



life.augmented

**AN4999**

## アプリケーションノート

STSPIN32F0 overcurrent protection

Dario Cucchi

### はじめに

STSPIN32F0デバイスは3相BLDCモーターの駆動に使用するシステム・イン・パッケージで、異なる駆動モードでのモーター駆動に適した統合的ソリューションを提供します。本デバイスに搭載された特徴的な機能の1つとして過電流保護があります。これは過電流発生時にアプリケーションを損傷から保護するものです。

過電流保護はしきい値を調節できる内蔵のコンパレータを使って行います。過電流イベントはゲート駆動ロジックおよびマイクロコントローラの両方で管理が可能で、そのどちらを使うかはユーザーで選択可能です。

このドキュメントは適切な電流しきい値設定を行うために、OC保護機能の概要とSTSPIN32F0のピン接続について説明します。

## 目次

|     |                                    |    |
|-----|------------------------------------|----|
| 1   | 過電流保護内部ブロック図 .....                 | 3  |
| 2   | シングルシャントトポロジーによる過電流検出 .....        | 4  |
|     | OC_COMP ピンのバイアス抵抗（シングルシャント） .....  | 6  |
| 3   | デュアルシャントトポロジーによる過電流検出 .....        | 8  |
|     | OC_COMP ピンへのバイアス抵抗（デュアルシャント）.....  | 10 |
| 4   | トリプルシャントトポロジーによる過電流検出 .....        | 12 |
| 4.1 | 部品定数の決定 .....                      | 15 |
| 4.2 | OC_COMP ピンへのバイアス抵抗（トリプルシャント） ..... | 16 |
| 5   | 結論 .....                           | 18 |
|     | アプリケーション例 .....                    | 18 |
| 6   | 改版履歴 .....                         | 20 |

# 1 過電流保護内部ブロック図

過電流保護の内部ブロック図は図1の通りです。OC\_COMPピンの電圧は、MCUラインのPF6およびPF7にて選択可能なしきい値と比較されます。(表1を参照) しきい値を超えた場合は、OCコンパレータが動作し、MCUラインPB12をHighにします。OC\_SEL信号の状態に応じて(図1を参照)、コンパレータ出力はゲートドライバの制御ロジックに伝わり、組み込まれた保護機能が動作します。このゲート駆動ロジックによるOC保護動作により、ハイサイド駆動入力が全てLowになるまで外部のハイサイドパワースイッチがターンオフされます(詳細はSTSPIN32F0デバイスのデータシートを参照)。

図1. 過電流保護ブロック図

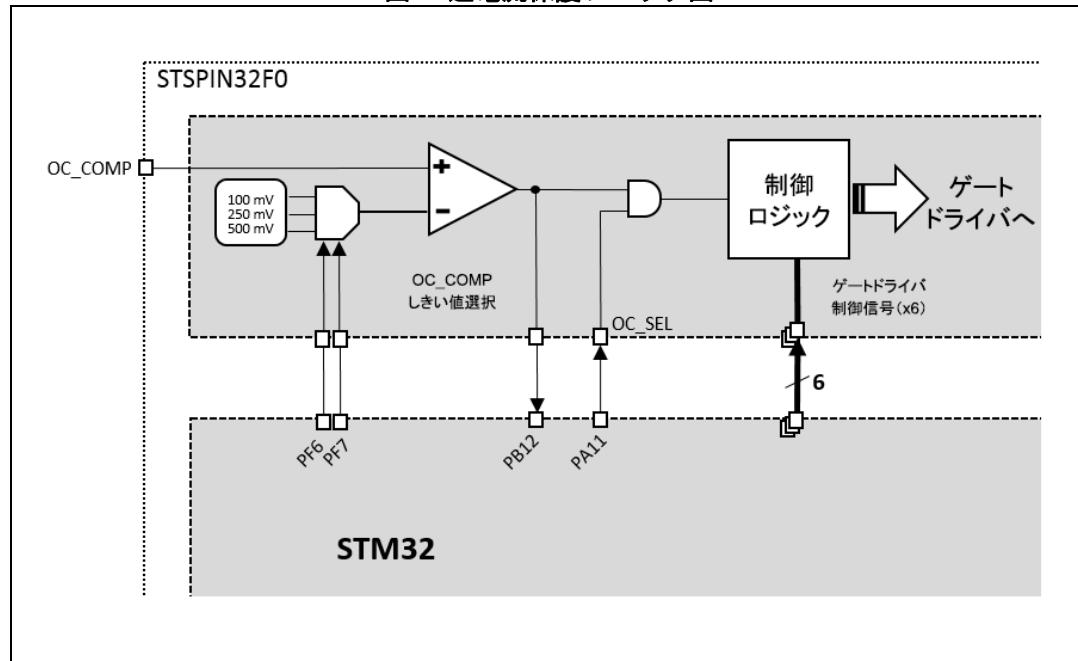


表1. OCしきい値

| OC_TH_STBY2 (PF6) | OC_TH_STBY1 (PF7) | OCしきい値 [mV] | 注記       |
|-------------------|-------------------|-------------|----------|
| 0                 | 0                 | N.A.        | スタンバイモード |
| 0                 | 1                 | 100         | -        |
| 1                 | 0                 | 250         | -        |
| 1                 | 1                 | 500         | -        |

## 2 シングルシャントトポロジーによる過電流検出

シングルシャントトポロジーを図2に示します。慣例通り、モーターの各相はU、V、Wで表します。各相はハーフブリッジで駆動されるOUTU、OUTV、およびOUTW出力に接続されます。電流はそれぞれ $I_U$ 、 $I_V$ 、および $I_W$ で示します。(正の値は電流がモーターの各相に流れ込んでいることを示す) 電流の合計は常にゼロに等しくなります。

式 1

$$I_U + I_V + I_W = 0$$

電流はシャント抵抗 $R_S$ で測定されるので、OC\_COMPピンを直接 $R_S$ に接続します。従って、各相に流れ込む電流は個々のローサイドMOSFETがオンになった時にのみ測定されます。全体としての測定電流は、表2に一覧で示したように $I_U$ 、 $I_V$ 、および $I_W$ の組み合わせとなり、ある相の電流値は他の2相の情報を基にして式1から求めることができます。

図2. パワーステージとOC保護の回路図—シングルシャント

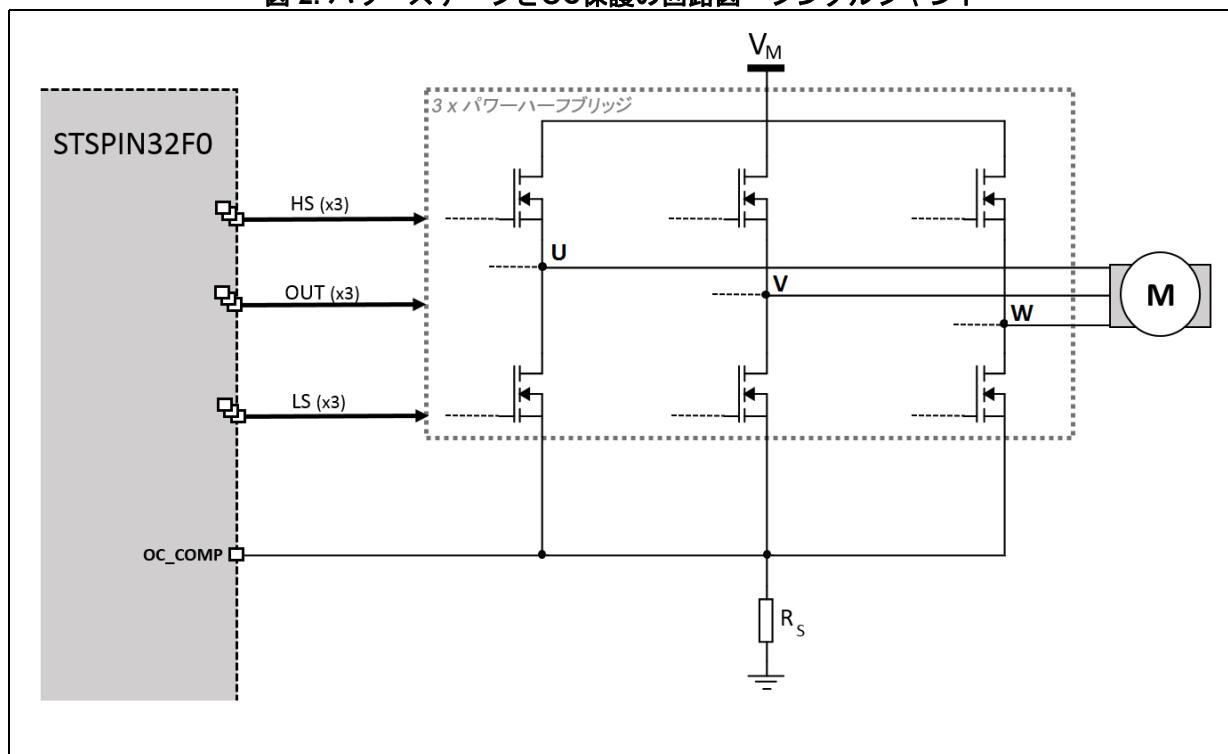


表 2. Power MOSFETの状態に応じた定電流－シングルシャント

| Power MOSFETターンオン |       |       | OC_COMP入力の測定電流                           |
|-------------------|-------|-------|--|
| U相                | V相    | W相    |  |
| ローサイド             | ローサイド | ローサイド | 0  |
| ローサイド             | ローサイド | ハイサイド | $(I_U + I_V) \cdot R_S = -I_W \cdot R_S$ |
| ローサイド             | ハイサイド | ローサイド | $(I_U + I_W) R_S = -I_V \cdot R_S$       |
| ローサイド             | ハイサイド | ハイサイド | $I_U \cdot R_S$                          |
| ハイサイド             | ローサイド | ローサイド | $(I_V + I_W) \cdot R_S = -I_U \cdot R_S$ |
| ハイサイド             | ローサイド | ハイサイド | $I_V \cdot R_S$                          |
| ハイサイド             | ハイサイド | ローサイド | $I_W \cdot R_S$                          |
| ハイサイド             | ハイサイド | ハイサイド | 0  |

図 2の回路図を基に考えると、保護機能が動作するしきい値電流 $I_{max}$ は次式で得られます。

### 式 2

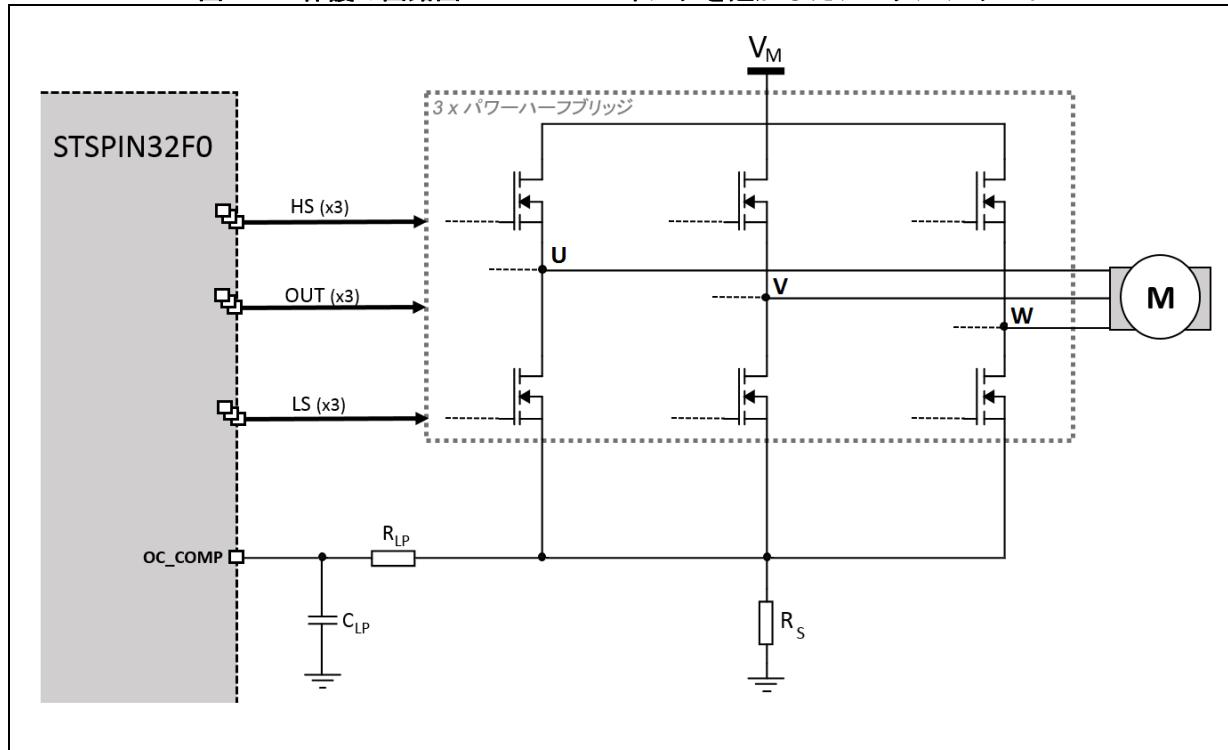
$$I_{max} = \frac{OC\_COMP_{th}}{R_S}$$

ここで、 $R_S$ はシャント抵抗の値、 $OC\_COMP_{th}$ は表 1に従ってファームウェアが選んだ内部の基準値です。パワー MOSFETはスイッチング動作に伴いノイズを発生する点に注意が必要です。対策として、ローパスフィルタを追加することで $OC\_COMP$ ピンに加わるノイズを低減することができます。図 3に示すように、 $R_S$ の抵抗値を大幅に上回る抵抗 $R_{LP}$ を使って $C_{LP}$ と $R_S$ を切り離します。ローパスフィルタの遮断周波数は以下の通りです。

### 式 3

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

図 3. OC保護の回路図—ローパスフィルタを追加したシングルシャント



### OC\_COMPピンのバイアス抵抗（シングルシャント）

式2が示すように、電流制限値は $R_S$ または $OC\_COMP_{th}$ を変更するだけ変更できます。しかし実際のアプリケーションでは $R_S$ を変更できないことが多く、また $OC\_COMP_{th}$ の値として選べるのは3つのみとなります（表1を参照）。そこで過電流しきい値の分解能をより高めるため、STSPIN32F0から供給される $V_{DD}$ にブルアップ抵抗を接続し、OC\_COMPピンにバイアスをかける方法があります。これにより、バイアス電圧と同じ量だけしきい値を下げるることができます。

図4において、OC\_COMPピンのバイアス量は以下のように計算できます。

式4

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

$R_B$ の追加により、シャント抵抗 $R_S$ から来る信号もまた分圧されます。ここで $R_S$ を流れる電流 $I_x$ を考慮とすると、OC\_COMPピンの電圧は以下の通りとなります。

式5

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

式 4 と 式 5 の電圧を足し合わせれば OC\_COMP ピンに加わる合計電圧が得られます。ここで OC\_COMP の電圧がコンパレータの内部基準値である OC\_COMP<sub>th</sub> と同じになる時の電流 I<sub>x</sub> の値が、最大許容電流 (I<sub>max,b</sub>) となります。

式 6

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

このように、R<sub>B</sub> の抵抗値を変えるだけで過電流のしきい値を調節することができます。R<sub>B</sub> の値は以下の式から求められます。

式 7

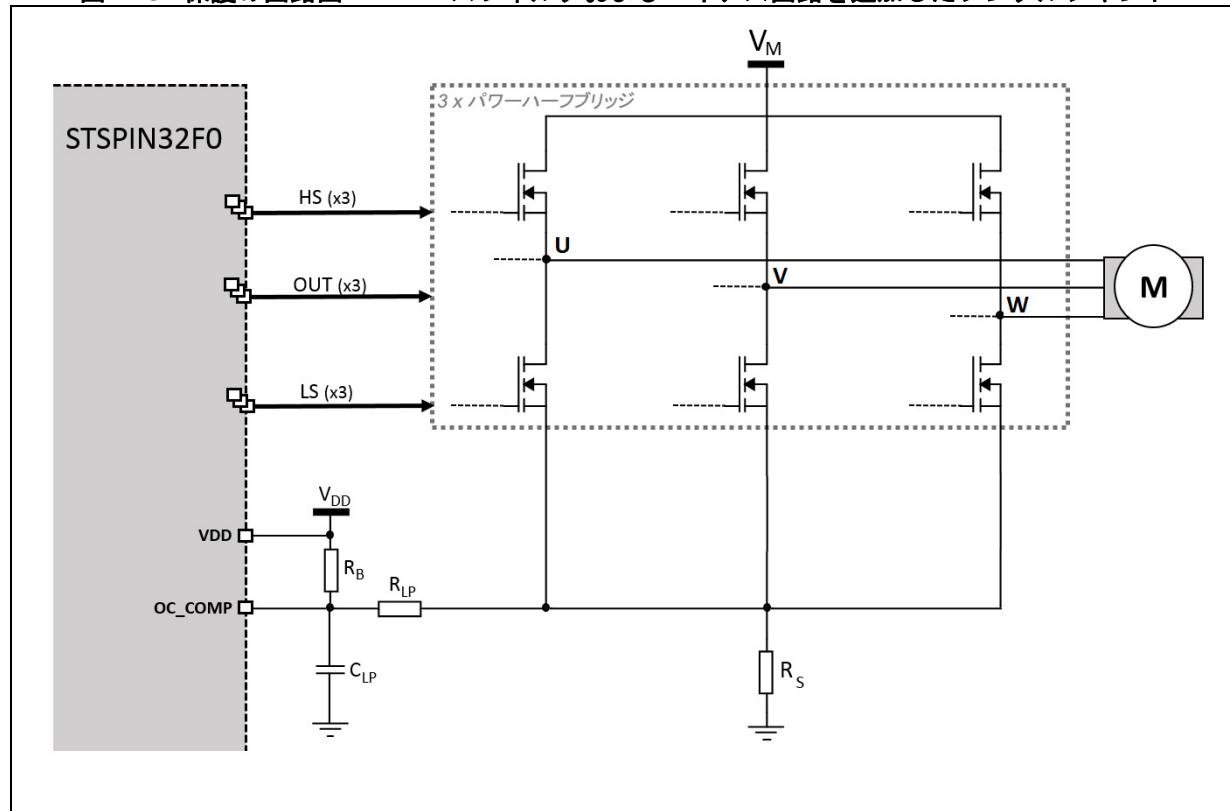
$$R_B \cong R_{LP} \cdot \left( \frac{V_{DD} - OC\_COMP_{th}}{OC\_COMP_{th} - I_{max,b} \cdot R_S} \right)$$

また R<sub>B</sub> の追加に伴い、式 3 によるローパスフィルタの遮断周波数は以下のように変化します。

式 8

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

図 4. OC保護の回路図—ローパスフィルタおよびバイアス回路を追加したシングルシャント



### 3 デュアルシャントトポロジーによる過電流検出

このトポロジーではシャント抵抗を持つのは2相のみで、3番目の相はGNDに直接接続します。図5はデュアルシャント構成の例で、W相にはシャント抵抗が接続されていません。

各相の電流は、それぞれのローサイドMOSFETがターンオンした時のみ測定されます。ターンオフの状態では関連したシャント抵抗に電流が流れないとします。従って全体としての測定電流は、表3に示すように $I_U$ 、 $I_V$ 、および $I_W$ を組み合わせたものになります。式1により、ある相の電流値は他の2相からの電流値を使って計算することができます。3番目のシャント抵抗（つまりW相）が接続されないのはこの理由からです。

しかし、過電流保護における潜在的な問題があります。W相の電流は測定されないため、W相に高電流が流れても他の2相のシャント抵抗からの信号が予想よりも低いケースがあります。ワーストケースはU相・V相のハイサイドMOSFETがオン、そしてW相のローサイドMOSFETがオンの場合です。この場合、高電流が流れてもOC\_COMPピンの電圧は常にゼロのまま維持され、結果として過電流保護が動作しないことになります。

以上の理由により、デュアルシャント方式による過電流保護は可能ですが推奨はしません。この注意点を考慮した上で、シングルシャント方式を解説したセクション2と同様に、デュアルシャント方式による過電流保護を説明します。

図5. パワーステージおよびOC保護の回路図—デュアルシャント

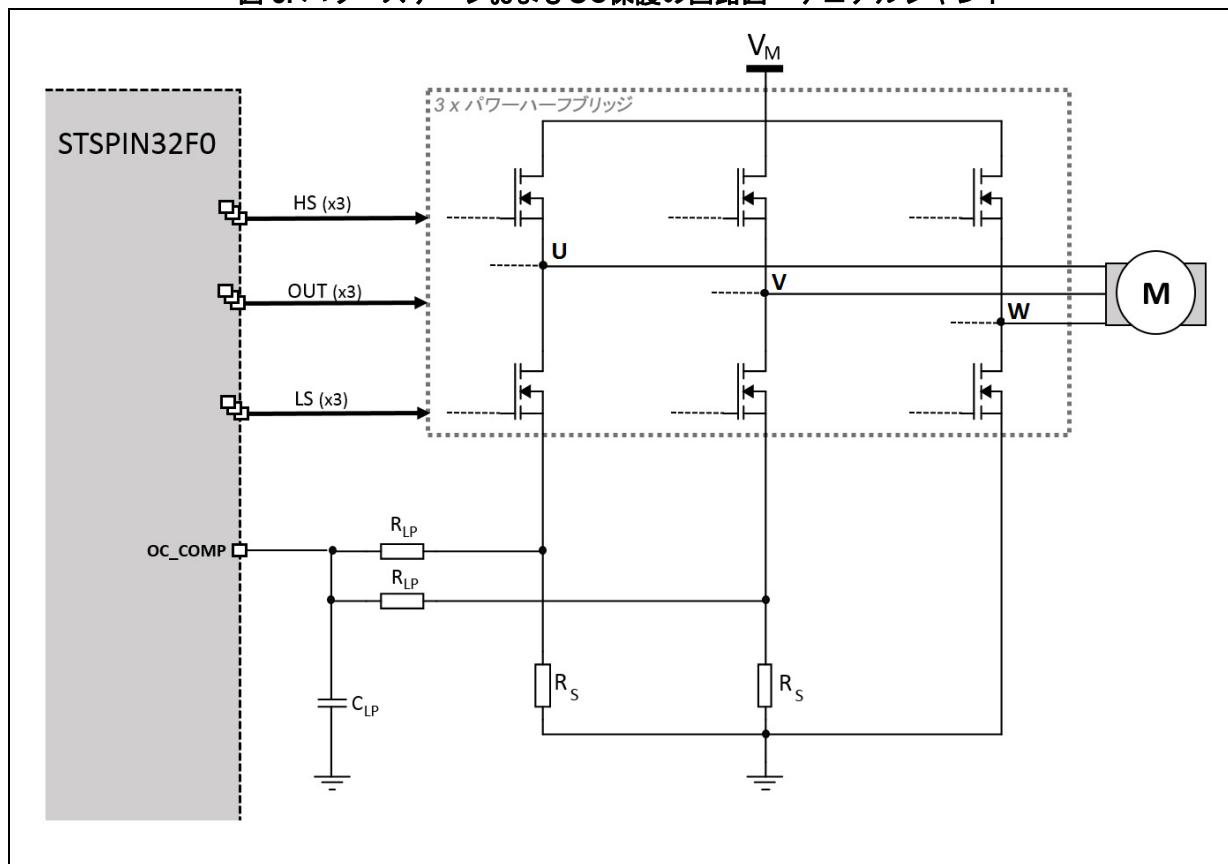


表 3. パワー MOSFETの状態による測定電流—デュアルシャント

| Power MOSFETターンオン |       |       | OC_COMP入力の測定電流                     |
|-------------------|-------|-------|------------------------------------|
| U相                | V相    | W相    |                                    |
| ローサイド             | ローサイド | ローサイド | $(I_U + I_V) \cdot R_S = -I_W R_S$ |
| ローサイド             | ローサイド | ハイサイド | $(I_U + I_V) \cdot R_S = -I_W R_S$ |
| ローサイド             | ハイサイド | ローサイド | $I_U \cdot R_S^{(1)}$              |
| ローサイド             | ハイサイド | ハイサイド | $I_U \cdot R_S$                    |
| ハイサイド             | ローサイド | ローサイド | $I_V \cdot R_S^{(1)}$              |
| ハイサイド             | ローサイド | ハイサイド | $I_V R_S$                          |
| ハイサイド             | ハイサイド | ローサイド | $0^{(1)}$                          |
| ハイサイド             | ハイサイド | ハイサイド | 0                                  |

1. W相の電流は測定しないため、過電流測定における潜在的な問題が発生することがあります。

図 5の回路図から、保護機能が動作するしきい値電流 $I_{max}$ は以下の通りです。

#### 式 9

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

ここで、 $OC\_COMP_{th}$ は3ページの表1に従ってファームウェアで選択されるコンパレータの内部基準値です。

$C_{LP}$ 挿入によるローパスフィルタの効果で $OC\_COMP$ ピンへのノイズは低減され、図5からそのフィルタの遮断周波数は次の式から求められます。

#### 式 10

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

## OC\_COMPピンへのバイアス抵抗（デュアルシャント）

式9が示す通り、電流制限値は $R_S$ または $OC\_COMP_{th}$ を変更するだけ変更できます。しかし実際のアプリケーションでは $R_S$ を変更できないことが多く、また $OC\_COMP_{th}$ の値として選べるのは3つのみとなります（表1を参照）。そこで過電流しきい値の分解能をより高めるため、STSPIN32F0から供給される $V_{DD}$ にプルアップ抵抗を接続し、それでOC\_COMPピンにバイアスをかける方法があります。これにより、バイアス電圧と同じ量だけしきい値を下げることができます。

図4において、OC\_COMPピンのバイアス量は以下のように計算できます。

式 11

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

$R_B$ の追加により、シャント抵抗 $R_S$ から来る信号もまた分圧されます。ここでシャント抵抗 $R_S$ （この例ではUおよびV相）を流れる電流 $I_x$ の合計値を考慮とすると、そのOC\_COMPピンの電圧は以下の通りとなります。

式 12

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

式11と式12の電圧を足し合わせればOC\_COMPに加わる合計電圧が得られます。OC\_COMPの電圧とコンパレータの内部基準値である $OC\_COMP_{th}$ が一致するときの合計電流が、最大許容電流( $I_{max,b}$ )となります。

式 13

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

このように、 $R_B$ の抵抗値を変えるだけで過電流のしきい値を調節することができます。 $R_B$ の値は以下の式から求められます。

式 14

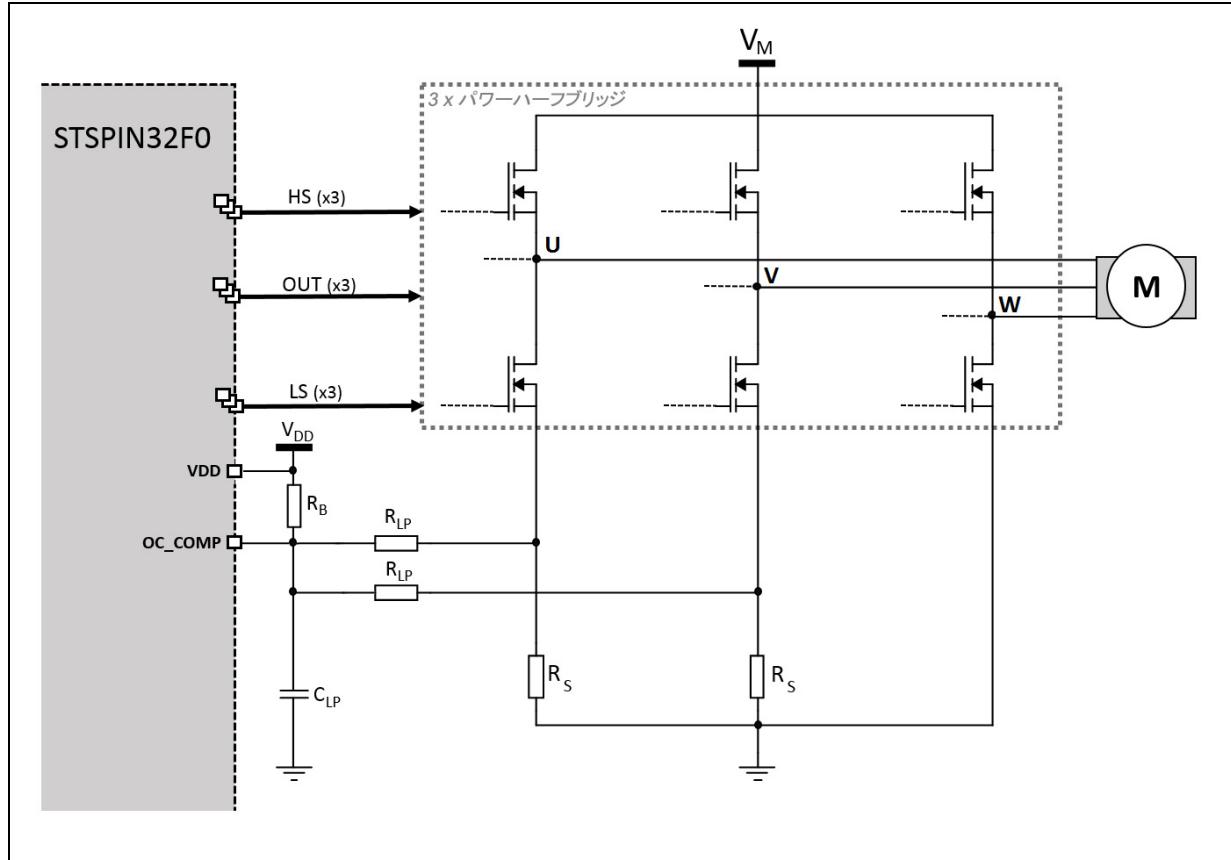
$$R_B \cong R_{LP} \cdot \left( \frac{V_{DD} - OC\_COMP_{th}}{2 \cdot OC\_COMP_{th} - I_{max,b} \cdot R_S} \right)$$

また $R_B$ の追加に伴い、式10によるローパスフィルタの遮断周波数は以下のように変化します。

式 15

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

図 6. ローパスフィルタおよびバイアス回路を追加したOC保護の回路図—デュアルシャント



## 4 トリプルシャントトポロジーによる過電流検出

この方式では、各ハーフブリッジのローサイドMOSFETを各相の電流測定に使用するシャント抵抗に接続します。図7に示すように、同じ値を持つ3個の抵抗( $R_{LP}$ )を使って各シャント抵抗の電圧を合計します。ここで各相からの電流がすべて $R_S$ に流れるよう、 $R_{LP}$ の抵抗値は $R_S$ よりも十分大きな値を選択します。 $R_S$ の電圧は $R_{LP}$ 抵抗を介してOC\_COMPピンに伝えられます。任意のX相におけるシャント抵抗の電圧 $V_{R,x}$ は、その相のローサイドMOSFETを流れる電流に依存します。

式 16

$$V_{R,x} \cong I_x \cdot R_S$$

電圧 $V_{R,x}$ は、 $R_{LP}$ 抵抗を介してOC\_COMPピンに伝えられます。その結果OC\_COMPの電圧は以下の通りとなります。

式 17

$$V_{OC\_COMP,x} \cong V_{R,x} \cdot \frac{1/2 (R_{LP} + R_S)}{R_{LP} + 1/2 (R_{LP} + R_S)}$$

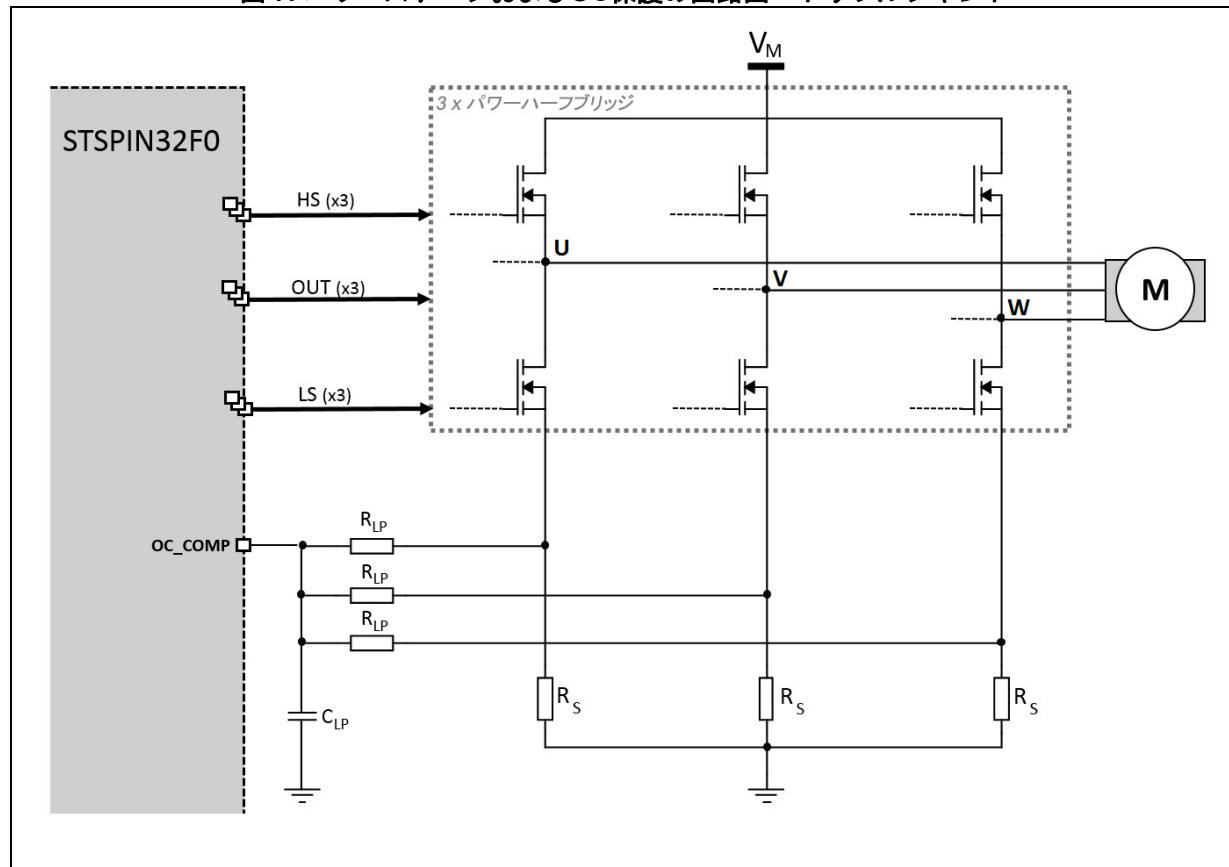
式16および $R_{LP} \gg R_S$ を考慮すると式17が得られます。

式 18

$$V_{OC\_COMP,x} \cong 1/3 I_x \cdot R_S$$

各相にはそれぞれ式18で決まる電圧がかかりますので、OC\_COMPピンにかかる全体の信号は各シャント抵抗にかかる電圧の合計となります。式18が示すように、この回路の最大の欠点はシャント抵抗により生成された信号が1/3に減衰してしまうことです。しかしながら、必要とされるのは3本の抵抗だけです。

図 7. パワーステージおよびOC保護の回路図—トリプルシャント



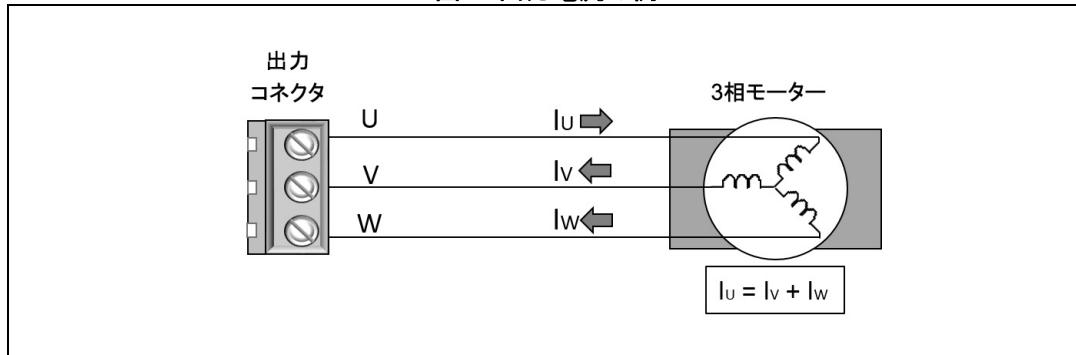
各相の電流の測定は、個々のローサイドMOSFETがオンになった時に限ります。オフの状態では関連したシャント抵抗に電流が流れないからです。従って全体としての測定電流は、表4に示すように $I_U$ 、 $I_V$ 、および $I_W$ を組み合わせたものになります。ある相の電流値は他の2相の情報を基にして4ページの式1から求めることができます。

表 4. パワー MOSFETの状態に応じた測定電流

| パワー MOSFETオン |       |       | OC_COMP入力の測定電流   |
|--------------|-------|-------|--|
| U相           | V相    | W相    |  |
| ローサイド        | ローサイド | ローサイド | 0  |
| ローサイド        | ローサイド | ハイサイド | $1/3 \cdot (I_U + I_V) \cdot R_S = -1/3 \cdot I_W \cdot R_S$ |
| ローサイド        | ハイサイド | ローサイド | $1/3 \cdot (I_U + I_W) \cdot R_S = -1/3 \cdot I_V \cdot R_S$ |
| ローサイド        | ハイサイド | ハイサイド | $1/3 \cdot I_U \cdot R_S$                                    |
| ハイサイド        | ローサイド | ローサイド | $1/3 \cdot (I_V + I_W) \cdot R_S = -1/3 \cdot I_U \cdot R_S$ |
| ハイサイド        | ローサイド | ハイサイド | $1/3 \cdot I_V \cdot R_S$                                    |
| ハイサイド        | ハイサイド | ローサイド | $1/3 \cdot I_W \cdot R_S$                                    |
| ハイサイド        | ハイサイド | ハイサイド | 0  |

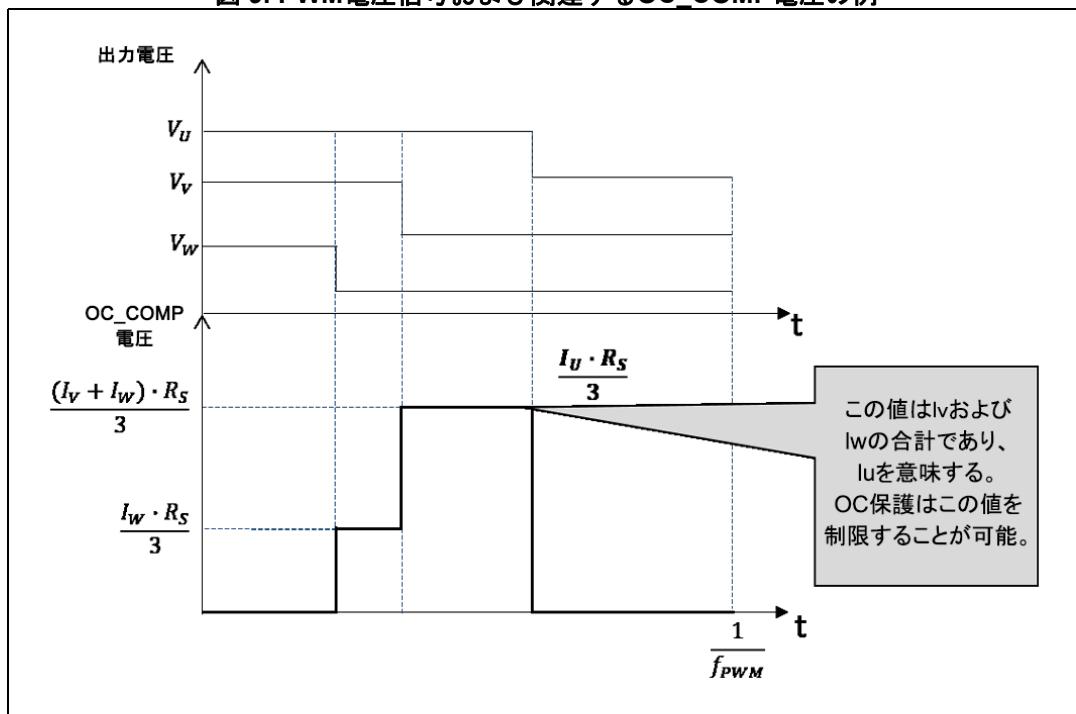
モータの各相は誘導性負荷でありその電流はPWM方式で制御が行われる点に注意が必要です。これは電圧と電流が瞬時に相関しないことを意味します。つまり、任意の相Xに対してハイサイドMOSFETがオンになっても $I_x$ はOUT<sub>x</sub>に流れ込み、逆にローサイドサイドMOSFETがオンになっても、電流はOUT<sub>x</sub>から流出してしまうことがあります。これは誘導性負荷中の電流が放出されるために起きる現象です。しかし、過電流保護に基づく電流制限は負荷がチャージしている時に動作するものです。この場合、表4および4ページの式1から理解される通り、ある相に流れる最大電流は他の2相の電流の合計値を基に測定できます。

図8. 出力電流の例



例として、図8に示すような特定の状況の場合、つまり電流がU相に流入しV相とW相から戻ってくる場合を考えてみましょう。電流を制御するためPWMの電圧信号が出力ノードに印加されます（図9を参照）。この例では $I_U$ の電流値が高く、ちょうどOUTUのハイサイドがオンかつOUTVとOUTWのローサイドが共にオンの時にOC\_COMPピンに最大値がかかり、その値は $1/3 \cdot I_U \cdot R_S$ となります。OC\_COMP電圧がこの値に留まる時間はPWMの周波数と出力のデューティサイクルに依存します。なおC<sub>LP</sub>の容量決定に際しては、過電流保護の応答時間と共にこのタイミングを考慮しなければならない点に注意が必要です。

図9. PWM電圧信号および関連するOC\_COMP電圧の例



## 4.1 部品定数の決定

図 7に示す一般的な回路図に基づいて、部品定数の決定について少し考えてみましょう（4 ページのセクション 2および8 ページのセクション 3で既に実施済み）。 $R_{LP}$ の抵抗値は $R_S$ よりも大幅に大きくして各相の電流信号をデカップリングします。カップリングの影響による誤差は次式の通りです。

式 19

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

実際のアプリケーションでは $R_S$ を1Ω未満、 $R_{LP}$ を1kΩ超とする場合がほとんどなので、カップリング誤差は無視できる大きさです。

OC\_COMPピンに接続するコンデンサ $C_{LP}$ は、パワーMOSFETのスイッチングに起因するノイズやスパイクを減少させます。ローパスフィルタの遮断周波数は以下の通りです。

式 20

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

適切な遮断周波数を選ぶことで、OC保護の応答時間をアプリケーションに適したものにすることができます。相反する関係のノイズ低減と応答時間を両立させるよい折衷案として、低域通過周波数をPWM周波数 ( $f_{PWM}$ ) の約5倍にする方法があります。

過電流保護が動作するしきい値電流 $I_{max}$ は以下の通りです。

式 21

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

ここで、 $OC\_COMP_{th}$ は3 ページの表 1に従いファームウェアが決めるコンパレータの内部基準値です。

### 例 1

$f_{PWM}=40$  kHzを持つPWM制御により、モーターの相に3つの正弦波電流を発生させるものと仮定します。定格ピーク電流は1.5 A、要求される過電流しきい値は3 Aです。

この場合、それぞれ $R_S = 0.1\Omega$ 、 $R_{LP} = 2.2$  kΩ、 $C_{LP} = 1$  nFに設定しOC\_COMPのしきい値を100 mVとすると、3相の内の1相の電流が3 Aに達すると出力が無効になるようにすることができます。 $R_{LP}$ と $C_{LP}$ による低域通過周波数は $f_{LP} \sim 217$  kHzとなり、その値はPWM周波数の約5倍となります。

## 4.2 OC\_COMPピンへのバイアス抵抗（トリプルシャント）

式21が示す通り、電流制限値は $R_S$ または $OC\_COMP_{th}$ を変更するだけ変更できます。しかし実際のアプリケーションでは $R_S$ を変更できないことが多く、また $OC\_COMP_{th}$ の値として選べるのは3つだけです(3ページの表1)。そこで過電流しきい値の分解能を高めるため、プルアップ抵抗をSTSPIN32F0から供給される $V_{DD}$ に接続し、OC\_COMPピンにバイアスをかける方法があります。こうすれば、バイアス電圧と同じ量だけしきい値が下がることになります。

図10において、OC\_COMPピンのバイアス量は以下のように計算できます。

式 22

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

$R_B$ の追加により、シャント抵抗 $R_S$ から来る信号もまた分圧されます。ここで各相のシャント抵抗 $R_S$ を流れる電流 $I_x$ の合計値を考慮とすると、そのOC\_COMPピンの電圧は以下の通りとなります。

式 23

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

式22と式23の電圧を足し合わせればOC\_COMPに加わる合計電圧が得られます。OC\_COMPの電圧がコンパレータの内部参照値である $OC\_COMP_{th}$ と同じになる時の合計電流の値を考えると、それが最大許容電流( $I_{max,b}$ )となります。

式 24

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

このように、 $R_B$ の抵抗値を変えるだけでしきい値を調節することができます。 $R_B$ の値は以下の式から求められます。

式 25

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

また $R_B$ の追加に伴い、式20によるローパスフィルタの遮断周波数は以下のように変化します。

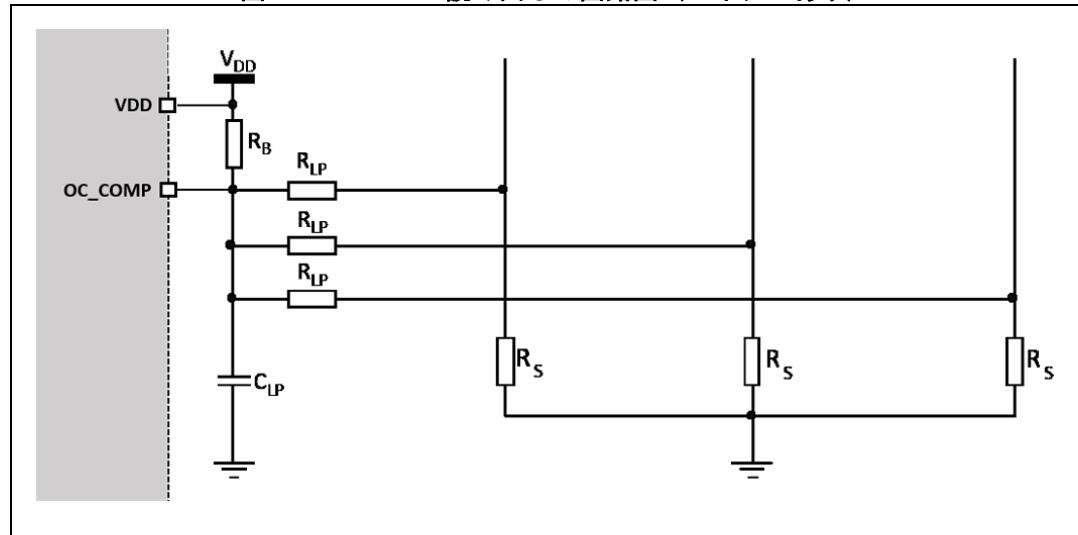
式 26

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

### 例 2

例1とは異なり過電流しきい値を2 Aとし、 $OC\_COMP_{th}$ および $R_S$ は同じとします。この場合、 $R_B$ を約70 kΩにすれば式25により過電流しきい値は3 Aから2 Aに下がり、過電流しきい値の新しい要求を満たすことができます。フィルタ周波数は219 kHzとわずかに増加するだけなので、 $C_{LP}$ を変更する必要はありません。

図 10. OC COMP読み出しの回路図（バイアスあり）



## 5 結論

[4 ページのセクション 2](#)、[8 ページのセクション 3](#)、および[12 ページのセクション 4](#)で示したようにシャントの構成にはいくつか異なる方法がありますが、結果に大きな違いはありません。以下に各式で使用した全てのパラメータを列記します。

- $I_{max, th}$  : OC保護が動作するしきい値電流
- OC\_COMP<sub>th</sub> : コンパレータの内部基準値 (100、250、または500 mV の各値から選択—[3 ページの表 1](#)を参照)
- $R_S$  : シャント抵抗
- $R_{LP}$  : シャント抵抗からOC\_COMPピンへ信号を伝える抵抗
- $C_{LP}$  : OC\_COMPピンのフィルタコンデンサ
- $R_B$  : OC\_COMPピンバイアス用のオプション抵抗
- $V_{DD}$  : STSPIN32F0から供給されるデジタル電圧 (標準値3.3 V)
- $f_{PWM}$  : PWM駆動信号の周波数

さらに $N_S$ というパラメータを考慮する必要があります。これは使用するシャント抵抗の数を表します(例えば、シングルシャント構成では $N_S = 1$ )。[表 5](#)は、 $R_B$ 抵抗によるOC\_COMPのバイアス有無それぞれの計算式をまとめたものです。

表 5. 式の一覧

| バイアス条件         | 選択すべき抵抗   | 低域通過遮断周波数  |
|----------------|---|--|
| OC_COMPにバイアスなし | $R_S = \left( \frac{N_S \cdot OC\_COMP_{th}}{I_{max,th}} \right)$   | $f_{LP} = \frac{N_S}{2\pi R_{LP} C_{LP}}$                    |
| OC_COMPにバイアスあり | $R_B = R_{LP} \cdot \left( \frac{V_{DD} - OC\_COMP_{th}}{N_S \cdot OC\_COMP_{th} - I_{max,th} \cdot R_S} \right)$ | $f_{LP,b} = \frac{N_S R_B + R_{LP}}{2\pi R_{LP} C_{LP} R_B}$ |

## アプリケーション例

本節では[例 1](#)で示した構成を分析し、OC保護機能の動作を説明します。パワー MOSFETは、3シャント方式にてSTSPIN32F0に接続され、またOC\_COMPピンは[13 ページの図 7](#)のように接続されています。

MCUにロードされたファームウェアにより6つのPWM信号が生成され、3つの正弦波電流がモーターの各相に発生します。オーブループ駆動を実行するため正弦波電流にはそれぞれ120°のディレイが設定され、またPWMのデューティサイクルは、所定の振幅を持つ正弦波プロファイルを持つよう変調されます。

[例 1](#)で示した通り、条件は以下の通りです。

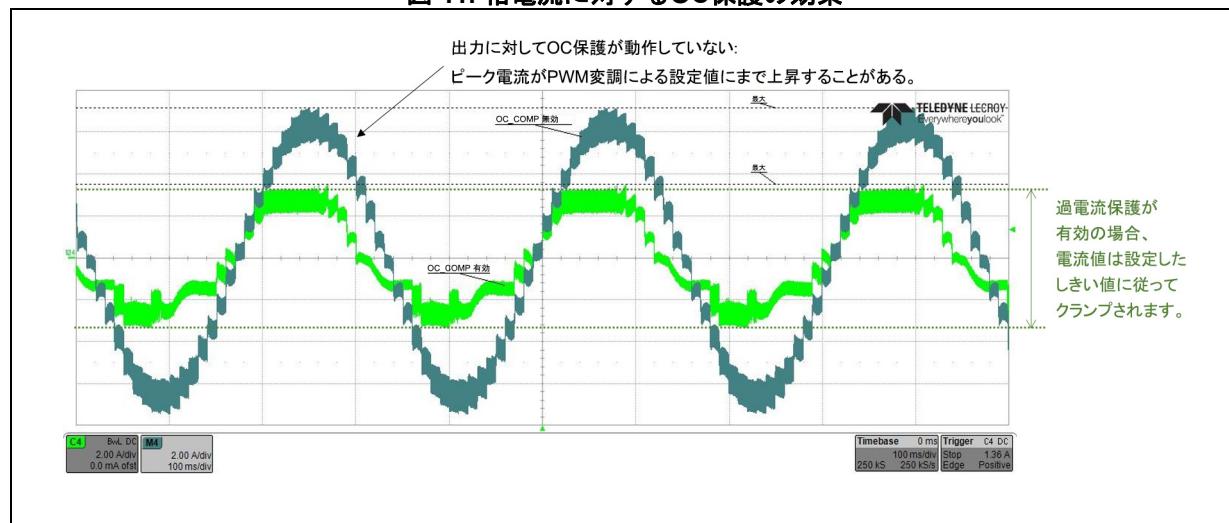
- $f_{PWM} = 40$  kHz
- $R_S = 0.1 \Omega$
- $R_{LP} = 2.2$  kΩ
- $C_{LP} = 1$  nF
- $OC\_COMP_{th} = 100$  mV

トリプルシャント構成なので $N_S=3$ 。OC保護を動作させるしきい値電流 $I_{max,th}=3\text{ A}$ （15ページの式21を参照）。ここで説明される分析では、OC保護の効果をハイライトするため、しきい値より高いピーク電流を使用しています。この例では各相のピーク電流が7 AとなるようPWMの負荷サイクルを選択しています。

各相の電流取得波形は図11に示す通りです。OC保護が無効化されている場合（OC\_SEL = 0）、パワーMOSFETは制限なく動作しピーク電流の値は設定値の7 Aに達しています。一方、OC保護が機能している場合（OC\_SEL = 1）、電流が制限値の3 Aに達するたびにパワーMOSFETはターンオフし電流がクランプされるため、その電流が7 Aになることはありません。

図11は1相のみの表示ですが、OC保護に伴うクランプ機能は3相全てに対して同じように働きます。

図11. 相電流に対するOC保護の効果



## 6 改版履歴

表 6. 文書改版履歴

| 日付         | 版 | 変更内容 |
|------------|---|------|
| 2017年1月31日 | 1 | 初版発行 |

表 7. 日本語版改訂履歴文書改版履歴

| 日付        | 版 | 変更内容      |
|-----------|---|-----------|
| 2017年8月9日 | 1 | 日本語版 初版発行 |

**重要なお知らせ（よくお読み下さい）**

STMicroelectronics NV およびその子会社（以下、ST）は、ST製品及び本書の内容をいつでも予告なく変更、修正、改善、改定及び改良する権利を留保します。購入される方は、発注前にST製品に関する最新の関連情報を必ず入手してください。ST 製品は、注文請求書発行時点での有効なST の販売条件に従って販売されます。

ST製品の選択並びに使用については購入される方が全ての責任を負うものとします。購入される方の製品上の操作や設計に関してST は一切の責任を負いません。

明示又は默示を問わず、STは本書においていかなる知的財産権の実施権も許諾致しません。

本書で説明されている情報とは異なる条件でST 製品が再販された場合、その製品についてSTが与えたいかなる保証も無効となります。

ST およびST ロゴはSTMicroelectronics の商標です。その他の製品またはサービスの名称は、それぞれの所有者に帰属します。

本書の情報は本書の以前のバージョンで提供された全ての情報に優先し、これに代わるものです。

この資料は、STMicroelectronics NV 並びにその子会社(以下ST)が英文で記述した資料（以下、「正規英語版資料」）を、皆様のご理解の一助として頂くためにSTマイクロエレクトロニクス(株)が英文から和文へ翻訳して作成したものです。この資料は現行の正規英語版資料の近時の更新に対応していない場合があります。この資料は、あくまでも正規英語版資料をご理解頂くための補助的参考資料のみにご利用下さい。この資料で説明される製品のご検討及びご採用にあたりましては、必ず最新の正規英語版資料を事前にご確認下さい。ST及びSTマイクロエレクトロニクス(株)は、現行の正規英語版資料の更新により製品に関する最新の情報を提供しているにも関わらず、当該英語版資料に対応した更新がなされていないこの資料の情報に基づいて発生した問題や障害などにつきましては如何なる責任も負いません。

© 2017 STMicroelectronics - All rights reserved