

Application Brief

电机控制中的高速单分流器电流检测



Anant Sinha, Bharat Agrawal, Xiaoying Lu

简介

永磁同步电机 (PMSM) 和交流感应电机 (ACIM) 是位置和速度控制应用中常用的两种电机类型。这些电机是多相电机，需要外部线圈励磁，通常采用三相配置。此类电机广泛用于各种应用，从工业运动控制到家用电器，不一而足。常见的应用示例是逆变器压缩机驱动器。为了使这些电机提供更出色的效率和性能，我们需要控制线圈绕组所有三个相位中的电流。可以实施多种技术来控制电流，例如梯形控制、正弦控制和场定向控制 (FOC)。对于需要高扭矩、高效率并在宽电机转速范围内具有超小扭矩纹波和可闻噪声的逆变器压缩机驱动器应用，FOC 控制是理想的选择。与其他控制方案一样，FOC 实施方案也需要对所有三个相位和转子位置中的电流进行实时反馈来控制转矩，这可以通过以下列出的方法来实现：

- 内联电流检测
- 逆变器桥臂电流检测
- 使用单分流器进行直流总线电流检测

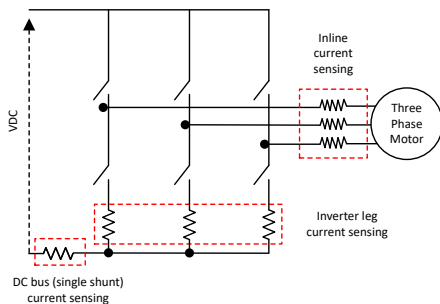


图 1. 不同类型的电流检测

这些测量技术各有利弊。不过，本文主要介绍使用高速放大器进行 FOC 控制的单分流器电流检测，因为这是一种更具有成本效益的方法。本文还进一步介绍了如何为这种测量技术选择合适的放大器。

FOC 中的单分流器电流测量

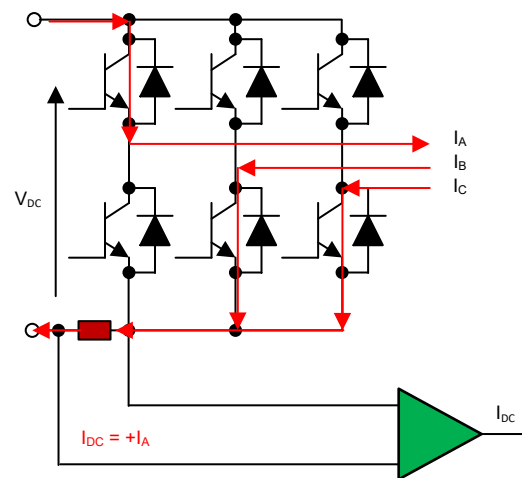
单分流器电流测量技术测量直流链路电流，并在了解开关状态的情况下重构电机的三相电流。

为了更好地理解此技术以及如何表示逆变器的开关状态，本文定义了 A 相的开关函数 S_a ，如下所示：当 A 相上部晶体管导通时， S_a 为 1。当 A 相下部晶体管导通时， S_a 为 0。可以为 B 相和 C 相定义类似的状态。

在说明该过程时假设逆变器以互补模式馈电。该模式下控制下部晶体管的信号与控制上部晶体管的 S_a 、 S_b 和 S_c 处于互补状态。

要使用单分流器技术正确测量电流，必须考虑电流测量和开关状态。

图 2 展示了一个示例案例。

图 2. 开关状态 S_a 、 S_b 和 S_c : 1 0 0

在这里，A 相的顶部开关导通，而 B 相和 C 相的底部开关导通。在这种开关状态下，直流总线电流测量给出 A 相电流并且为正 ($+I_A$)。A 相的电流方向朝向电机绕组。与前面说明类似，SVM (空间矢量调制) PWM 中有八种不同的开关选项。表 1 说明了每个空间矢量开关状态下导通的开关以及可在该状态下测量的相电流。

表 1. SVM 开关状态

开关状态	AH	BH	CH	测量
0	0	0	0	偏移量
1	1	0	0	I_A
2	1	1	0	$-I_C$
3	0	1	0	I_B
4	0	1	1	$-I_A$
5	0	0	1	I_C
6	1	0	1	$-I_B$
7	1	1	1	偏移量

从 1 到 6 的六个开关状态称为有源矢量。

当开关状态为 0 和 7 时，仅存在循环电流，并且在这些状态下，不能使用单分流器技术测量电流。

为了使电机绕组的电流尽量减少失真，最短有源矢量持续时间需要为零，但实际上，由于存在检测和环路延迟，这几乎不可能实现。非零最短矢量持续时间会在绕组电流中产生失真，从而导致出现扭矩纹波并产生可闻噪声，除非在软件算法中得到适当补偿（这非常复杂且难以实现）。

单分流器电流检测的优势和挑战

单分流器电流测量具有诸多优势。首先，与双分流器或三分流器相比，单分流器可以减少分流电阻器、运算放大器和 ADC 的数量，从而显著降低系统 BOM 成本。此外，在这个检测方案中，还可在分流电阻器上添加单个比较器来实施短路保护

其次，单分流器有助于解决多个分流器的系统布局问题。压缩机的驱动功率范围通常为几百瓦到几千瓦，因此每个逆变器桥臂需要多个并联的分流器，这使布置或布局变得困难。在高额定功率应用中，一些设计人员甚至选择更高成本的磁性电流传感器来避免此类问题。从这一点来看，由于单分流器技术仅检测一个直流总线电流，因此可以减少分流器的数量，并有助于建立基于分流器的检测与磁性电流传感器之间的关键电流检测点。

此外，使用单分流器消除了由于电阻不匹配导致的不同相位产生增益误差的可能性，因此可在所有相位上产生相同的增益

而且，单分流器技术还可以避免磁电流传感器的许多缺点，包括容易受到磁干扰、精度低、带宽低、可扩展性差等。

然而，实施单分流器会带来一些设计挑战。必须仔细选择采样点，并且稳定时间必须尽可能短。例如，为了保持 1.5% 的总电流检测误差，应注意为运算放大器使用 1% 的稳定时间。为了使绕组电流波形的失真最小，有源矢量持续时间需要为零；但实际上，无法实现这种持续时间。目标是尽可能缩短此持续时间，使其尽可能短；一种方法是使用具有更快稳定时间的电流检测放大器来尽可能缩短电流测量持续时间。

对电流检测高速放大器的需求

使用单分流器技术时，为了精确测量瞬时电流，每个开关状态的电流传导（有源矢量）持续时间需要足够长，以便让整个测量系统能够稳定，并让 ADC 有足够的时间对电流进行采样。但如前所述，更长的有源矢量持续时间会导致绕组电流波形产生失真。能够在尽可能短的时间内准确测量电流至关重要。此过程有助于降低电流检测复杂性，从而减少过零和扇区变化时的实际电流失真。该过程还有助于减少在较短的有源矢量持续时间内

确定绕组电流时的软件开销。在这种情况下，软件算法可能会使用数学预测或 PWM 相位超前或延迟。

为了获得尽可能短的有源矢量持续时间，还需要了解测量电路中的总环路延迟。图 3 展示了测量路径中的不同延迟分量。

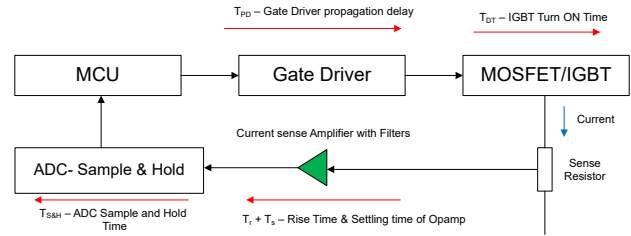


图 3. 测量路径中的延迟分量

为获得卓越性能，每个分量均具有尽可能低的延迟。通过使用快速电流检测（使用具有宽 GBP 的快速放大器）、使用具有最小传播延迟的栅极驱动器、使用具有快速采样率的 ADC 和通过优化 MOSFET/IGBT 的死区时间来实现这个过程。

以下各节说明了具有高带宽和高压摆率的运算放大器如何加快单分流检测拓扑中直流总线电流测量的稳定速度，从而优化检测元件中的延迟。

单分流器电流检测的电路实现

图 4 展示了差分放大器配置中的 OPAMP 电路，用于测量单分流器电流的直流总线电流

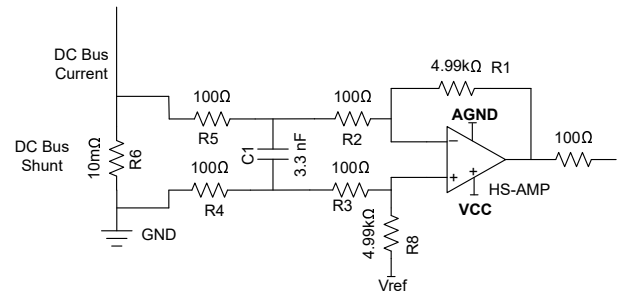


图 4. 单分流器电流检测电路

在这里，R6 是检测电阻器，可根据峰值绕组电流来选择其值。此检测电阻器两端的压降可以使用以下公式来计算：

$$V_{SENSE} = I_{SENSE} \times R_{SENSE} \quad (1)$$

然后，使用用作差分增益放大器的高速运算放大器对此电压进行放大。

R4、C1 和 R5 构成显性输入滤波器。必须根据 IGBT 开关期间检测电阻器上的高频电压振荡以及其他相邻开关电路的开关噪声来选择输入滤波器截止频率。通过选

择 $R_2 = R_3$ 、 $R_4 = R_5$ 且 $R_1 = R_8$ ，放大器级的信号增益设置为：

$$G_{\text{signal}} = \frac{R_1}{(R_2 + R_5)} \quad (2)$$

而此配置的噪声增益计算公式为

$$G = 1 + \frac{R_1}{(R_2 + R_5)} \quad (3)$$

为您的设计选择合适的放大器

器件的总稳定时间在很大程度上取决于运算放大器的稳定时间和输入稳定时间

$$t_{\text{settle}} = K_1 \times RC + K_2 \times \tau \quad (4)$$

其中 C 是器件输入端的电容

R 是输入节点处的阻抗

K_1 和 K_2 是常数，取决于稳定百分比

τ 是运算放大器传递函数的时间常数

如果

$$K_1 \times RC \ll K_2 \times \tau \Rightarrow t_{\text{settle}} = K_2 \times \tau \quad (5)$$

对于 1% 稳定百分比， K_2 约等于 5，

$$t_{\text{settle}}(1\%) = 5 \times \tau \quad (6)$$

假设可用的总采样时间为 $1\mu\text{s}$ (对 $1\mu\text{s}$ 作出解释) 且其中 50% ($0.5\mu\text{s}$) 为采集时间，放大器需要在此持续时间之前稳定下来

对于 1% 稳定百分比，该时间为 $0.5\mu\text{s}$ ，

$$\tau = \frac{500}{5} = 100\text{ns} \quad (7)$$

对于高增益配置，可以将运算放大器的响应视为一阶，因此

$$BW = \frac{1}{2\pi \times \tau} \quad (8)$$

$$BW = \frac{1}{(2\pi \times 100)\text{GHz}} = 1.592\text{MHz} \quad (9)$$

若要选择运算放大器带宽

$GBW = \text{带宽} \times \text{增益}$ ，

如果增益 $G = 26$ ，则所需器件 $GBP = 41.4\text{MHz}$

考虑到不同器件和工作温度的变化，在选择放大器时要留出一些 GBP 裕量。根据所需的增益设置和稳定时

间，用户可以根据图 5 推断出所需的器件带宽，并可相应地选择器件。表 2 中还列出了一些器件建议。

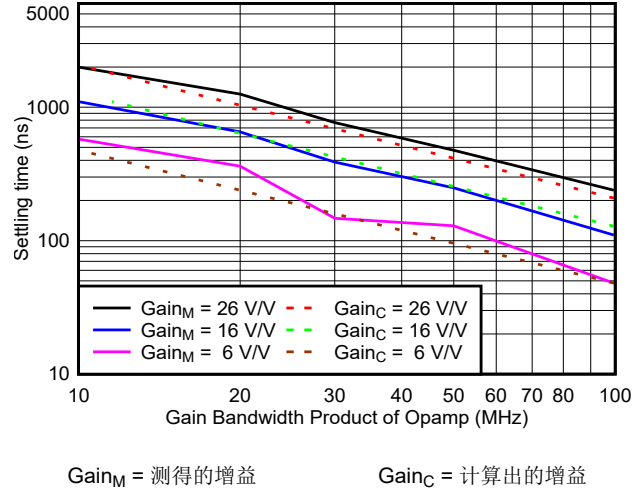


图 5. 稳定时间与增益带宽积

表 2. 建议的单分流器电流检测放大器

器件型号	GBW (MHz)	压摆率 (V/μS)	I _Q (mA)	V _{OS} (mV)	轨到轨
OPA835	30	160	0.25	0.5	输入接近 V ₋ ，输出
OPA607	50	24	0.9	0.6	输入接近 V ₋ ，输出
TLV365	50	27	4.6	1.9	输入，输出
OPA863	110	105	0.7	1.3	输入，输出
OPA838	300	350	0.96	0.125	输入接近 V ₋ ，输出

结语

使用高带宽和高压摆率运算放大器有助于实现快速斜升和稳定，即使在高增益下也是如此。通过使用具有极低电感分流电阻器的较低输入滤波器，可以进一步优化斜升和稳定时间。

由于稳定时间缩短，即使在有源矢量持续时间小于 $1\ \mu\text{s}$ 的情况下也能实现精确的电流检测，使电机绕组中的电流波形失真更小，因而在使用单分流器电流检测时有助于更大限度地减小电机驱动器中的扭矩纹波和可闻噪声。

这些高速运算放大器还可以直接驱动 MCU (例如 C2000) 的 ADC，因此无需单独的 ADC 驱动器并可降低 BOM 成本。

有关具有无传感器场定向控制 (FOC) 的三相电机驱动器的快速和精确电流检测设计演示的更多详细说明，请参阅 [稳定时间小于 \$1\ \mu\text{s}\$ 的单分流器、双分流器和三分流器 FOC 逆变器电流检测参考设计](#)。

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司