

# Design Guide: TIDA-060019

## 高速低侧电流检测参考设计



### 说明

该参考设计演示了宽增益带宽积 (GBWP) 放大器在具有快速开关频率的低侧电流检测应用中的优势。该设计多路复用 OPA365-Q1、OPA836、OPA863 和 OPA607-Q1 以监测低侧  $1\text{m}\Omega$  分流电阻器。示例应用包括用于电机、大电流和高速电机、高频开关电源、车载充电器 (OBC) 和故障检测硬件的单分流器低侧检测。特色高速放大器配置为  $33\text{V/V}$  的增益，用于宽动态范围电流监测和检测  $\pm 50\text{A}$  以上的瞬态。在该配置下，每个放大器可以在  $0.5\mu\text{s}$  内建立大信号阶跃响应，并精确驱动大多数 TI 微控制器中用于电机控制的 2MSPS、12 位内部 ADC 的典型 250ns 采集周期。这些增强功能的成本和功耗与低带宽器件相似。

### 资源

TIDA-060019

设计文件夹

OPA2836-Q1、OPA607-Q1、OPA365-Q1

产品文件夹

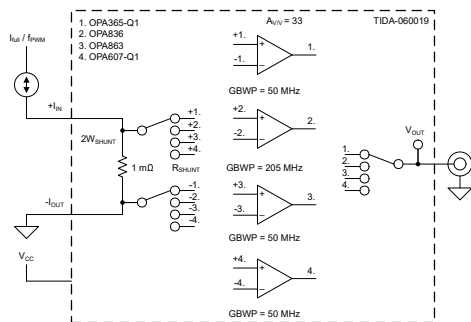


### 特性

- 比较 4 个放大器 and/或电路
- 可根据需要配置分流电阻器和增益电阻器
- 放大器 GBWP：
  - OPA365-Q1 = 50MHz
  - OPA836 (与 OPA2836-Q1 相同) = 205MHz
  - OPA863 = 50MHz
  - OPA607-Q1 = 50MHz
- 1% 稳定时间  $\leq 0.5\mu\text{s}$
- 2W、 $1\text{m}\Omega$  分流电阻器 (2512 封装)
- $\leq 250\text{ns}$  0.5LSB 小信号稳定时间，可支持采样率为 2MSPS 的 12 位 3.3V ADC
- $< 250\mu\text{V}_{\text{RMS}}$  总噪声
- 可以有线方式连接到现有应用以进行快速验证

### 应用

- 汽车 HVAC 压缩机模块
- 电池管理系统 (BMS)
- 无线电动工具
- 直流/直流转换器
- 直流输入 BLDC 电机驱动器
- 传动系元件
- 无人机螺旋桨 ESC
- 电动自行车/脚踏电动自行车
- 电力驱动
- 电子涡轮/增压器
- 逆变器和电机控制
- 车载充电器 (OBC) 和无线充电器
- 泵



## 1 系统说明

低侧电流分流器是一种用于测量高达  $\pm 100\text{A}$  宽带电流信号的简单、低成本的方法，与磁性和同相电流检测相比，具有更高的精度和动态范围。

在电流分流电路中，放大器的增益 ( $A_{V/V}$ ) 需要尽可能降低分流功率 ( $W_{\text{shunt}}$ ) 并将分流器的电压信号放大到整个 ADC 输入范围。足够的增益可实现尽可能小的分流电阻 ( $R_{\text{shunt}}$ ) 并确保将尽可能大的信噪比发送至模数转换器 (ADC)。放大器的带宽需要测量一个短的最小脉冲宽度，以便高脉宽调制频率 ( $f_{\text{PWM}}$ ) 可用于控制相电流。本设计指南将比较三款高增益带宽积器件，并讨论快速精确的电流检测的必要注意事项。

Rogowski 线圈和电流互感器等磁性解决方案经过优化，可以测量某个频率范围内的交流电流，但其带宽和动态范围受到磁场强度和电流频率之间微分关系的限制。直流电流无法测量，并且会使电流互感器的铁芯饱和。或者，同相分流监控器需要一个输入共模电压范围高达或高于最大系统电压的放大器。开关期间出现的大输入共模阶跃会将噪声注入到测量中。该方法会增加整体设计的复杂性和成本。低侧分流器可以在宽带宽范围内测量宽范围电流，并尽可能地降低设计复杂性和成本。

### 1.1 关键系统规格

表 1-1. 关键系统规格

参数	规格
瞬态测量范围	$\pm 50\text{A}$ ( $V_{\text{CC}} = 3.3\text{V}$ , 增益 = $33\text{V/V}$ , $R_{\text{sh}} = 1\text{m}\Omega$ )
连续分流电流	$\leq 45\text{A}_{\text{rms}}$ ( $2\text{W}$ , $1\text{m}\Omega$ ) $\leq 63\text{A}_{\text{rms}}$ ( $2\text{W}$ , $0.5\text{m}\Omega$ )
最小脉冲宽度：增益 = $100\text{V/V}$	OPA365-Q1 : $2\mu\text{s}$
	OPA2836-Q1 : $0.5\mu\text{s}$
	OPA863 : $2\mu\text{s}$
	OPA607-Q1 : $1\mu\text{s}$
输出范围 ( $3.3\text{V}$ 电源 )	OPA365-Q1 : $0.010\text{V}$ 至 $3.29\text{V}$
	OPA2836-Q1 : $0.15\text{V}$ 至 $3.1\text{V}$
	OPA863 : $0.14\text{V}$ 至 $3.16\text{V}$
	OPA607-Q1 : $0.012\text{V}$ 至 $3.292\text{V}$

## 2 系统概述

低侧电流检测电路的一个问题是，由于接地平面阻抗，大电流和/或非常快的电流会导致在分流器下方局部接地电压发生变化。因此，需要采用差分放大器配置 ( 图 2-1 和图 2-2 ) 来直接测量分流电阻器上的差分电压。

同相增益和反相增益可给出相似的结果，并且任一增益极性都可用于满足硬件系统要求。

要使用单个正电源测量双向电流，必须通过向放大器提供基准电压 ( 图 2-1,  $V_{\text{REF}}$  ) 将  $0\text{A}$  的输出电压偏移至  $1/2\text{Vs}$ 。确保该基准电压具有低噪声并以与 ADC 相同的模拟接地端为基准的一种便捷方法是将一个分压器放置在靠近微控制器模拟电压基准输入的位置，并使用另一个放大器 ( 图 2-1,  $\text{IOP1}$  ) 来缓冲该电压。基准放大器可以为全部三个低侧分流监控放大器提供该低噪声、低阻抗、 $1/2\text{Vs}$  基准电压。

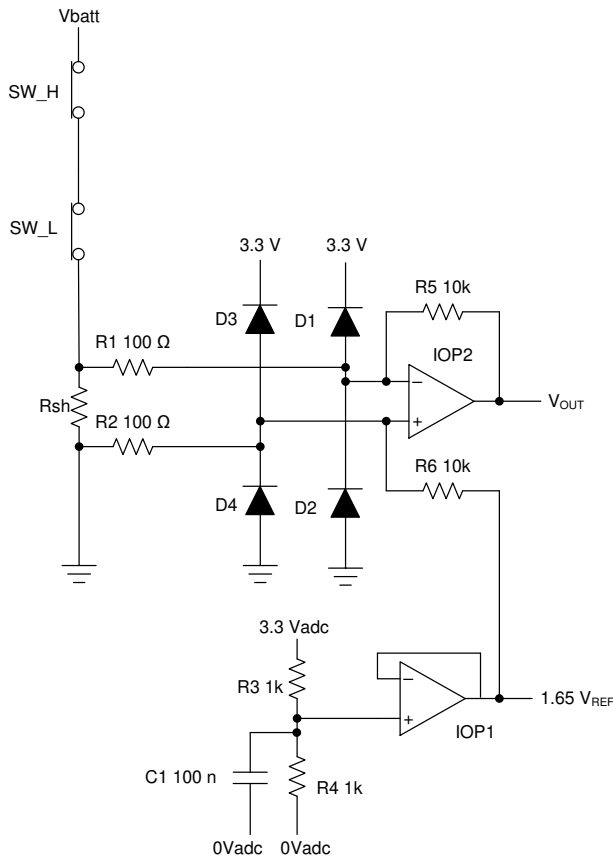


图 2-1. 具有模拟接地基准电压和输入保护二极管的差分放大器

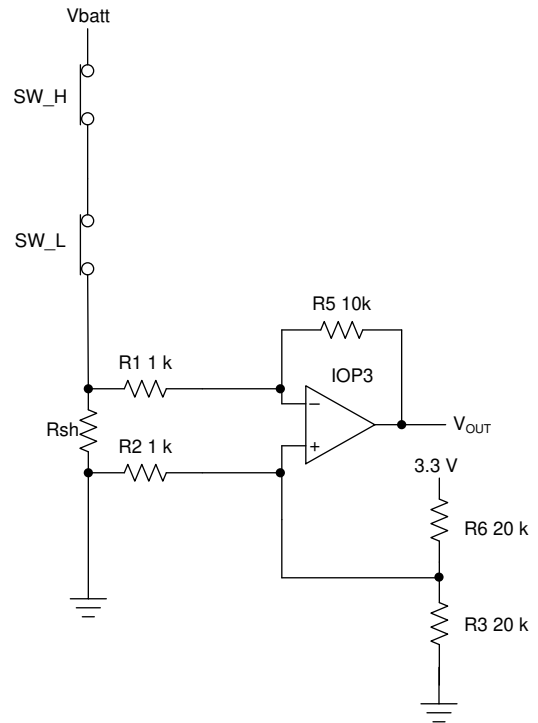


图 2-2. 具有本地戴维南等效基准电压的差动放大器

在低成本、低电流应用中，电压基准放大器和  $10\text{k}\Omega$  串联电阻器 (图 2-1, R6) 可以替换为每个放大器的戴维南等效电阻分压器，这正是本参考设计所采用的方法。使用无缓冲分压器的缺点是，当放大器靠近分流器时，由大分流电流引起的接地反弹可能会包含在基准电压中，从而使发送到 ADC 的测量值发生偏移。

## 2.1 方框图

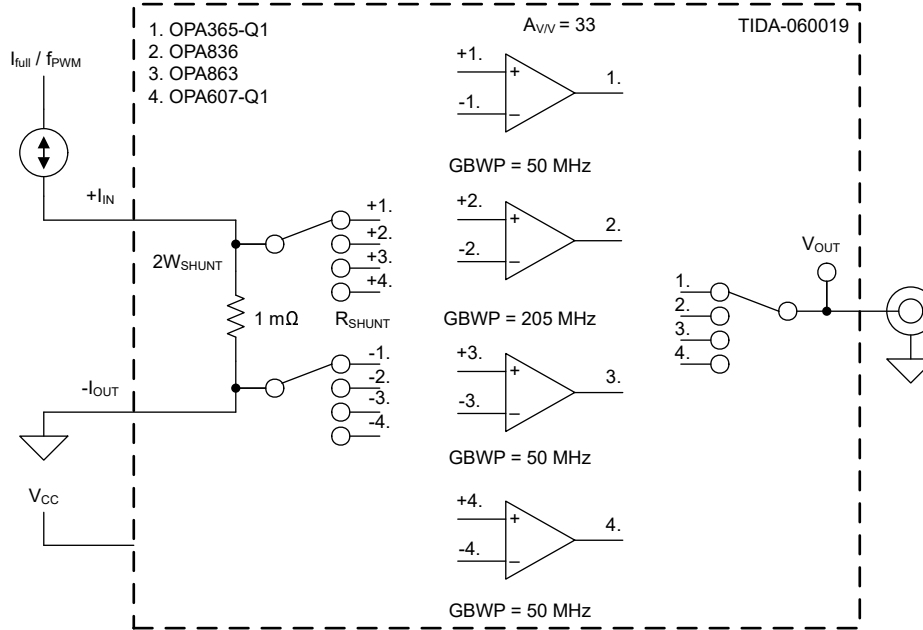


图 2-3. 方框图

## 2.2 设计注意事项

### 分流电流： $I_{full}$

设计电流分流监控器的第一步是确定分流电阻器需要传导的最大电流。在本设计讨论中，我们将使用电池供电的电机驱动电路的示例应用来确定分流测量的设计。在电机驱动器中，最大电流是启动时出现的浪涌电流。由于浪涌是冷启动产生的瞬态情况，因此尽管峰值浪涌电流可能是软件控制启动或硬件过流中断（基于低侧分流）的重要最大输入值，但不必包含在额定分流功率中。浪涌电流的分流功率降额将取决于电机扭矩常数、负载和目标加速度。一般情况下，电机在启动期间消耗的电流是其额定电流的六倍。因此，三个分流电阻器中的每一个的额定电流值都应为满载电流的两倍。在本例中，额定满载电流为 20A，分流电阻器额定电流为每相位 45A<sub>rms</sub>。

### 分流功率： $W_{shunt}$

下一步是根据可用散热来确定额定分流功率。分流电阻器是一种功率元件，具有与电源开关相同的散热注意事项。额定分流功率通常假定具有理想的散热条件，应在定制硬件中对此进行验证。尽管 2512 电阻器封装的额定功率为 2W，但真正的热限值由 PCB 散热能力决定。如果无法有效地散发 2W 功率产生的热量，那么 170°C 接近焊料的熔点，电阻焊点可能会在远低于其 2W 额定值时熔化。温度升高会导致电阻增大，同时也会影响测量精度。

在空间允许的情况下，增加额定分流功率的一种简单方法是使用并联分流电阻器，因为负热反馈将使电流保持均匀分布，就像并联开关那样。在本例中，使用了单个电阻器，但每相位使用两个堆叠电阻器的情况成功通过了测试。该分流器在高达 170°C 的温度下具有小于 1% 的热变化，额定功率为 2W。在使用快速稳定的高速放大器来驱动 ADC 的情况下，使用 0.1% 增益设置电阻器可以将该热限制保持为系统的精度下限。

有人试图用低侧 MOSFET 的  $R_{dson}$  完全取代分流电阻器。虽然这在理论上有可能实现，但与 1% 的分流电阻器相比，各个器件之间的电阻变化要大得多，因此需要更加留意各个器件的细节。此外，当开关断开时，这需要在差分放大器的输入端之间施加最高电池电压，从而导致放大器输入电流高得多。对于除对热非常敏感的应用之外的所有应用，使用高速放大器可以将分流电阻器的功率保持在足够低的水平。

### 分流电阻值： $R_{shunt}$

确定允许的最大分流功率之后，下一步是选择合适的分流电阻器阻值。为了尽可能减小分流功率，这意味着确定可能的最小电阻。理论上，这是基于分流电感，因为与直流电阻相比，快速电流边沿速率将通过分流电感产生更

高的增益。较大的分流电阻可以在较高的频率范围内保持一致的阻抗。本例中的分流器是 CRE2512-FZ-R001E-2。该  $1\text{m}\Omega$  电阻器具有小于  $5\text{nH}$  的电感，适用于不高于  $300\text{kHz}$  的频率。

在实践中，由于放大器在测量最小脉冲宽度所需的带宽处增益有限，因此通常需要更大的最小电阻。不过，使用高速放大器可以实现更大的增益并尽可能地减小分流电阻。

### 放大器增益： $A_{V/V}$

放大器增益的选择应使软件控制的最大电流与整个 ADC 输入范围相匹配并具有一定的余量。在基于电池的应用中，最大电流通常与电池的预期最大电流相同。满足整个 ADC 输入范围会增加信噪比并增加电机控制器使用的数据的分辨率。在本例中，选择了  $67\text{V/V}$  的增益将  $\pm 20\text{A}$  ( $24.6\text{A}$  上限) 信号转换为  $\pm 1.65\text{V}$  信号，用于具有  $1\text{m}\Omega$  分流电阻器的  $3.3\text{V}$  ADC。12 位 ADC 可实现  $12\text{mA}$  的测量分辨率。

虽然通常不需要精确测量峰值浪涌电流，但串联增益电阻器应足够大，以在出现较大的分流电压瞬态期间保护放大器的输入。对于极高的浪涌分流电压，可以在每个放大器的输入端与每个电源轨之间放置二极管以增大允许的输入电流，但这会增加漏电流并增加放大器的失调电压。采用阻值更大的电阻器通常就足够了。

### 开关频率： $f_{\text{PWM}}$

以 Hz 为单位的电机相电流频率 = (RPM/60 秒) × (定子极数)。在电机控制器中，用更高的 PWM 频率重建该正弦波可以降低纹波以及电机绕组上相应的振动噪声和机械磨损，尤其是在达到最高转速时。为了尽量减小相电流的失真，经验法则是  $f_{\text{PWM}}$  应为最大预期相电流频率的 60 倍。在本例中，转速为  $600\text{RPM}$ 、具有 50 个定子极 (23 个转子磁极对) 的电机以  $500\text{Hz}$  的相电流频率旋转。该电机的好开关频率为  $f_{\text{PWM}} = 60 \times 500\text{Hz} = 30\text{kHz}$ 。图 2-4、图 2-5、图 2-6 和图 2-7 比较了该电机以最高转速运行且具有  $10\text{A}$  磁场减弱电流时的  $15\text{kHz}$ 、 $30\text{kHz}$ 、 $45\text{kHz}$  和  $60\text{kHz}$  开关频率。OPA2836-Q1 GBWP 支持所有这些频率，电机控制器的相电流可以更精确地再现  $f_{\text{PWM}}$  增大时的正弦波形。

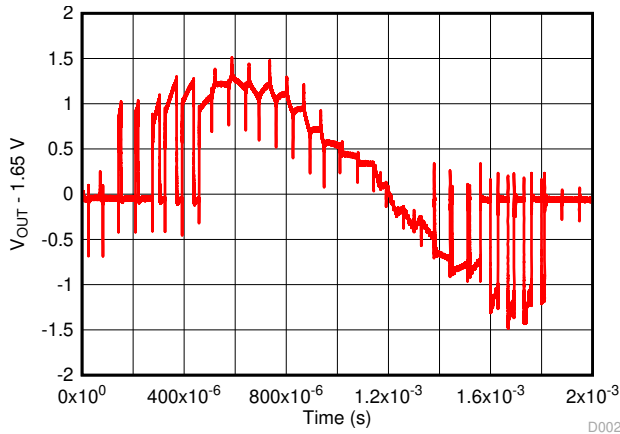


图 2-4.  $f_{\text{PWM}} = 15\text{kHz}$ ，OPA2836 增益 =  $67\text{V/V}$ ， $R_{\text{shunt}} = 1\text{m}\Omega$

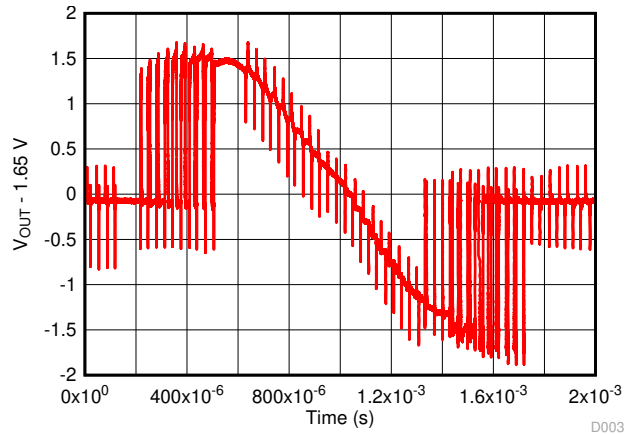


图 2-5.  $f_{\text{PWM}} = 30\text{kHz}$ ，OPA2836 增益 =  $67\text{V/V}$ ， $R_{\text{shunt}} = 1\text{m}\Omega$

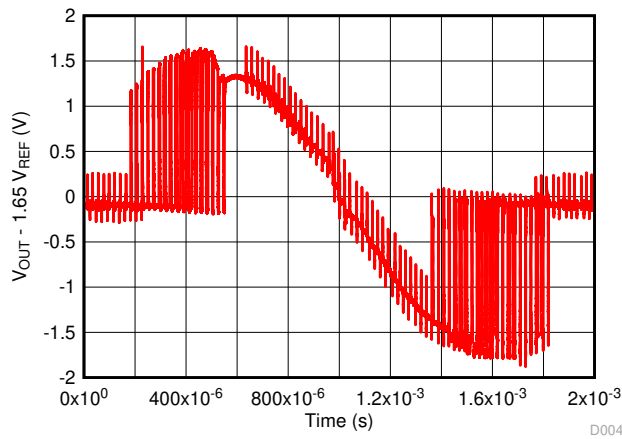


图 2-6.  $f_{PWM} = 45\text{kHz}$  , OPA2836 增益 =  $67\text{V/V}$  ,  
 $R_{shunt} = 1\text{m}\Omega$

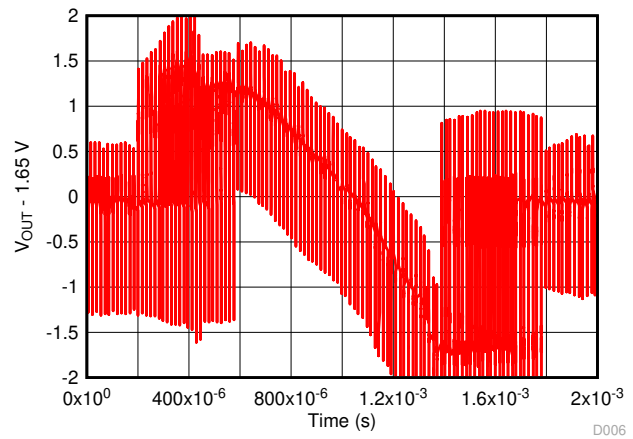


图 2-7.  $f_{PWM} = 60\text{kHz}$  , OPA2836 增益 =  $67\text{V/V}$  ,  
 $R_{shunt} = 1\text{m}\Omega$

由于高电压和低电感，高转速电机和具有高定子极数的电机通常需要高  $f_{PWM}$ 。TI 提供出色的高电流栅极驱动器，以减小大电流开关的开关时间和开关损耗，在本例中，开关稳定时间小于  $100\text{ns}$ ，死区时间为  $1\mu\text{s}$  ( $60\text{kHz}$  PWM 为  $0.5\mu\text{s}$ )。由于分流器与低侧开关串联，因此它在一个周期内产生三种类型的信号：开关断开时为  $0\text{V}$ ，开关闭合时为纯电流，开关以 PWM 频率调制时为 PWM 电流。最具挑战性的测量发生在从开关断开到 PWM 区域的转换期间，此时会出现最小脉冲宽度 ( $D_{min}$ )。电机仍将与低于最小脉冲宽度要求的放大器 GBWP 配合工作，能够以丢失一小部分测量值为代价进行供电，但这将开始降低电机控制的精度并限制可以达到的最高转速。

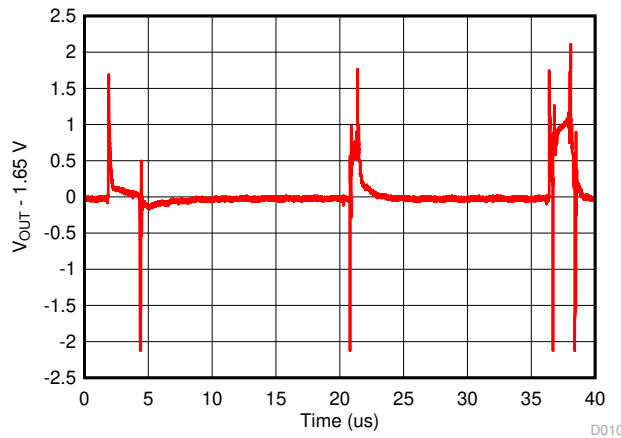


图 2-8. 最小脉冲宽度小于  $1\mu\text{s}$ ，采用 OPA2836-Q1，增益 =  $67\text{V/V}$ ， $60\text{kHz}$  PWM，5% 占空比

在最高转速下，最小脉冲测量是最重要的，它占总测量的大部分。当  $f_{PWM} = 60 \times$  电气频率时，在 0% 和 100% 占空比之间将有 15 个 PWM 周期。这意味着最小占空比为  $1/15 = 6.7\%$ 。针对 5% 占空比进行设计可适应稍慢的转速并简化计算。

### 放大器增益带宽积：GBWP

放大器的增益带宽积应超过 ( 开关频率 )  $\times$  ( 放大器增益 ) / ( 最小占空比 )，如方程式 1 所示。

$$GBWP > \frac{f_{PWM} \times A_{VV}}{\text{Min}(D)} \quad (1)$$

额外的带宽可改善稳定时间并增加最小宽度脉冲中可用的精确数据点的数量。在本例中，最大  $f_{PWM}$  为  $60\text{kHz}$ ，最小占空比约为 5%，放大器增益为  $67\text{V/V}$ 。这需要一个增益带宽积至少为  $120\text{MHz}$  的放大器。OPA2836-Q1 具有  $120\text{MHz}$  的大信号增益带宽积，从而满足该要求。此外，OPA2836-Q1 具有  $4.6\text{nV}/\text{rtHz}$  的低噪声，可以充分提高系统的 SNR。

在考虑这些设计注意事项的情况下，可以通过一个简化的公式来确定电流分流放大器所需的增益带宽积。假设采用  $60 \times$  电气频率的  $f_{\text{PWM}}$ 、三相系统、浪涌时  $6 \times$  满载电流的额定分流功率、提供相对于  $3.3\text{V}$  ADC 输入 (以  $1/2 V_s$  为基准) 的  $65\%$  测量余量的  $1.65 \times$  放大器增益降额。

$$A_{V/V} = 1.65V_{\text{adcin}} / (I_{\text{full}} \times R_{\text{shunt}} \times 1.65 \text{ headroom derating}) \quad (2)$$

$$R_{\text{shunt}} \leq W_{\text{shunt}} / (6I_{\text{inrush}}/3\text{phases} \times I_{\text{full}})^2 \quad (3)$$

$$A_{V/V} \geq 4 \times I_{\text{full}} / W_{\text{shunt}} \quad (4)$$

$$\text{GBWP} \geq (f_{\text{PWM}}) \times (A_{V/V}) / (D_{\text{min}}) \quad (5)$$

$$\text{GBWP} \geq (60 \times \text{RPM}/60\text{s} \times \text{Stator Poles}) \times (4 \times I_{\text{full}} / W_{\text{shunt}}) / (0.05) \quad (6)$$

$$\text{GBWP} \geq (\text{RPM} \times \text{Stator Poles}) \times I_{\text{full}} / W_{\text{shunt}} \times 80 \quad (7)$$

$$\text{GBWP} \geq (f_{\text{PWM}}) \times I_{\text{full}} / W_{\text{shunt}} \times 80 \quad (8)$$

这些是估算值，应根据设计需求对其进行验证，但它们为选择合适的放大器提供了一个良好的起点。额外的放大器增益带宽有利于进一步将  $R_{\text{shunt}}$  降至下一个可用的标准值。

### 电动踏板车 (eScooter)

当  $\text{RPM} = 600$ 、定子极数 = 50、 $I_{\text{full}} = 20\text{A}$ 、 $W_{\text{shunt}} = 2\text{W}$  时，放大器的增益带宽积应至少为

$$R_{\text{shunt}} \leq 1.25 \text{ m}\Omega, A_{V/V} \geq 40 \text{ V/V} \quad (9)$$

$$\text{GBWP} \geq (600 \times 50) \times 20 / 2 \times 80 = \mathbf{24 \text{ MHz}} \quad (10)$$

### 电动自行车 (eBike)

要使用类似的电机产生更大的功率，可以将电压从  $42\text{V}$  增大至  $70\text{V}$ 。现在  $\text{RPM}$  为  $(70/42) \times 600 = 1000$ ，新电机电流为  $25\text{A}$ 。必须降低分流电阻，增大  $f_{\text{PWM}}$ ，放大器的增益带宽积现在应该为

$$R_{\text{shunt}} \leq 0.8 \text{ m}\Omega, A_{V/V} \geq 50 \text{ V/V} \quad (11)$$

$$\text{GBWP} \geq (1000 \times 50) \times 25 / 2 \times 80 = \mathbf{50 \text{ MHz}} \quad (12)$$

### 螺旋桨 ESC

对于额定功率为  $5\text{kW}$  的螺旋桨电机，有 12 个定子极 (7 个转子磁极对)。目标  $\text{RPM}$  为 8000，满载电机电流为  $45\text{A}$ 。 $W_{\text{shunt}} = 3\text{W}$ 。放大器的增益带宽积现在应为

$$R_{\text{shunt}} \leq 0.37 \text{ m}\Omega, A_{V/V} \geq 60 \text{ V/V} \quad (13)$$

$$\text{GBWP} \geq (8000 \times 12) \times 45 / 3 \times 80 = \mathbf{115.2 \text{ MHz}} \quad (14)$$

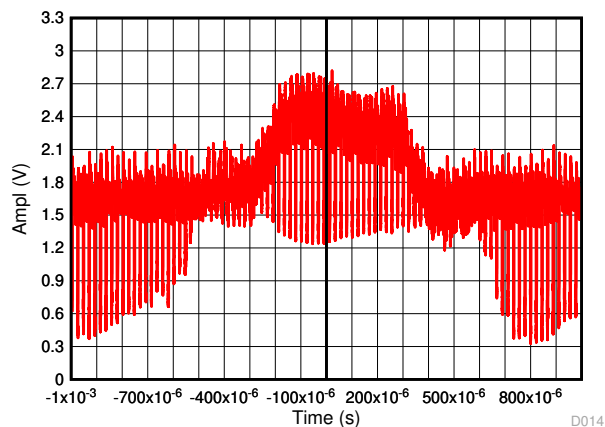


图 2-9. OPA2836 增益 = 67V/V , 45kHz PWM ,  $R_{shunt} = 1/3m\Omega$  , 5kRPM

### 浪涌电流

在无刷直流电机开始旋转之前，逆变器电路会形成一个输出短路的同步降压转换器，电机绕组充当电感器（图 2-10）。这会产生称为浪涌的高启动电流情况。

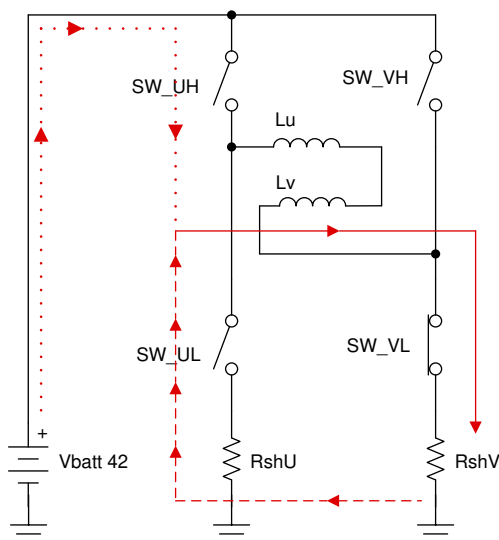


图 2-10.  $V_{in} = 42V$ 、 $V_{out} =$  短路的同步  $1/4$  降压转换器

在本例中，霍尔效应传感器已经给出了传感器控制启动的初始固定转子位置。在 V 相，高侧开关 (SW\_VH) 永久断开，低侧开关 (SW\_VL) 永久闭合。在 U 相，以 25% 的固定占空比向高侧开关 (SW\_UH) 施加脉冲，以互补的 75% 占空比向低侧开关 (SW\_UL) 施加脉冲。在 25% 的周期内，电池的完整电压使通过串联 U 和 V 定子极绕组的电流迅速增大。在 75% 的周期内，该绕组电流在以恒定的递增值在一个环路中循环（通过接地端，然后反向通过 RshU 和 SW\_UL）。由于串联电阻，绕组、开关和分流电阻器仅产生很小的反向电压。由于该高电流在电机和开关之间的环路中循环，因此电池保险丝无法检测到该失速状态下的高电流或保护电机逆变器免受此电流的影响。此处通过 V 相低侧分流器 (RshV) 的电流是从电池流出的电流的四倍，电池仅在 25% 的周期内提供电流。

大电流在绕组中形成一个大磁场，如果磁力超过电机的惯性，那么转子开始加速。U 和 V 绕组根据转子的转速获得一个不断增加的电压以对抗电流，霍尔效应传感器根据新的转子位置更新输出，SW\_VL 断开，从而将 V 绕组电流转换为电池的高电压，使 RshV 冷却下来。通常，电机很快加速，绕组电压会增加到电池电压的 25%。微控制器会检测到该电压，从而切换至磁场定向控制并在后续操作中将电机电流限制为  $\leq 20A$ （图 2-11）。



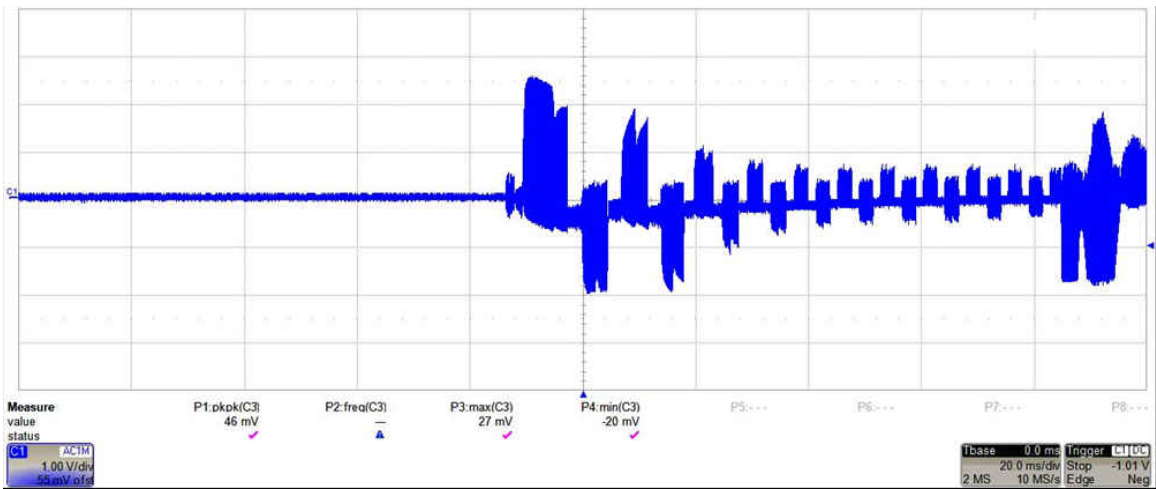


图 2-11. 大于 100A 的峰值测量浪涌电流： $V_s = 5V$ ， $V_{ref} = 1.65V$ ，OPA2836-Q1  $A_{VV} = 67$ ， $R_{shunt} = 0.5m\Omega$

不过，对于重负载、高尝试加速或不匹配的电机，绕组电压将不会以足够快的速度增加以使绕组电流稳定。尽管该电流将在三个分流电阻器之间共享，但持续的高三相电流负载仍会导致分流电阻器过热并发生故障。低侧分流监控器可准确测量浪涌电流，可用于软启动和功率因数校正技术，以充分降低该具有不同复杂程度的瞬态值。

## 2.3 重点产品

### 2.3.1 OPA365-Q1 (50MHz)

OPA365-Q1 是分流监控应用的行业标准。它具有 50MHz GBW，单电源工作电压范围为 2.2V 至 5.5V。它具有 4.5nV/√Hz 的宽带噪声和 100 μV 的失调电压以及 1μV/°C 的漂移。

### 2.3.2 OPA607-Q1 (50MHz)

OPA607-Q1 具有 50MHz 的 GBW 和 3.8nV/√Hz 的噪声。OPA607 具有 100 μV 的典型失调电压和 0.3 μV/°C 的漂移。OPA607 经过了优化，可针对该应用实现很低的成本并实现大于 7V/V 的增益。OPA607 不适用于较低的增益。

### 2.3.3 OPA836 (与 OPA2836-Q1 相同) (205MHz)

OPA836 是一款具有 110MHz 大信号 GBW (205MHz 小信号) 的双极运算放大器。它具有 4.6nV/√Hz 的宽带噪声、65 μV 的典型失调电压和 1 μV/°C 的漂移。560V/μs 压摆率可应用于基于比较器的硬接线电流中断方案，以比 ADC 的采样率更快地中断故障。OPA2836-Q1 是一款采用符合汽车标准的 8 引脚 VSSOP 封装的双通道放大器。

### 2.3.4 OPA863 (50MHz)

OPA863 是一款具有 50MHz GBW 的双极运算放大器。该器件具有 5.9nV/√Hz 的宽带噪声、400 μV 的典型失调电压和 1 μV/°C 的漂移。OPA863 经过优化，可实现更短的负电源轨过驱恢复时间。

## 3 硬件、软件、测试要求和测试结果

### 3.1 硬件要求

- 带 BNC 电缆 (如果使用板载分流器，则为电流通路) 的函数发生器
- 带 BNC 电缆的示波器
- 带挂钩连接器电缆的直流工作台电源
- 用于每个测试的增益的 0603 增益电阻器 (R<sub>g</sub>)。对于小于 20V/V 的增益，反馈电阻 (R<sub>f</sub>) 为 1kΩ；对于高增益，反馈电阻为 10kΩ。考虑到函数发生器的 50Ω 源阻抗，IN+ 增益电阻器应比 IN- 增益电阻器小 50Ω。
  - 增益, R<sub>g</sub>: 1V/V, 1kΩ; 5V/V, 200Ω; 10V/V, 100Ω; 20V/V, 200Ω; 200V/V, 50Ω

### 3.2 测试设置

1. 调整或移除反馈和增益元件以提供更少或额外的增益和滤波。在使用反馈电容器时，请注意可能会无意中创建积分放大器电路。以下测量不使用外部电容器 (请参阅 [解补偿放大器稳定电路](#) 设计中所述的 OPA607 低增益稳定，以使用 OPA607 实现小于 5V/V 的增益)。
2. [图 3-1](#) 显示了全部四个放大器的红色测试点电源 V<sub>S+</sub> 和黄色测试点电源 V<sub>S-</sub>。黑色测试点连接到机箱接地端，并通过铁氧体磁珠 L2 短接到黄色测试点 V<sub>S-</sub>。L2 可以断开以启用双极电源，以便与以接地为基准的测试设备配合使用。
3. 总电源电压不应高于 5V 以避免损坏放大器。为避免损坏典型的目标 ADC，该测试使用 3.3V<sub>S</sub>。默认放大器输出基准为 1/2 V<sub>S</sub>；对于零电流，放大器的输出为 1.65V。
4. 将示波器输入设置为高阻抗模式并将 BNC 输出 (标记为 J2) 连接到示波器。或者，可以将测试点 V<sub>O</sub> 与挂钩探头引线配合使用。
5. 将函数发生器连接到 J3 BNC 输入端。
6. 将输入滑动开关和输出滑动开关设置到相同的增量位置，以启用相应的放大器。当两个开关都处于位置 1 时，OPA365-Q1 启用。
7. 打开系统电源并使用示波器比较四款不同的放大器器件和/或电路配置的上升时间、噪声、THD 和过驱动恢复时间

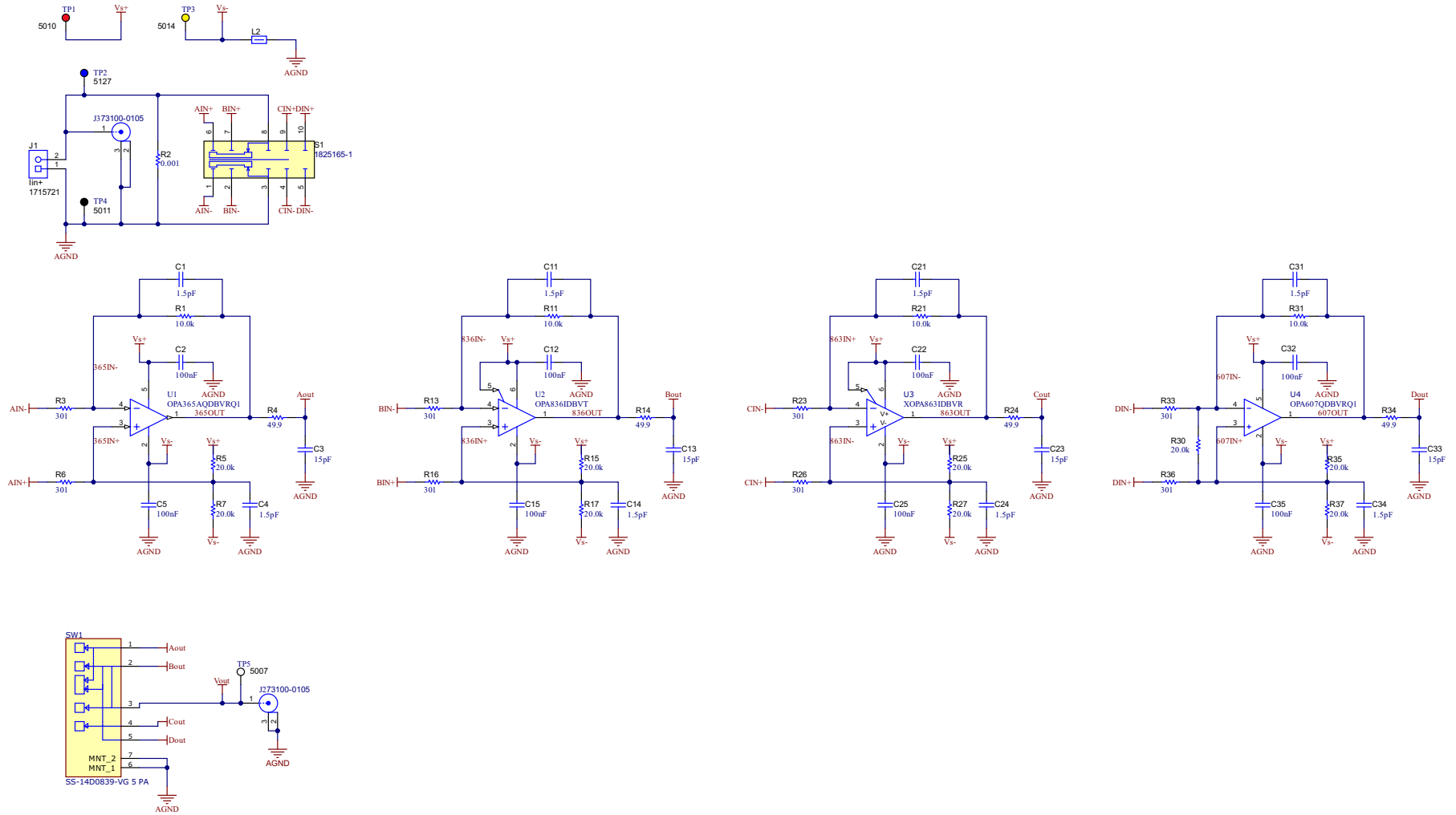


图 3-1. TIDA-060019A 原理图

### 3.3 测试结果

这些测试结果显示了几个增益增量下每个放大器在的最小脉冲宽度内稳定的准确度。有关图 3-2 的更多信息，请参阅 [解补偿放大器稳定电路](#) 设计。

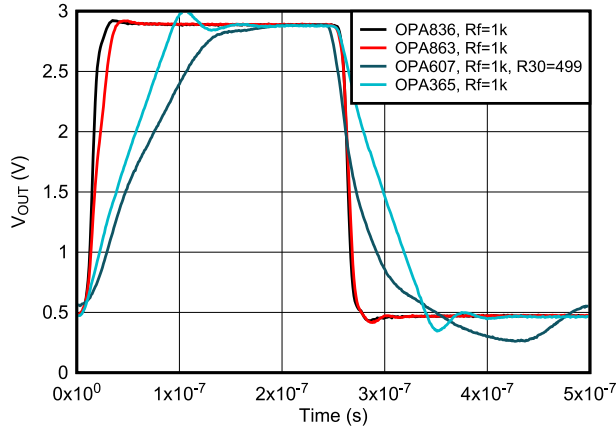


图 3-2. 1V/V 增益，250ns 脉冲

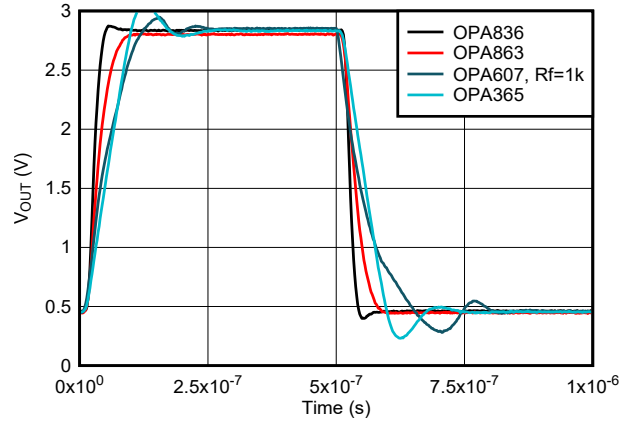


图 3-3. 5V/V 增益，500ns 脉冲

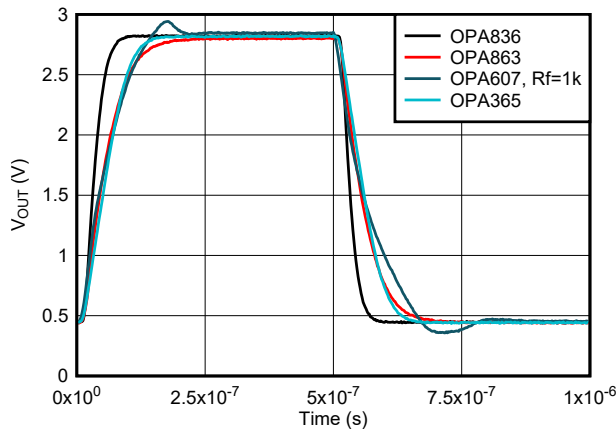


图 3-4. 10V/V 增益，500ns 脉冲

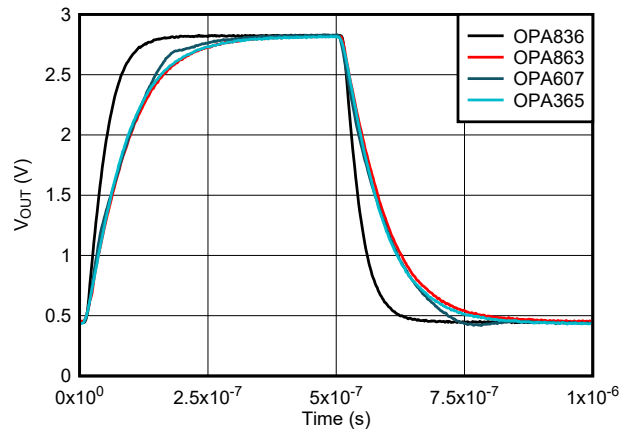


图 3-5. 20V/V 增益，500ns 脉冲

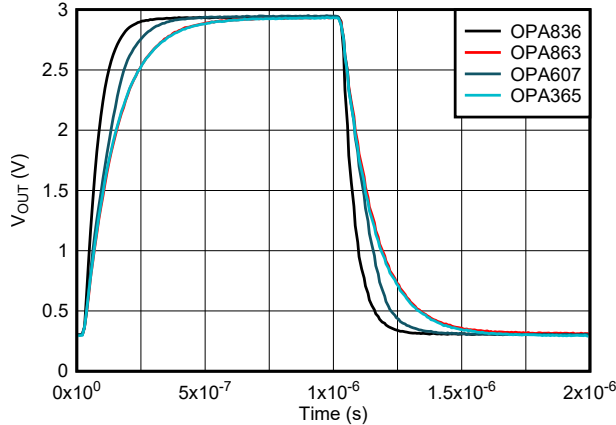


图 3-6. 33V/V 增益，1 μs 脉冲

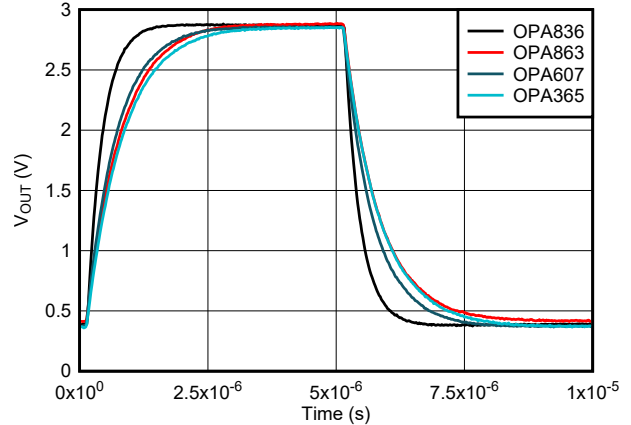


图 3-7. 200V/V 增益，5 μs 脉冲

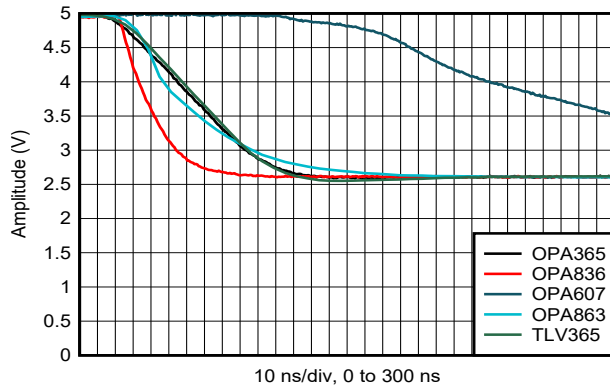


图 3-8. +1.5V<sub>OUT</sub> 过驱恢复

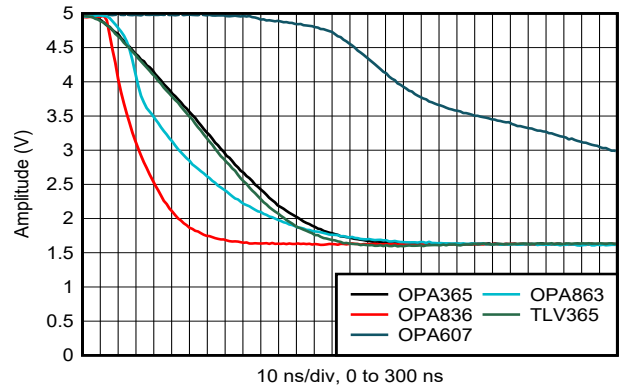


图 3-9. +0.5V<sub>OUT</sub> 过驱恢复

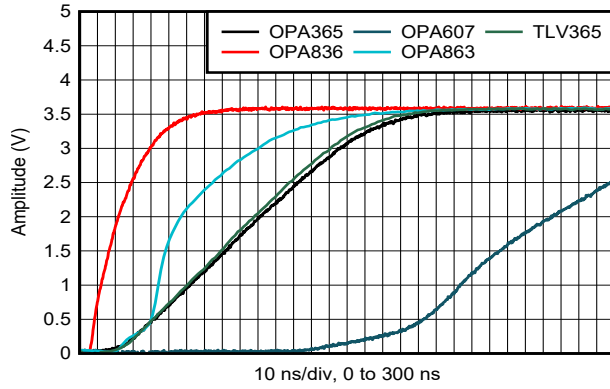


图 3-10. -0.5V<sub>OUT</sub> 过驱恢复

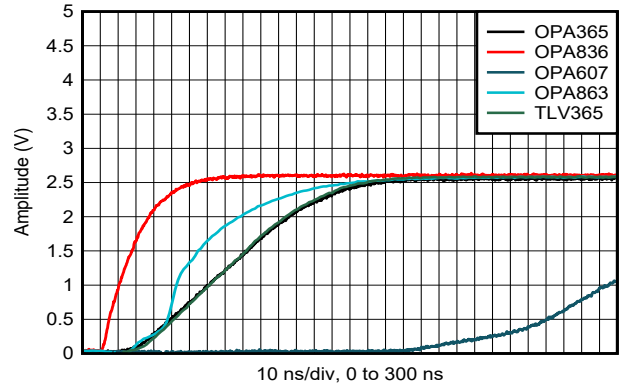


图 3-11. -1.5V<sub>OUT</sub> 过驱恢复

## 4 设计和文档支持

### 4.1 设计文件

#### 4.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-060019](#) 的设计文件。

#### 4.1.2 材料清单

如需下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-060019](#) 的设计文件。

### 4.2 文档支持

- 德州仪器 (TI)，[适用于 PM 或 BLDC 电机的低电压、50A 无传感器 FOC 参考设计](#)
- 德州仪器 (TI)，[DRV8301-69M-KIT 评估套件](#)
- 德州仪器 (TI)，[OPA607 低增益稳定 电路设计](#)

### 4.3 支持资源

[TI E2E™ 支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题可获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的 [《使用条款》](#)。

### 4.4 商标

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 5 作者简介

Sean V. Cashin 担任高速放大器领域的应用工程师已有 5 年。他于 2017 年在伊利诺伊大学厄巴纳-香槟分校获得电气工程学士学位。

## 6 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

Changes from Revision B (October 2021) to Revision C (September 2022)	Page
• 在节 2.3.4 的器件比较中添加了 OPA863。.....	10
• 更新了节 3.3 中瞬态响应的图并添加了过驱恢复。.....	12

Changes from Revision A (April 2021) to Revision B (October 2021)	Page
• 更新了出版物标题.....	1
• 更新了方框图图像.....	4
• 更新了 OPA2836 增益 = 67V/V、45kHz PWM、 $R_{shunt} = 1/3m \Omega$ 、5kRPM 图像.....	4

Changes from Revision * (December 2020) to Revision A (April 2021)	Page
• 更新了“说明”.....	1
• 将 OPA607 更改为 OPA607-Q1.....	1
• 添加了“特性”.....	1
• 添加了“应用”.....	1
• 更新了设计注意事项以包含开关频率比较.....	4
• 更新了“测试结果”图像以包含设置时间比较.....	12
• 添加了适用于 PM 或 BLDC 电机的低电压、50A 无传感器 FOC 参考设计.....	14

## 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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司