
Dario Cucchi

引言

STSPIN32F0器件是提供集成解决方案的系统封装，适用于使用不同驱动模式驱动三相BLDC电机。该器件的集成特性之一是过电流保护，可以保护应用在电流高时免受损坏。

通过使用可调阈值的集成比较器实现保护。用户可以选择栅极驱动逻辑或微控制器来管理过电流事件。

本文档概述了OC保护特性，并介绍了如何连接STSPIN32F0引脚，以实现所需的电流阈值。

目录

| | | |
|-----|----------------------------|----|
| 1 | 过电流内部框图 | 3 |
| 2 | 单电阻拓扑中的过电流检测 | 4 |
| | OC_COMP引脚（单电阻）上的偏置电阻 | 6 |
| 3 | 双电阻拓扑中的过电流检测 | 8 |
| | OC_COMP引脚（双电阻）上的偏置电阻 | 9 |
| 4 | 三电阻拓扑中的过电流检测 | 12 |
| 4.1 | 调整元件值 | 15 |
| 4.2 | OC_COMP引脚（三电阻）上的偏置电阻 | 16 |
| 5 | 结论 | 18 |
| | 应用举例 | 18 |
| 6 | 版本历史 | 20 |

1 过电流内部框图

过电流保护的内部框图如图 1 所示。将 OC_COMP 引脚上的电压与阈值进行比较，可由 MCU 线 PF6 和 PF7 进行选择（参见表 1）。超过阈值时，OC 比较器强制输出，MCU 的 PB12 引脚电平高。根据 OC_SEL 信号的状态（参见图 1），比较器输出传播到触发嵌入式保护的栅极驱动器控制逻辑。在栅极驱动逻辑中实现的 OC 保护会关闭外部高侧功率开关，直到所有高侧驱动输入都处于低水平（若需更多信息，请参见 STSPIN32F0 器件数据手册）。

图1. 过电流保护框图

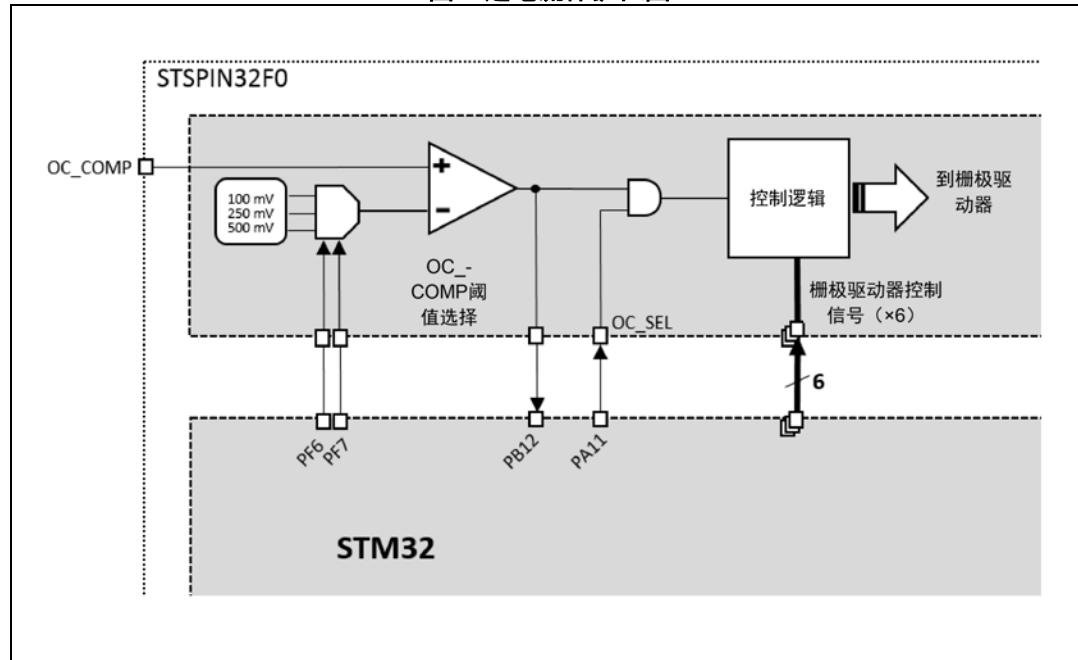


表1. OC阈值

| OC_TH_STBY2 (PF6) | OC_TH_STBY1 (PF7) | OC阈值[mV] | 注释 |
|-------------------|-------------------|----------|------|
| 0 | 0 | N.A. | 待机模式 |
| 0 | 1 | 100 | - |
| 1 | 0 | 250 | - |
| 1 | 1 | 500 | - |

2 单电阻拓扑中的过电流检测

单电阻拓扑如图 2 所示。按照惯例，相位由字母 U、V 和 W 表示。电机的每相都连接到由半桥驱动的输出 OUTU、OUTV 和 OUTW 上。电流标记为 I_U 、 I_V 和 I_W （正值表示电流流入电机相位）。电流的总和始终等于零：

公式1

$$I_U + I_V + I_W = 0$$

电流是用分流电阻 R_S 测量的，因此 OC_COMP 引脚直接与其连接。因此，只有当相应的低侧 MOSFET 接通时，才能测量流过相位的电流。测量的总电流是 I_U 、 I_V 和 I_W 的总和，如表 2 所示。根据公式1，一个相位中的电流值可以使用其他两个相位中的信息确定。

图2. 功率级和OC保护原理图-单电阻

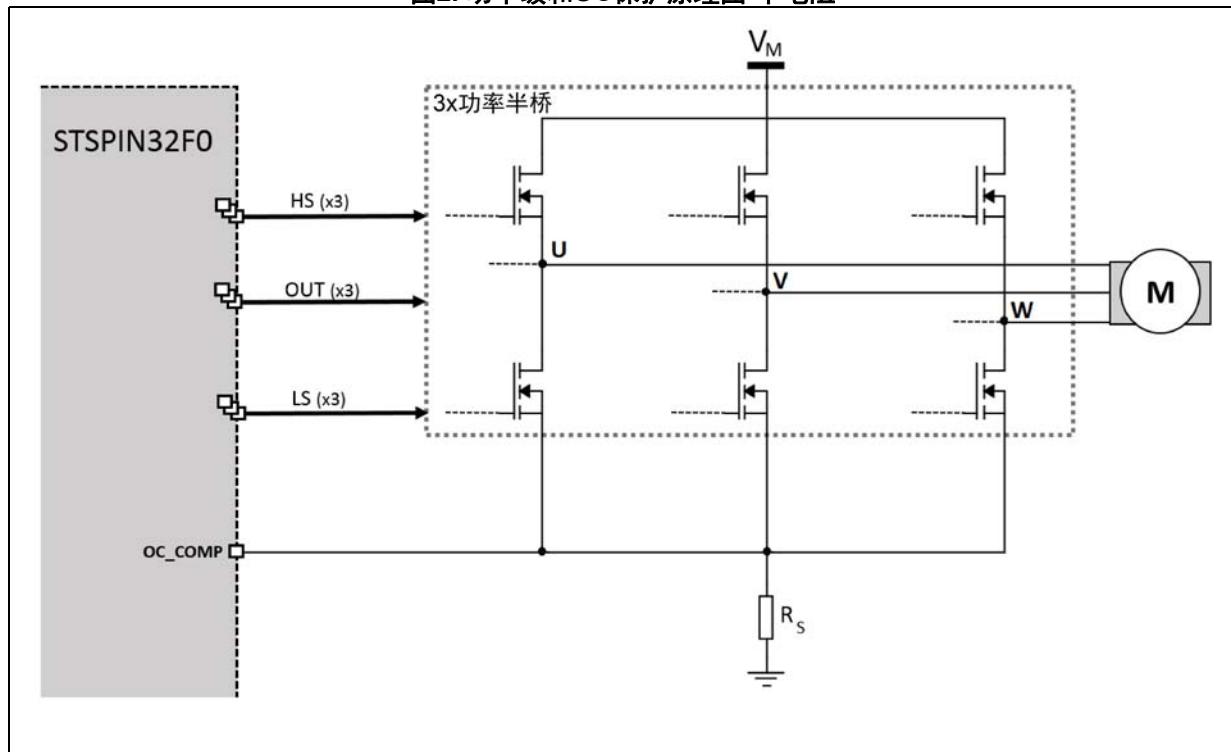


表2. 根据功率MOSFET状态测量的电流-单电阻

| 功率MOSFET接通 | | | OC_COMP输入中测量的电流 |
|------------|-----|-----|--|
| 相位U | 相位V | 相位W | |
| 低侧 | 低侧 | 低侧 | 0 |
| 低侧 | 低侧 | 上桥臂 | $(I_U + I_V) \cdot R_S = -I_W \cdot R_S$ |
| 低侧 | 上桥臂 | 低侧 | $(I_U + I_W) R_S = -I_V \cdot R_S$ |
| 低侧 | 上桥臂 | 上桥臂 | $I_U \cdot R_S$ |
| 上桥臂 | 低侧 | 低侧 | $(I_V + I_W) \cdot R_S = -I_U \cdot R_S$ |
| 上桥臂 | 低侧 | 上桥臂 | $I_V \cdot R_S$ |
| 上桥臂 | 上桥臂 | 低侧 | $I_W \cdot R_S$ |
| 上桥臂 | 上桥臂 | 上桥臂 | 0 |

根据图2中所示的原理图，执行保护的阈值电流 I_{max} 为：

公式2

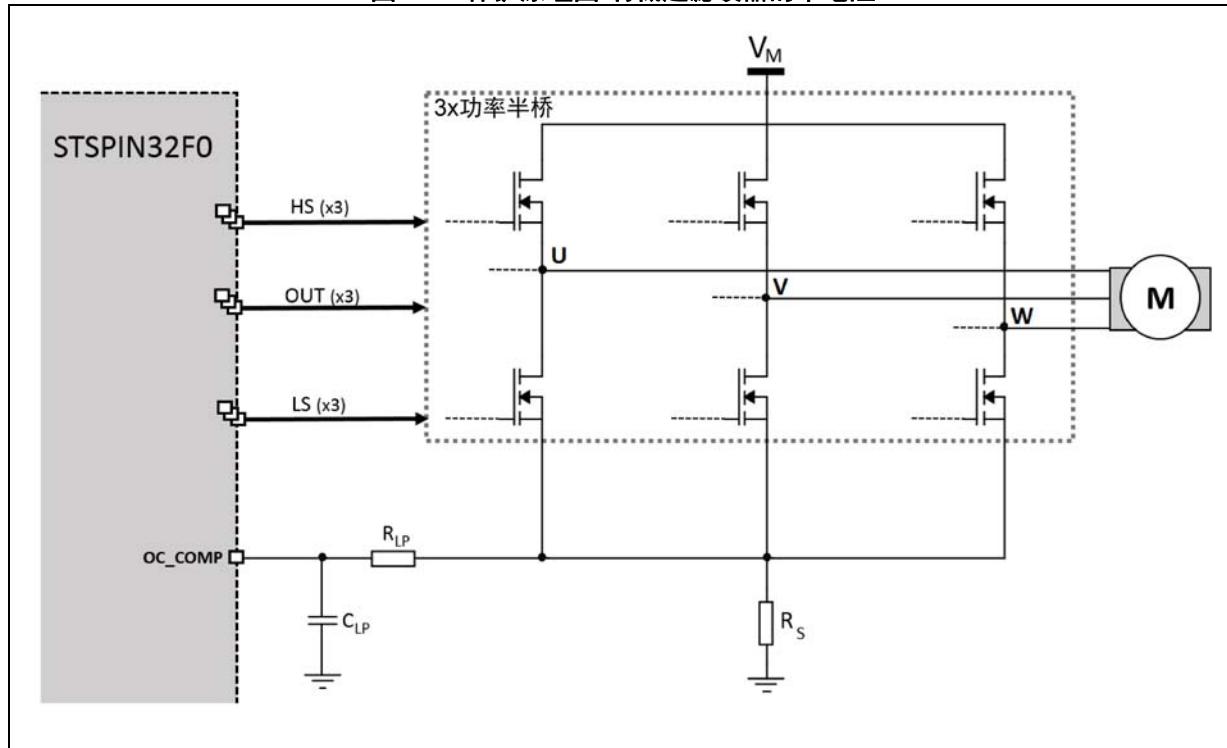
$$I_{max} = \frac{OC_COMP_{th}}{R_S}$$

其中 R_S 是分流电阻的值， OC_COMP_{th} 是固件根据表1选择的内部参考。请注意，功率MOSFET在切换时会引入噪声，因此，可以添加低通滤波器来减少 OC_COMP 引脚上的噪声。参考图3，电阻 $R_{LP} \gg R_S$ 用于去耦电容器 C_{LP} 和 R_S 。低通滤波器的截止频率为：

公式3

$$f_{LP} \cong \frac{1}{2\pi R_{LP} C_{LP}}$$

图3. OC保护原理图-有低通滤波器的单电阻



OC_COMP引脚（单电阻）上的偏置电阻

如[公式2](#)所示，只有更改了 R_S 或 OC_COMP_{th} 时才可更改电流限制。但是，在很多应用中，无法更改 R_S ，并且只有三个值可用于 OC_COMP_{th} （参见[表 1](#)）。为了使过电流阈值的分辨率更高，可以通过连接 V_{DD} 的上拉电阻（由STSPIN32F0供电）来偏置OC_COMP引脚。因此，等效阈值将降低相同量的偏置电压。

参考[图 4](#)，OC_COMP引脚将偏置为：

公式4

$$V_{bias,OC_COMP} = V_{DD} \cdot \frac{R_{LP}}{R_B + R_{LP}}$$

由于 R_B ，分流电阻 R_S 的信号也将被分割；根据流过 R_S 的电流 I_x ，OC_COMP引脚上的电压公式为：

公式5

$$V_{signal,OC_COMP} = I_x R_S \cdot \frac{R_B}{R_B + R_{LP}}$$

结合 [公式4](#)和[公式5](#)中描述的公式，可以获得OC_COMP引脚上的总电压。对于OC_COMP上的电压等于比较器内部参考OC_COMP_{th}，电流I_x的值是允许的最大电流值（I_{max,b}）：

公式6

$$I_{max,b} \cdot R_S \cdot \frac{R_B}{R_B + R_{LP}} + V_{DD} \cdot \frac{R_{LP}}{R_B + R_{LP}} = OC_COMP_{th}$$

这样，只需更改R_B电阻即可调节过电流阈值；使用以下公式可得出该值：

公式7

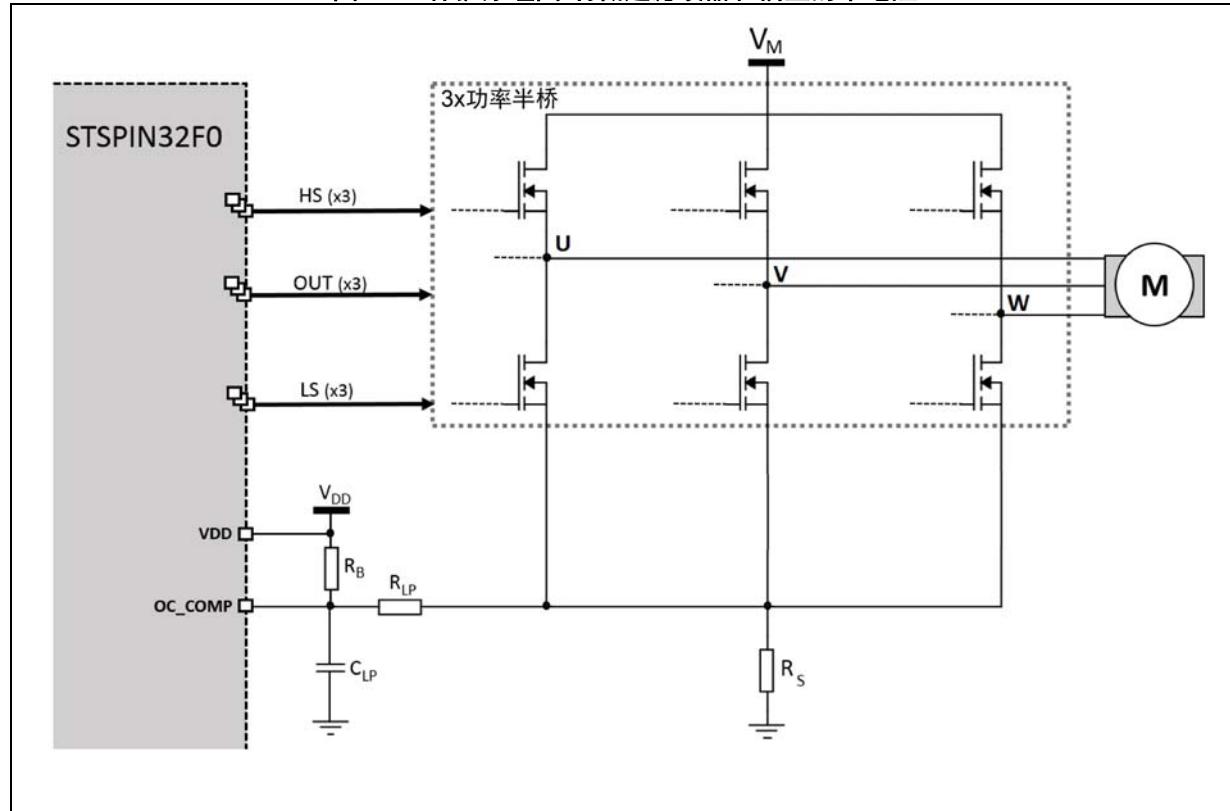
$$R_B \cong R_{LP} \cdot \left(\frac{V_{DD} - OC_COMP_{th}}{OC_COMP_{th} - I_{max,b} \cdot R_S} \right)$$

R_B的存在也将 [公式3](#)中的低通截止频率改变为：

公式8

$$f_{LP} \cong \frac{1}{2\pi C_{LP} \frac{R_{LP} \cdot R_B}{R_{LP} + R_B}}$$

图4. OC保护原理图-有低通滤波器和偏置的单电阻



3 双电阻拓扑中的过电流检测

在这种拓扑中，只有两个相位有分流电阻；第三个直接连接到GND。图5显示了没有电阻连接到W相位时的双电阻配置示例。

只有当相应的低侧MOSFET接通时，才能测量流过相位的电流。否则，电流不会流入相关的分流电阻。因此，测量的总电流是 I_U 、 I_V 和 I_W 的总和，如表3所示。根据公式1，使用其他两个相位中的值可以得出另一个相位的电流值。因此，第三个电阻（如在相位W上）没有连接。

但是，过电流保护可能会出现潜在问题。由于未测量相位W上的电流，因此，高电流可以在相位中流动，但来自其他两个分流电阻的信号比预期的低。最坏的情况是当U和V高侧MOSFET以及W低侧MOSFET接通时。在这种情况下，高电流可以流动，但OC_COMP引脚上的电压始终为零，因此无法触发过电流保护。公式

为此，可以使用过电流保护的双电阻配置，但不建议使用。考虑到这一点，双电阻配置中的过电流保护可以按照第2节中的单电阻配置进行分析。

图5. 功率级和OC保护原理图-双电阻

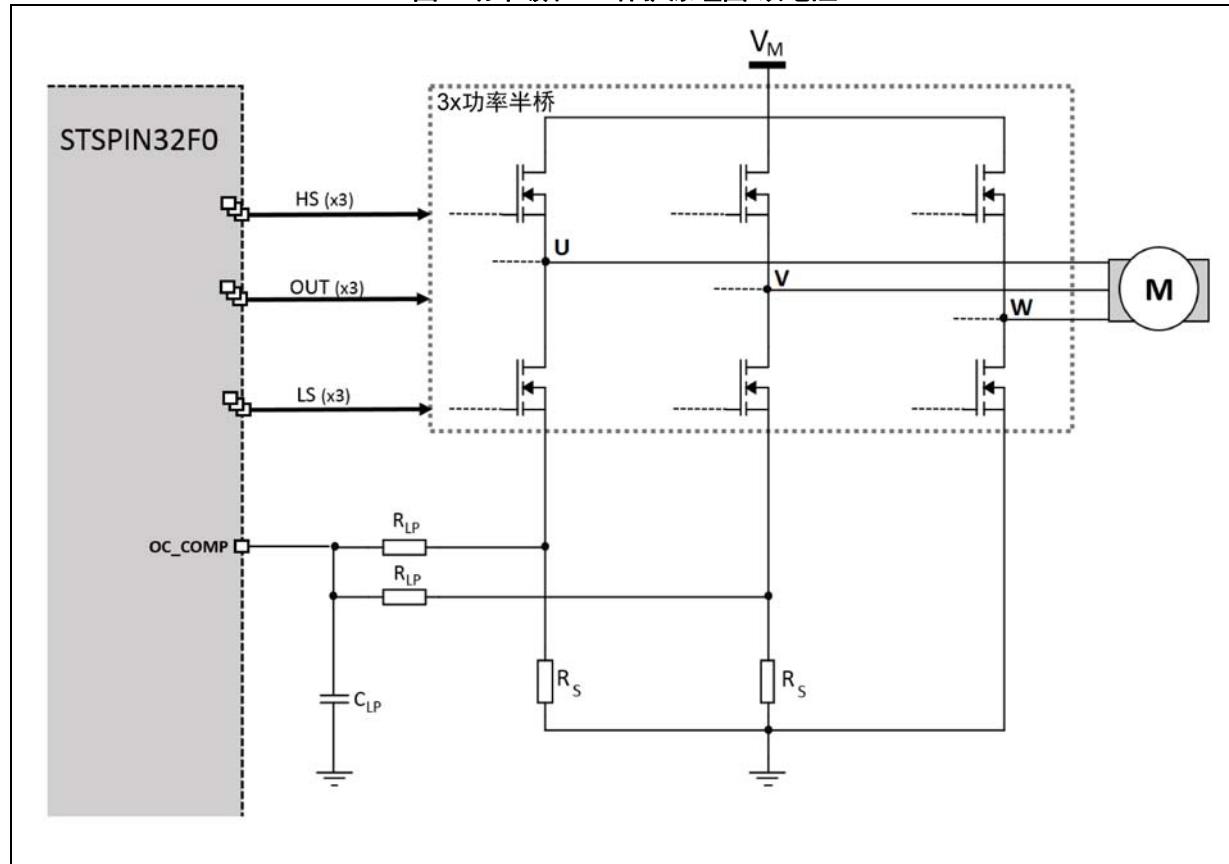


表3. 根据功率MOSFET状态测量的电流-双电阻

| 功率MOSFET接通 | | | OC_COMP输入中测量的电流 |
|------------|-----|-----|------------------------------------|
| 相位U | 相位V | 相位W | |
| 低侧 | 低侧 | 低侧 | $(I_U + I_V) \cdot R_S = -I_W R_S$ |
| 低侧 | 低侧 | 上桥臂 | $(I_U + I_V) \cdot R_S = -I_W R_S$ |
| 低侧 | 上桥臂 | 低侧 | $I_U \cdot R_S^{(1)}$ |
| 低侧 | 上桥臂 | 上桥臂 | $I_U \cdot R_S$ |
| 上桥臂 | 低侧 | 低侧 | $I_V \cdot R_S^{(1)}$ |
| 上桥臂 | 低侧 | 上桥臂 | $I_V R_S$ |
| 上桥臂 | 上桥臂 | 低侧 | $0^{(1)}$ |
| 上桥臂 | 上桥臂 | 上桥臂 | 0 |

1. 未测量相位W上的电流，因此，过电流测量可能会出现潜在问题。

根据图5中所示的原理图，执行保护的阈值电流 I_{max} 为：

公式9

$$I_{max} = \frac{2 \cdot OC_COMP_{th}}{R_S}$$

其中 OC_COMP_{th} 是固件根据表1第3页选择的比较器内部参考。

C_{LP} 引入的低通滤波器减少了 OC_COMP 引脚上的噪声。参考图5，滤波器的截止频率为：

公式10

$$f_{LP} \cong \frac{1}{\pi R_{LP} C_{LP}}$$

OC_COMP引脚（双电阻）上的偏置电阻

如公式9所示，只有更改了 R_S 或 OC_COMP_{th} 时才可更改电流限制。但是，在很多应用中，无法更改 R_S ，并且只有三个值可用于 OC_COMP_{th} （参见表1）。为了使过电流阈值的分辨率更高，可以通过连接 V_{DD} 的上拉电阻（由STSPIN32F0供电）来偏置 OC_COMP 引脚。因此，等效阈值将降低相同量的偏置电压。

参考图6， OC_COMP 引脚将偏置为：

公式11

$$V_{bias,OC_COMP} = V_{DD} \cdot \frac{R_{LP}}{2R_B + R_{LP}}$$

由于 R_B , 分流电阻 R_S 的信号也将被分割; 根据流过电阻 R_S 的电流总和 I_x (就本例而言, U 和V), OC_COMP引脚上的电压公式为:

公式12

$$V_{signal,OC_COMP} = \sum_{x=U,V} I_x R_S \cdot \frac{R_B}{2R_B + R_{LP}}$$

结合[公式11](#)和[公式12](#)中描述的公式, 可以获得OC_COMP上的总电压。对于OC_COMP上的电压等于比较器内部参考 OC_COMP_{th} , 电流值的总和是允许的最大电流值 ($I_{max,b}$) :

公式13

$$I_{max,b} \cdot R_S \cdot \frac{R_B}{2R_B + R_{LP}} + V_{DD} \cdot \frac{R_{LP}}{2R_B + R_{LP}} = OC_COMP_{th}$$

这样, 只需更改 R_B 电阻即可调节过电流阈值; 使用以下公式可得出该值:

公式14

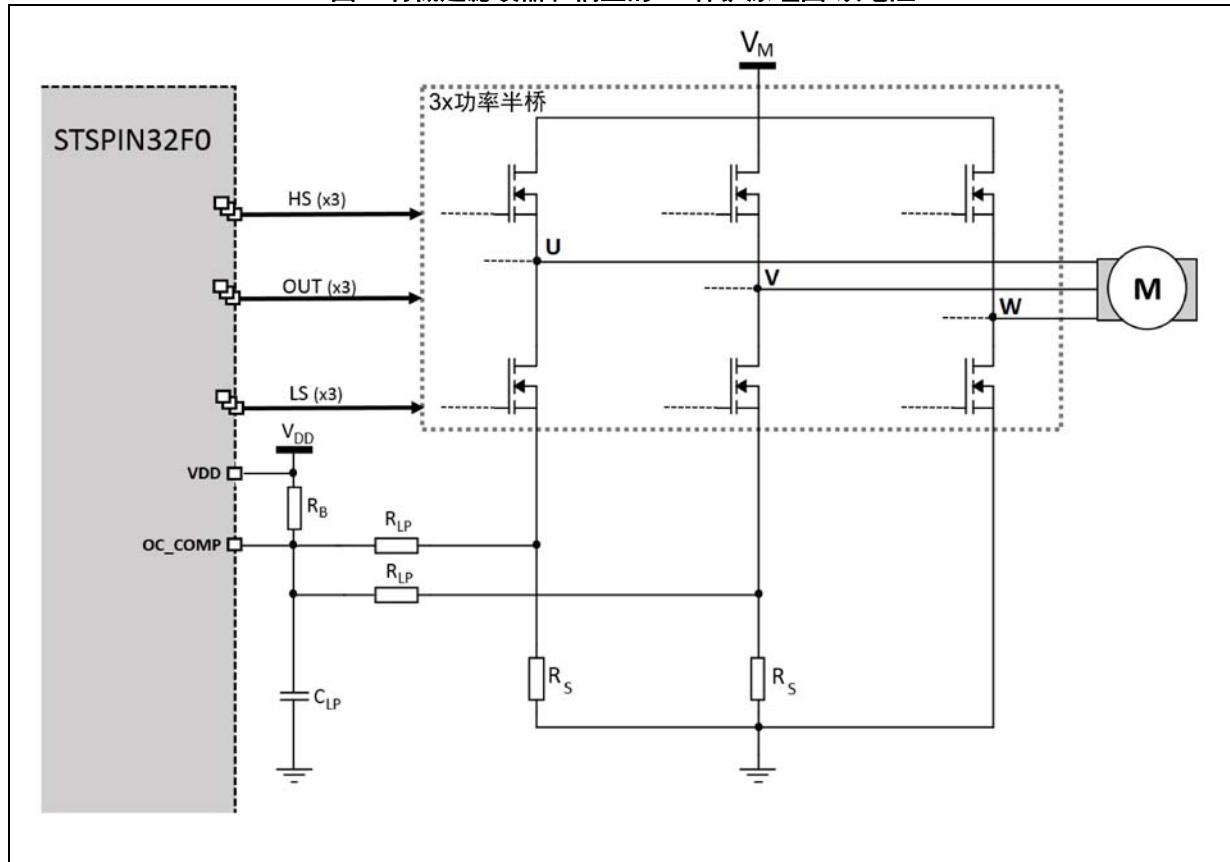
$$R_B \cong R_{LP} \cdot \left(\frac{V_{DD} - OC_COMP_{th}}{2 \cdot OC_COMP_{th} - I_{max,b} \cdot R_S} \right)$$

R_B 的存在也改变了[公式10](#)中的低通截止频率。

公式15

$$f_{LP} \cong \frac{1}{2\pi C_{LP} \frac{R_{LP} \cdot R_B}{2R_B + R_{LP}}}$$

图6. 有低通滤波器和偏置的OC保护原理图-双电阻



4 三电阻拓扑中的过电流检测

在这种配置中，每个半桥的低侧MOSFET连接到用于测量该相位中电流的分流电阻。参考 [图 7](#)，使用三个值相同的电阻 (R_{LP}) 来为每个电阻的电压求和。假设选择 $R_{LP} \gg R_S$ ，来自相位的所有电流便会流入 R_S 。然后，通过 R_{LP} 电阻提供的分区， R_S 上的电压被报告到 OC_COMP 引脚上。对于指定的相位 X，分流电阻 $V_{R,X}$ 上的电压取决于该相位上流过低侧MOSFET 的电流：

公式16

$$V_{R,X} \cong I_X \cdot R_S$$

然后，通过电阻 R_{LP} 的分区，电压 $V_{R,X}$ 被报告到 OC_COMP 引脚上。OC_COMP 上产生的电压为：

公式17

$$V_{OC_COMP,X} \cong V_{R,X} \cdot \frac{1/2 (R_{LP} + R_S)}{R_{LP} + 1/2 (R_{LP} + R_S)}$$

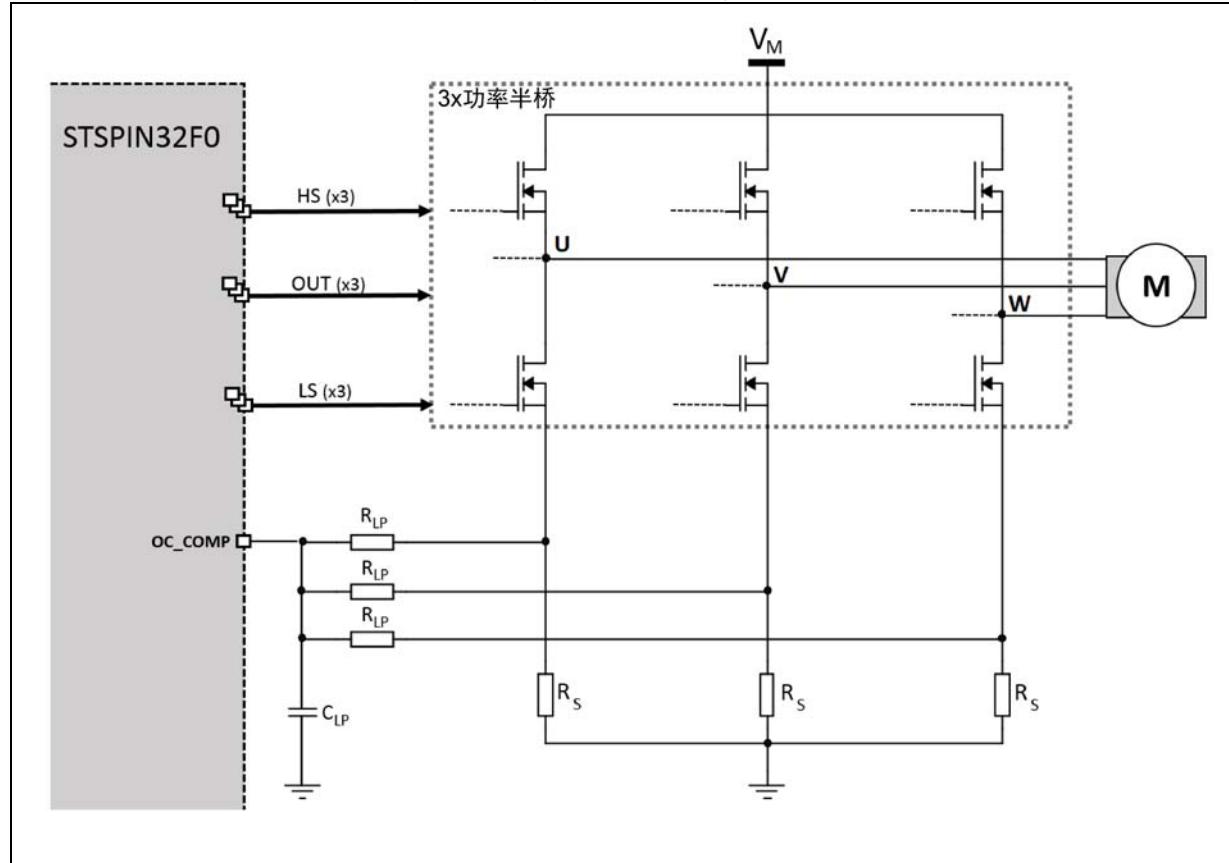
使用 [公式16](#) 并假设 $R_{LP} \gg R_S$ ，[公式17](#) 变为：

公式18

$$V_{OC_COMP,X} \cong 1/3 I_X \cdot R_S$$

根据 [公式18](#)，每个相位都会做出贡献，因此，OC_COMP 引脚上的总体信号是每个分流电阻上的电压之和。如 [公式18](#) 所示，该电路的主要缺点是在分流电阻上产生的信号衰减了 $1/3$ ；但只需三个电阻。

图7. 功率级和OC保护原理图-三电阻



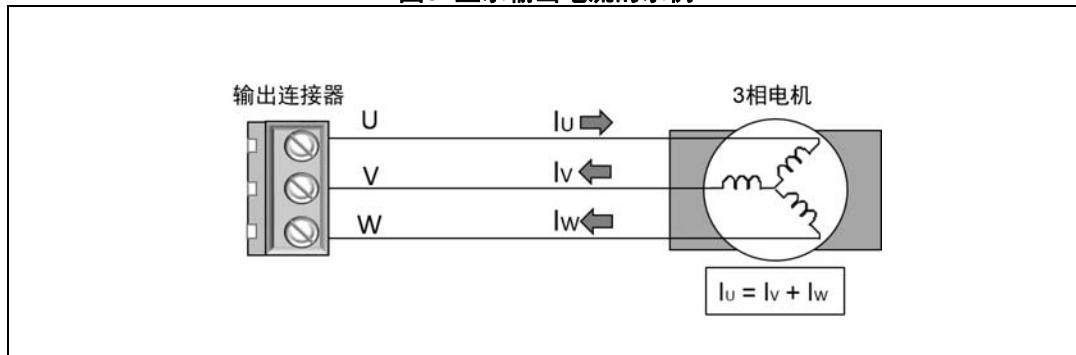
只有当相应的低侧MOSFET接通时，才能测量流过相位的电流。否则，电流不会流入相关的分流电阻。因此，测量的总电流是 I_U 、 I_V 和 I_W 的总和，如表4所示。根据公式1第4页，一个相位中的电流值可以使用其他两个相位中的信息确定。

表4. 根据功率MOSFET状态测量的电流

| 功率MOSFET接通 | | | OC_COMP输入中测量的电流 |
|------------|-----|-----|--|
| 相位U | 相位V | 相位W | |
| 低侧 | 低侧 | 低侧 | 0 |
| 低侧 | 低侧 | 上桥臂 | $1/3 \cdot (I_U + I_V) \cdot R_S = -1/3 \cdot I_W \cdot R_S$ |
| 低侧 | 上桥臂 | 低侧 | $1/3 \cdot (I_U + I_W) \cdot R_S = -1/3 \cdot I_V \cdot R_S$ |
| 低侧 | 上桥臂 | 上桥臂 | $1/3 \cdot I_U \cdot R_S$ |
| 上桥臂 | 低侧 | 低侧 | $1/3 \cdot (I_V + I_W) \cdot R_S = -1/3 \cdot I_U \cdot R_S$ |
| 上桥臂 | 低侧 | 上桥臂 | $1/3 \cdot I_V \cdot R_S$ |
| 上桥臂 | 上桥臂 | 低侧 | $1/3 \cdot I_W \cdot R_S$ |
| 上桥臂 | 上桥臂 | 上桥臂 | 0 |

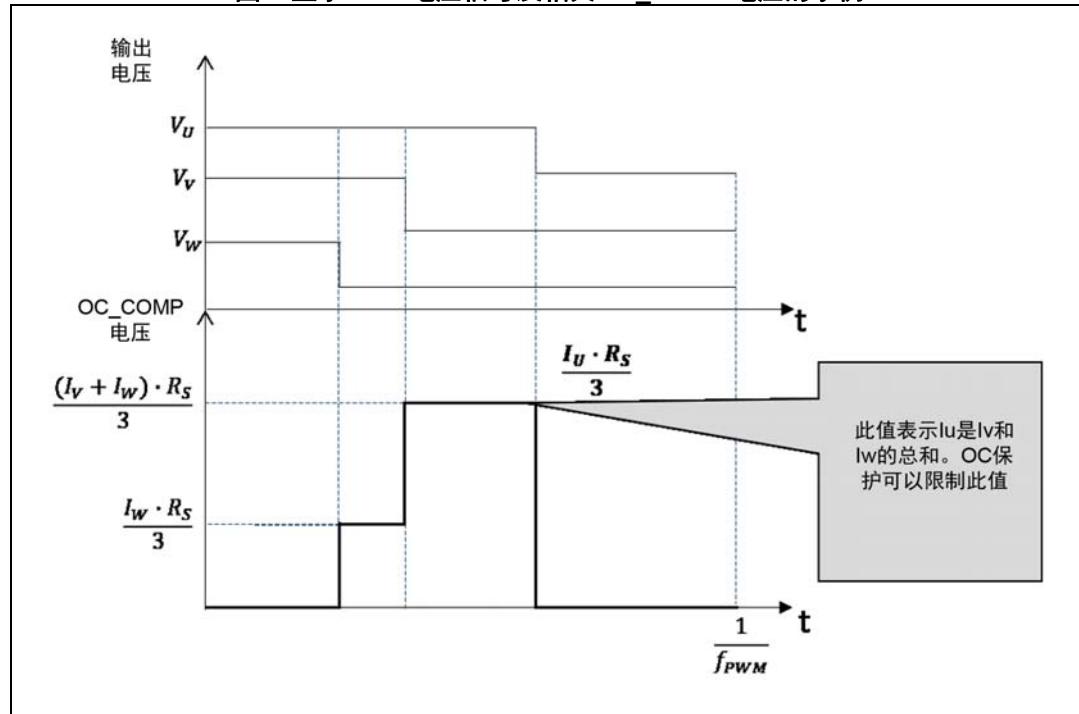
请注意，相位是电感负载，其电流使用PWM方法来控制。这意味着电压和电流不是立即关联的；例如，在指定的相位X上，高侧MOSFET可以接通，但电流 I_x 流入 OUT_x 。相反，低侧MOSFET可以接通，但电流会从 OUT_x 流出。电感负载中的电流放电时，会发生这种情况。但是，负载充电时，基于过电流保护的电流限制将会执行。如表4所示，并根据公式1第4页，在这种情况下，可以测量流过一个相位的最大电流作为其他两个电流的总和。

图8. 显示输出电流的示例



现在，让我们以图8所示的具体情况为例，电流流入相位U并从相位V和W流回。PWM电压信号施加在输出节点上，以控制电流（图9）。本例中较高的电流是 I_U ：当 OUT_U 高侧和 OUT_V 、 OUT_W 低侧接通时， OC_COMP 引脚将达到的最大值为 $1/3 \cdot I_U \cdot R_S$ 。 OC_COMP 电压保持在此值的时间长度取决于输出的PWM频率和占空比。请注意， C_{LP} 必须考虑到这个时间，以及过电流保护的响应时间。

图9. 显示PWM电压信号及相关OC_COMP电压的示例



4.1 调整元件值

参考图7所示的通用原理图，可以完成一些考虑因素（已在第2节第4页和第3节第8页中完成）以进行元件调整。选择的 R_{LP} 电阻远大于 R_S ，以便去耦每个相位上的电流信号：耦合效应造成的误差为：

公式19

$$\epsilon = \frac{2R_S}{3(R_{LP} + R_S)} \cong \frac{2R_S}{3R_{LP}}$$

在大多数应用中， $R_S < 1 \Omega$ 、 $R_{LP} > 1 k\Omega$ ，因此，耦合误差可以忽略不计。

OC_COMP引脚上的电容器 C_{LP} 会降低功率MOSFET切换时产生的噪声和峰值。低通滤波器的截止频率为：

公式20

$$f_{LP} \cong \frac{3}{2\pi R_{LP} C_{LP}}$$

截止频率可以选择，以获得适用于该应用的OC保护响应时间。降噪和响应时间之间的良好折中是将低通频率设置为PWM频率(f_{PWM})的5倍左右。

执行过电流保护的阈值电流 I_{max} 为：

公式21

$$I_{max} \cong \frac{3 \cdot OC_COMP_{th}}{R_S}$$

其中 OC_COMP_{th} 是固件根据表 1 第 3 页选择的比较器内部参考。

例1

假设PWM控制频率为 $f_{PWM} = 40\text{ kHz}$, 在电机相位产生三个正弦电流。标称的峰值电流为1.5 A, 所需的过电流阈值应设置为3 A。

当三相中的一相电流达到3 A时, 使用 $R_S = 0.1\Omega$ 、 $R_{LP} = 2.2\text{ k}\Omega$ 、 $C_{LP} = 1\text{ nF}$ 并选择 OC_COMP 阈值为100mV, 可以禁用输出。由 R_{LP} 和 C_{LP} 实现的低通滤波频率为 $f_{LP} \sim 217\text{ kHz}$, 约是PWM频率的5倍。

4.2 OC_COMP引脚（三电阻）上的偏置电阻

如公式21所示, 只有更改了 R_S 或 OC_COMP_{th} 时才可更改电流限制。但是, 在很多应用中, 无法更改 R_S , 并且只有三个值可用于 OC_COMP_{th} (参见表 1 第 3 页)。为了使过电流阈值的分辨率更高, 可以通过连接 V_{DD} 的上拉电阻 (由STSPIN32F0供电) 来偏置 OC_COMP 引脚。因此, 等效阈值将降低相同量的偏置电压。

参考图 10, OC_COMP 引脚将偏置为:

公式22

$$V_{bias,OC_COMP} \cong V_{DD} \cdot \frac{R_{LP}}{3R_B + R_{LP}}$$

由于 R_B , 分流电阻 R_S 的信号也将被分割; 根据每个相位流过 R_S 的电流总和 I_x , OC_COMP 引脚上的电压公式为:

公式23

$$V_{signal,OC_COMP} = \sum_{x=U,V,W} I_x R_S \cdot \frac{R_B}{3R_B + R_{LP}}$$

结合 [公式22](#) 和 [公式23](#) 中描述的公式，可以获得 OC_COMP 上的总电压。对于 OC_COMP 上的电压等于比较器内部参考 OC_COMP_{th} ，电流值的总和是允许的最大电流值 ($I_{max,b}$)：

公式24

$$I_{max,b} \cdot R_S \cdot \frac{R_B}{3R_B + R_{LP}} + V_{DD} \cdot \frac{R_{LP}}{3R_B + R_{LP}} = OC_COMP_{th}$$

这样，只需更改 R_B 电阻即可调节阈值；使用以下公式可得出该值：

公式25

$$R_B = R_{LP} \cdot \left(\frac{V_{DD} - OC_COMP_{th}}{3 \cdot OC_COMP_{th} - I_{max,b} \cdot R_S} \right)$$

R_B 的存在也改变了 [公式20](#) 中的低通截止频率。

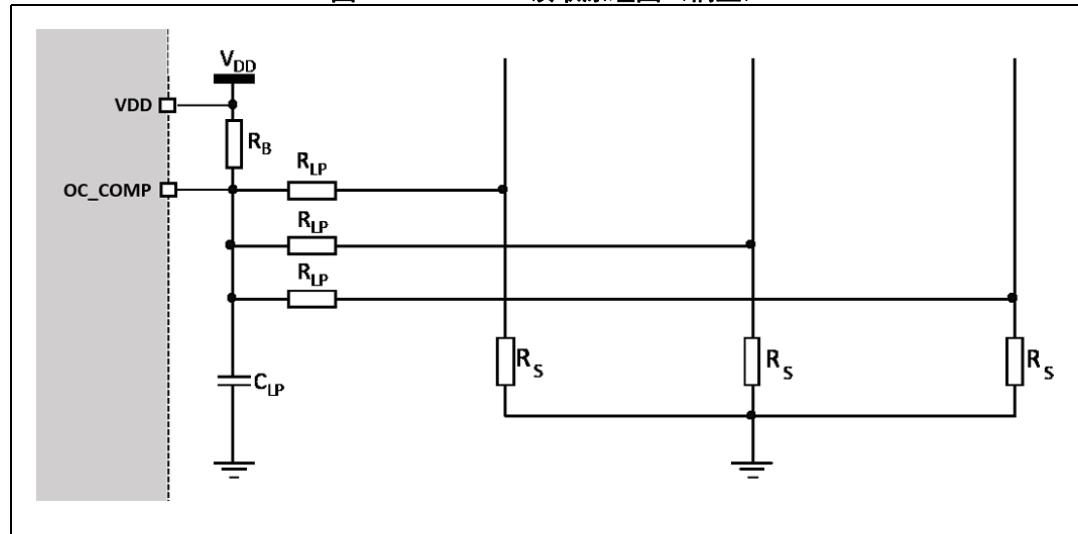
公式26

$$f_{LP} \cong \frac{1}{2\pi C_{LP} \frac{R_{LP} \cdot R_B}{3R_B + R_{LP}}}$$

例2

参考 [例1](#)，考虑使用与 OC_COMP_{th} 和 R_S 相同的值来将过电流阈值更改为 2 A。根据 [公式25](#)，使用 $R_B = 70 \text{ k}\Omega$ 可以将过电流阈值从 3 A 降到 2 A，从而符合过电流阈值的新要求。滤波器频率略为增加到 219 kHz，因此， C_{LP} 无需更改。

图10. OC COMP读取原理图（偏置）



5 结论

尽管第2节第4页、第3节第8页和第4节第12页中所述的电阻配置不同，所得的结果却类似。以下列出了公式中使用的所有参数：

- $I_{max, th}$: OC保护触发时的电流阈值
- OC_COMP_{th} : 比较器的内部参考（可以为100、250或500 mV -参见表1第3页）
- R_S : 分流电阻
- R_{LP} : 用于将分流电阻的信号传送到OC_COMP引脚的电阻
- C_{LP} : OC_COMP引脚上的滤波电容
- R_B : OC_COMP引脚偏置的可选电阻
- V_{DD} : STSPIN32F0（3.3 V型）提供的数字电压
- f_{PWM} : PWM驱动信号的频率

此外，参数 N_S 表示使用的分流电阻数量（例如，对于单电阻配置， $N_S = 1$ ）。表5总结了有或无OC_COMP偏置电阻 R_B 的公式。

表5. 公式总结

| 偏置条件 | 要选择的电阻 | 低通截止频率 |
|-------------|---|--|
| OC_COMP上无偏置 | $R_S = \left(\frac{N_S \cdot OC_COMP_{th}}{I_{max,th}} \right)$ | $f_{LP} = \frac{N_S}{2\pi R_{LP} C_{LP}}$ |
| OC_COMP偏置 | $R_B = R_{LP} \cdot \left(\frac{V_{DD} - OC_COMP_{th}}{N_S \cdot OC_COMP_{th} - I_{max,th} \cdot R_S} \right)$ | $f_{LP,b} = \frac{N_S R_B + R_{LP}}{2\pi R_{LP} C_{LP} R_B}$ |

应用程序示例

本段分析了例1中所述的设置，并介绍如何执行OC保护特性。功率MOSFET以三电阻配置连接到STSPIN32F0，并且OC_COMP引脚如图7第13页所示连接。

加载到内部MCU中的固件会产生6个PWM信号，从而在电机相位产生3个正弦电流。正弦波相互延迟120°，以实现开路电压驱动：调制PWM占空比以获得指定幅度的正弦曲线。

如例1所述，使用了以下条件：

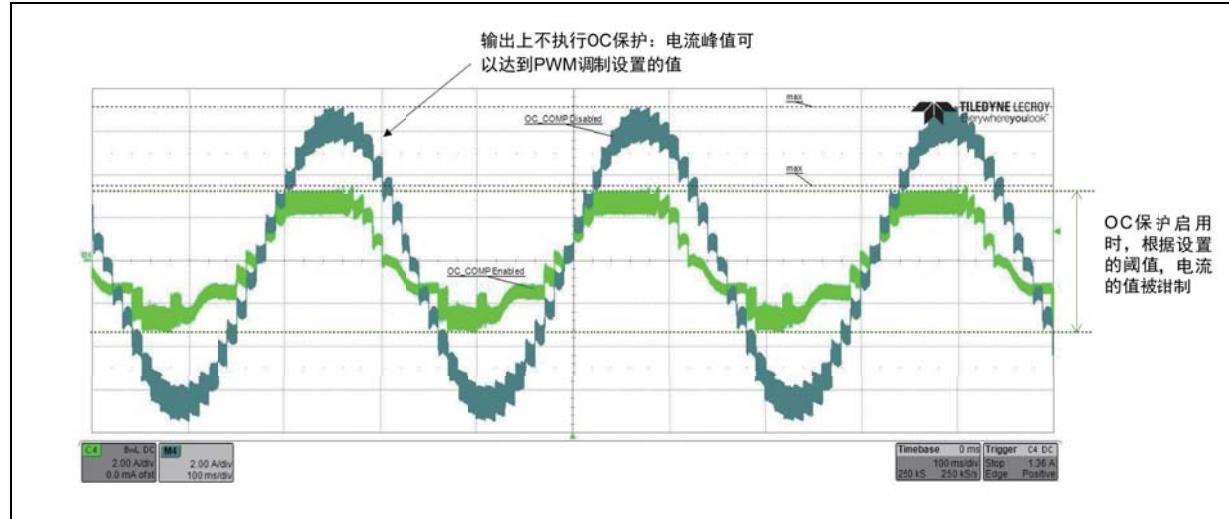
- $f_{PWM} = 40$ kHz
- $R_S = 30 \Omega$
- $R_P = 2.2 \text{ k}\Omega$
- $C_{LP} = 1 \text{ nF}$
- $OC_COMP_{th} = 100 \text{ mV}$

由于使用了三电阻配置， $N_S = 3$ 。触发OC保护的电流阈值为 $I_{max,th} = 3 A$ - 参见[公式21第16页](#)。此处所述的分析旨在强调OC保护的影响：因此，施加了高于阈值的峰值电流。在本例中，选择了PWM占空比以使每个相位中的电流等于7A峰值。

[图 11](#)中报告了单相产生的电流采集。OC保护被禁用时（OC_SEL=0），功率MOSFET没有限制，峰值电流的值达到预期值7A。如果启用OC保护（OC_SEL=1），只要电流达到3A的限制，功率MOSFET就被禁用，因此电流会被钳制，无法达到7A的峰值。

尽管[图 11](#)只显示了一个相位，由于OC保护产生的钳位仍以相同方式存在于所有三相中。

图11. OC保护对相位电流的影响



6 版本历史

表6. 文档版本历史

| 日期 | 版本 | 变更 |
|------------|----|-------|
| 2017年1月31日 | 1 | 初始版本。 |

表7. 中文文档版本历史

| 日期 | 版本 | 变更 |
|------------|----|---------|
| 2017年9月14日 | 1 | 中文初始版本。 |

重要通知 - 请仔细阅读

意法半导体公司及其子公司（“ST”）保留随时对 ST 产品和 / 或本文档进行变更、更正、增强、修改和改进的权利，恕不另行通知。买方在订货之前应获取关于 ST 产品的最新信息。ST 产品的销售依照订单确认时的相关 ST 销售条款。

买方自行负责对 ST 产品的选择和使用， ST 概不承担与应用协助或买方产品设计相关的任何责任。

ST 不对任何知识产权进行任何明示或默示的授权或许可。

转售的 ST 产品如有不同于此处提供的信息的规定，将导致 ST 针对该产品授予的任何保证失效。

ST 和 ST 徽标是 ST 的商标。所有其他产品或服务名称均为其各自所有者的财产。

本文档中的信息取代本文档所有早期版本中提供的信息。本文档的中文版本为英文版本的翻译件，仅供参考之用；若中文版本与英文版本有任何冲突或不一致，则以英文版本为准。

© 2017 STMicroelectronics - 保留所有权利