$

$$U = \frac{\sqrt{3} \times T_s}{2 \times V_{DC}} \times V_\beta \quad W = \frac{1}{2} \frac{T_s}{V_{DC}} (-3 \times V_\alpha + \sqrt{3} \times V_\beta)$$

Sector	1	2	3	4	5	6
T_n	-W	W	U	-U	-V	V
T_{n+1}	U	V	-V	W	-W	-U

图8. 来自参考矢量的扇区时间。

根据图7中的等式，设归一化时间为1.0（等于完整的100%占空比）并减去 T_n 和 T_{n+1} ，可以得到PWM时间。扇区可通过其他的计算确定，如图9所示。

$$Rf_1 = V_\beta$$

$$Rf_2 = \sqrt{3} \times V_\alpha - V_\beta$$

$$Rf_3 = -\sqrt{3} \times V_\alpha - V_\beta$$

Sector	Reference Voltages		
	Rf_1	Rf_2	Rf_3
1	>0	>0	≤0
2	>0	≤0	≤0
3	>0	≤0	>0
4	≤0	≤0	>0
5	≤0	>0	>0
6	≤0	>0	≤0

图9 扇区的确定。

一旦计算出占空比并将其发送到控制器的PWM模块，就可以实现使用磁场定向控制的开环控制。这时必须集成反馈以实现闭环控制。如图4所示，使用逆Clarke和逆Park变换测量和变换三个绕组的电流。为了测量这些电流，可使用几种不同的策略：与每个相绕组并联的分流检测；在底部三个MOSFET与地之间设一个低端分流；在每个接地MOSFET之下设相分流；或在每个顶部MOSFET和VDC之间设高压侧分流。如果设计受成本限制，则使用与绕组并联的两个分流器是一种很好的测量方法，因为这是直接测量两个绕组电流的一种简单方式。第三电流可使用基尔霍夫电流定律计算，其和为0。另一个好处是可以在任何时刻测量电流，而不是仅在底部或顶部MOSFET被启用时测量。在测量这些电流后，应使用分流系统可测量的最大电流将它们归一化到[-1, +1]以内。

对于位置和速度检测，则可使用编码器（相对或绝对）、霍尔效应传感器、旋变器或磁角度传感器。但是，根据传感器的分辨率，可能需要使用其他位置和速度估算方案。无论采用何种技术，必须将测量的角度转换为电角度，使换相与转子实际位置同步并实现转子变换。角速度也必须是已知的，但该项通常在机械域中以匹配所需的输入速度。

在已知转子实际位置和速度的情况下，可以执行反向/逆向Park和Clarke变换，将相位电流从静止的定子坐标系转换为d,q参考系中的旋转坐标系。对于产生的电流和速度误差项，PI循环形成误差向量，然后，这些误差向量被反馈到正向Park和Clarke变换中，可以重复执行该控制过程。

那么该过程应该多快重复一次？答案因电机特性而异。通常选择超出听觉可听范围（15 kHz至30 kHz）的PWM频率，使电机不会发出人耳可听见的共振。然后在PWM中断服务例程中实现磁场定向控制和所需的控制环路，以便新的PWM值可用于下一个PWM周期。这就对磁场定向控制例程提出了严格的时序限制，因为伺服PWM中断所花费的任何时间是未用于伺服控制处理器其他方面（如PC程序的串行接口）的时间。PWM频率为30 kHz时，每个PWM ISR仅为33.3 μs。可见，每微秒都很重要！必须注意，尽量减少正弦和余弦以及其他浮点计算的计算开销。通常，最好将磁场定向控制例程保持在可用PWM ISR时间的50%以下，使处理器可以服务其他外围设备（例如UART），以便处理不太重要的任务，例如改变所需速度或设置新位置。

精选组件

鉴于磁场定向控制的实现方式本身已经很复杂，仔细选择组件有助于在系统集成方面最大限度地减少额外挑战。ADI公司提供面向电机控制信号链的多种器件。这些部件包括栅极驱动器、绝对角度和霍尔效应传感器、电流传感器和隔离产品。

电机控制信号链组件的简单功能框图如图10所示。在高电平下，使用ADA4571 AMR角度传感器和AD22151磁场传感器检测无刷直流电机轴位置和速度。使用内联分流电阻测量相绕组电流，AD8418电流检测放大器消除PWM共模电压。LTC2345-18 8×18位ADC将来自传感器的6个模拟电压转换成微控制器数字电压。微控制器使用这些信号计算PWM占空比，并将其发送到硬件定时器。LT1158 MOSFET驱动器充当功率逆变器六个MOSFET的栅极驱动器。

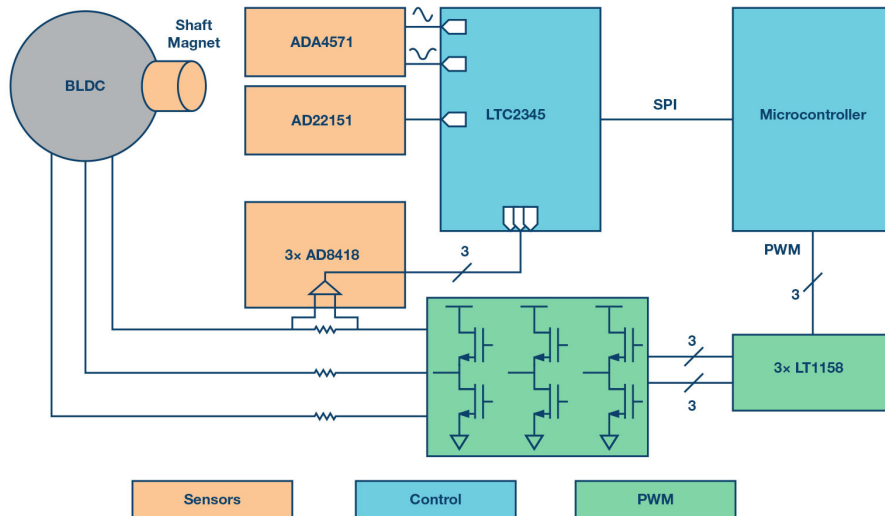


图10. 电机控制信号链功能框图。

LT1158是一款集成半桥N沟道MOSFET驱动器。虽然电源电压范围为5 V至30 V dc, 但输入PWM波形逻辑可以接受TTL或CMOS电平。此外, 单个PWM输入被转换为高和低MOSFET驱动信号, 芯片自动插入自适应死区时间。这意味着PWM频率可以动态变化, 并且自动插入死区时间以保护MOSFET免受电流击穿影响, 而无需更改PWM定时器代码或寄存器。

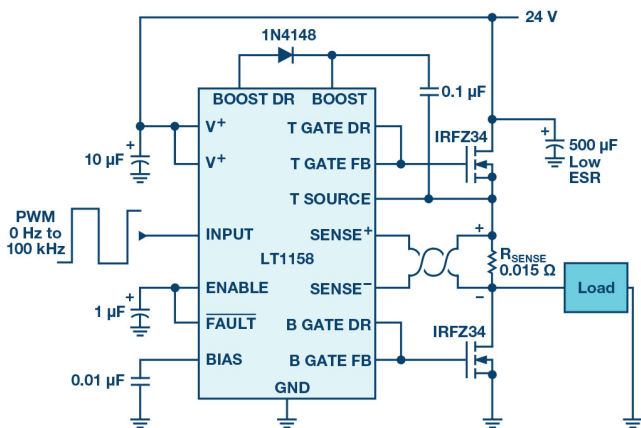


图11. LT1158双N沟道MOSFET驱动器。

ADA4571集成的各向异性磁阻(AMR)传感器能测量180°旋转, 测量精度为0.5°以内。该传感器的供电电压为2.7 V至5 V, 在启用温度补偿功能时, 功耗仅为7 mA。该传感器的输出是两个模拟正弦波 (V_{SIN} 、 V_{COS}), 以2.5 V (5 V电源) 为中心。 V_{SIN} 和 V_{COS} 的电压数字化后, 就可以通过简单的公式将其转换为角度:

$$\alpha = \frac{\arctan\left(\frac{V_{SIN}}{V_{COS}}\right)}{2}$$

为了测量360°的绝对旋转, ADA4571可以与线性输出磁场(霍尔效应)传感器(如AD22151)结合使用。AD22151针对单5V工作电源设计, 输出电压与垂直于封装的磁场成线性比例。在正常工作期间, 器件最大功耗为10 mA电流, 可检测具有不同增益量的双极或单极场。该传感器的优点体现在模拟输出电压方面, 可以轻松添加到已具备模拟量测量功能的系统, 如电流传感器输出或附加模拟角度传感器。将AD22151与ADA4571垂直放置, 可以通过软件将输出融合在一起, 以便检测轴安装直径磁体的360°运动。

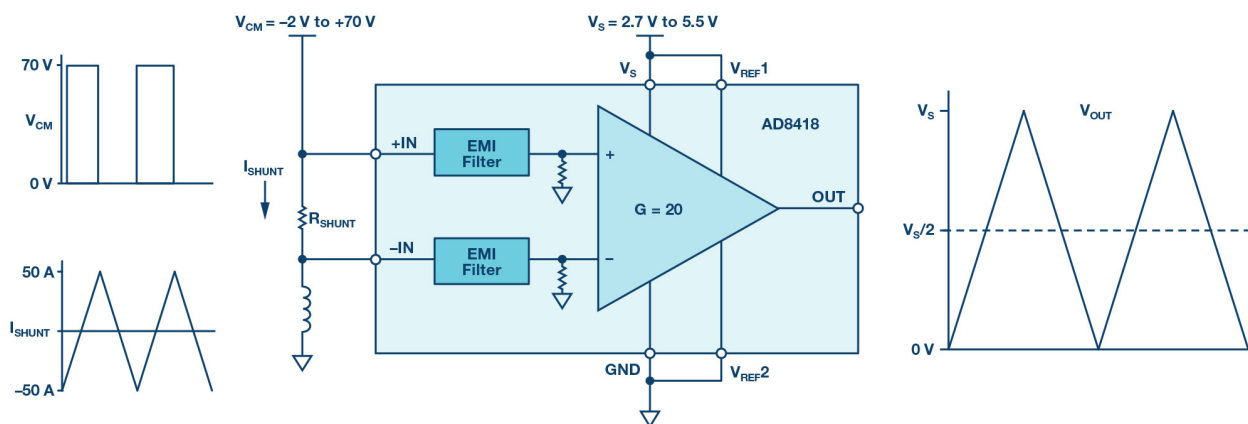


图13. AD8418电流传感器。

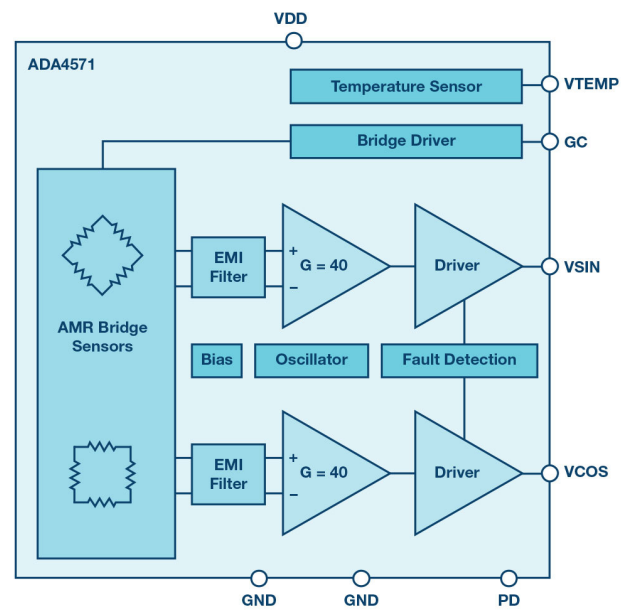


图12. ADA4571 AMR传感器。

就如角度传感器一样, 带传感器的磁场定向控制需要精确测量通过无刷直接电机的相电流。AD8418是一款双向零漂移电流检测放大器, 非常适合这一任务。该外部分流放大器在整个温度范围内工作时的增益为20 V/V, 共模抑制范围为-2 V至+70 V。该放大器还可以检测通过分流器的双向电流, 这在测量无刷直流电机的相电流时特别有用。该器件的设计电源电压范围 V_S 为2.7 V至5 V, 模拟输出电压以 $V_S/2$ 为中心。如果选择5 V电源, 则输出以2.5 V为中心, 与ADA4571一样。

使用模拟输出传感器时, 必须将结果转换为数字域。虽然存在多个ADC, 但由于有8个同时采样通道, 因此, LTC2345特别适用于电机控制。采样与转换线路上的单个上升沿同步。然后, 在中心对齐PWM期间, 相电流和绝对角度传感器输出可以同步到同一时刻。单5V电源简化了电源设计, 功耗仍然不到20 mA。独立的数字逻辑输出电压允许LTC2345与较低电压的微控制器、处理器或FPGA接口。由于模拟输入范围非常灵活, 可以通过使用(IN-)模拟输入通道在硬件中自动消除位置和电流传感器的2.5 V失调。根据所需的采样吞吐量, 可使用各种时钟速率下的SDO输出从LTC2345输出数据。

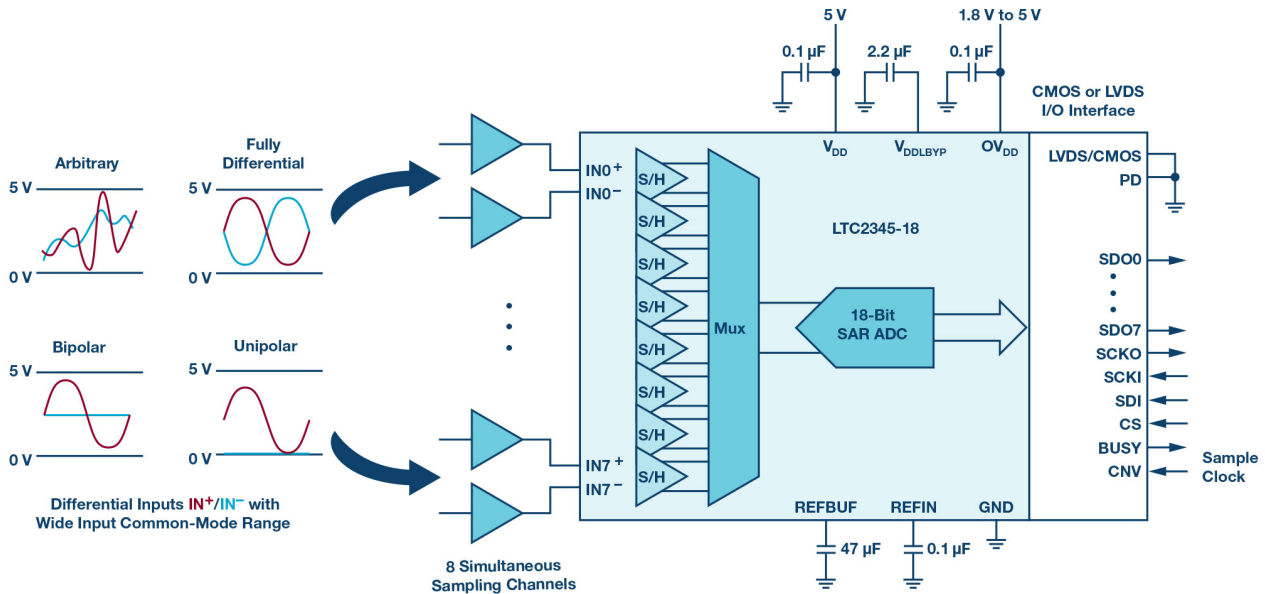


图14. LTC2345功能框图。

结论

无刷直流电机在控制驱动系统中的普及需要更先进的算法、传感器和驱动电路的支持。正弦和磁场定向控制是两种换相策略，可以精确控制无刷直流电机。这两种策略都需要精确测量无刷直流电机的转子角度，如果没有合适的组件，可能会非常困难。然而，ADA4571和AD22151简化了这种测量。LT1158通过减少PWM线路并消除死区时间计算的必要性，简化了无刷直流电机三相的PWM驱动线路。AD8418简化了绕组电流，LTC2345则可轻松数字化和同步多个模拟传感器的输出。这些组件只是ADI公司电机控制应用产品组合的一小部分。若需了解更多信息并在设计方面获得帮助，请访问ADI公司网站。

参考文献

- Shiyoung Lee, "A Comparison Study of the Commutation Methods for the Three-Phase Permanent Magnet Brushless DC Motor" (三相永磁无刷直流电机换向方法比较研究), 2009.
 - Danielle Collins, "FAQ: What Is Sinusoidal Commutation for DC Motors?" (常问问题: 什么是直流电机正弦换向?), 运动控制技巧。
 - Jin-Woo Jung, "Project #2 Space Vector PWM Inverter" (项目2空间矢量PWM逆变器), 俄亥俄州立大学, 2005年2月。
- Murray, Aengus, Dara O'Sullivan和Jens Sorensen, "Model-Based Design Streamlines Embedded Motor Control System Development" (基于模型的设计简化嵌入式电机控制系统开发), ADI公司, 2015年4月。

作者简介

Charles Frick是ADI公司航空航天与防务部门(位于美国北卡罗来纳州格林斯博罗)的系统应用工程师。2016年毕业于伍斯特理工学院, 获机器人与电气工程双理学学士学位, 毕业后一直在ADI公司。两年前加入ADI公司以来, 一直从事PCB设计、嵌入式C代码、MATLAB图形用户界面、Python测试自动化和版本控制系统的研发工作。工作之余, 经常在攀岩馆、溜冰场活动, 或是协助研发FIRST机器人。联系方式: charles.frick@analog.com。

在线支持社区

访问ADI在线支持社区, 与ADI技术专家互动。提出您的棘手设计问题、浏览常见问题解答, 或参与讨论。

请访问 ezchina.analog.com



全球总部
One Technology Way
P.O. Box 9106, Norwood, MA
02062-9106 U.S.A.
Tel: (1 781) 329 4700
Fax: (1 781) 461 3113

大中华区总部
上海市浦东新区张江高科技园区
祖冲之路2290号展想广场5楼
邮编: 201203
电话: (86 21) 2320 8000
传真: (86 21) 2320 8222

深圳分公司
深圳市福田区中心区
益田路与福华三路交汇处
深圳国际商会中心
4205-4210室
邮编: 518048
电话: (86 755) 8202 3200
传真: (86 755) 8202 3222

北京分公司
北京市海淀区西小口路66号
中关村东升科技园
B-6号楼A座一层
邮编: 100191
电话: (86 10) 5987 1000
传真: (86 10) 6298 3574

武汉分公司
湖北省武汉市东湖高新区
珞瑜路889号光谷国际广场
写字楼B座2403-2405室
邮编: 430073
电话: (86 27) 8715 9968
传真: (86 27) 8715 9931

©2018 Analog Devices, Inc. All rights reserved. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners. Ahead of What's Possible is a trademark of Analog Devices. TA20788sc-0-10/18

analog.com/cn

