

# DRV8000-Q1 ドア制御用高集積、多機能ドライバ

## 1 特長

- 車載アプリケーション用に AEC-Q100 認定済み:
  - 温度グレード 1:-40°C~+125°C, T<sub>A</sub>
- **機能安全準拠予定**
  - 機能安全アプリケーション向けに開発
  - ISO26262 システム設計を支援するためのドキュメント
  - ASIL Dまでのインテグリティレベル
  - ASIL Bまでのハードウェア安全度
- 5V~35V(絶対最大定格 40V)動作範囲
- Hブリッジまたはデュアルチャネルハーフブリッジゲートドライバ
  - スマートゲートドライブアーキテクチャ
  - 100% PWMに対応するトリプラー充電ポンプ
  - 同相モードの広い電流シャントアンプ
- 1個の統合ハーフブリッジ、I<sub>OUT</sub>最大 8A (R<sub>DSON HS</sub> + LS FET = 155mΩ)
- 1個の統合ハーフブリッジ、I<sub>OUT</sub>最大 7A (R<sub>DSON HS</sub> + LS FET = 185mΩ)
- 2個の統合ハーフブリッジ、I<sub>OUT</sub>最大 4A (R<sub>DSON HS</sub> + LS FET = 440mΩ)
- 2個の統合ハーフブリッジ、I<sub>OUT</sub>最大 1.3A (R<sub>DSON HS</sub> + LS FET = 1540mΩ)
- 1個の構成可能な内蔵ハイサイドドライバをランプまたはLEDドライバとして使用、最大 I<sub>OUT</sub> 1.5/0.5A (R<sub>DSON</sub> = 0.4/1.2Ω)
- 5個の0.5/0.25A負荷用のハイサイドドライバを内蔵 (R<sub>DSON</sub>=1.2Ω)
- 1つの外部MOSFETゲートドライバ、エレクトロクロミックガラス充電用
- 1つのエレクトロクロミックガラス放電用ローサイドFET内蔵
- ハイサイドドライバ用の内部10ビットPWMジェネレータ
- すべてのハイサイドドライバは、幅広いLEDモジュールを駆動するための低電流または高電流のスレッシュホールド定電流モードをサポートしています
- 1個のヒータ用外部MOSFETゲートドライバ
  - オフライン開放負荷診断
  - 短絡検出に適した低 R<sub>DSON</sub> MOSFET の V<sub>DS</sub> 監視
- 統合ドライバ出力は電流調整機能付き(ISTRIP)
- 多重化可能なセンス出力(IPROPI)
  - 比例電流出力(IPROPI)付きの内部電流検出
  - 複数の熱クラスタによる高度なダイ温度モニタリング
  - モーターの電源電圧モニター
- 設定可能な障害動作を備えた保護および診断機能

- オフ状態とオン状態の両方で負荷診断を行い、開放負荷および短絡を検出
- 過電流および過熱保護
- **デバイス比較表**

## 2 アプリケーション

- **ドアモジュール**
- **車体制御モジュール**
- **ゾーン型モジュール**

## 3 説明

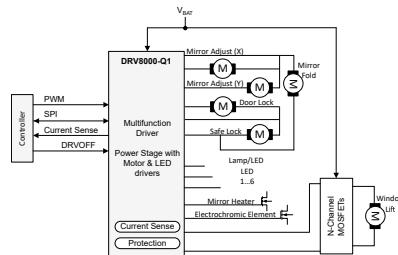
DRV8000-Q1 デバイスには、モーター(誘導性)、抵抗性および容量性負荷の駆動と診断、ランプまたは LED の駆動、加熱素子やエレクトロクロミック素子などの特殊な負荷用 MOSFET の駆動など、複数のドア制御固有の機能が内蔵されています。これらのドライバには、過電圧および低電圧モニタリング、オフラインでの開放負荷および短絡診断、ゾーンベースの温度モニタリングおよびシャットダウン保護などのオフラインおよびアクティブ診断用の保護機能が含まれています。このデバイスは、2つのハーフブリッジゲートドライバ、6つの統合ハーフブリッジ(2つのハイサイド代替モード)、6つの統合ハイサイドドライバ、ヒータ用の外部ハイサイドゲートドライバ1つ、エレクトロクロミック充電用の外部ハイサイドゲートドライバ1つ、エレクトロクロミック負荷放電用の統合ローサイドドライバ1つを搭載しています。ハーフブリッジ、ハイサイド、ヒータ、ゲートドライバは、PWM入力制御構成、センシング、診断、デバイスシステム保護機能を備えています。各ハイサイドドライバに対して、専用のプログラマブルな内部 PWM ジェネレータがあります。すべての内蔵ドライバで比例電流センスピン出力を利用できるほか、ゲートドライバ用の堅牢で柔軟な電流シャントアンプも利用可能です。

### パッケージ情報

部品番号	パッケージ <sup>(1)</sup>	パッケージサイズ(公称) <sup>(2)</sup>
DRV8000-Q1	VQFN (48)	7.00mm × 7.00mm

(1) 利用可能なすべてのパッケージについては、データシートの末尾にある注文情報を参照してください。

(2) パッケージサイズ(長さ×幅)は公称値であり、該当する場合はピンも含まれます。



このリソースの元の言語は英語です。翻訳は概要を便宜的に提供するもので、自動化ツール(機械翻訳)を使用していることがあり、TIでは翻訳の正確性および妥当性につきましては一切保証いたしません。実際の設計などの前には、ti.com で必ず最新の英語版をご参照くださいますようお願いいたします。

## 目次

1 特長	1	8.1 DRV8000-Q1_STATUS レジスタ	89
2 アプリケーション	1	8.2 DRV8000-Q1_CNFG レジスタ	99
3 説明	1	8.3 DRV8000-Q1_CTRL レジスタ	139
4 デバイスの比較	3	9 アプリケーションと実装	149
5 ピン構成および機能	4	9.1 アプリケーション情報	149
6 仕様	7	9.2 代表的なアプリケーション	149
6.1 絶対最大定格	7	9.3 初期設定	153
6.2 ESD 定格 (車載機器)	8	9.4 電源に関する推奨事項	153
6.3 推奨動作条件	8	9.5 レイアウト	153
6.4 熱に関する情報 (RGZ パッケージ)	8	10 デバイスおよびドキュメントのサポート	156
6.5 電気的特性	9	10.1 ドキュメントの更新通知を受け取る方法	156
6.6 タイミング要件	25	10.2 サポート・リソース	156
7 詳細説明	27	10.3 商標	156
7.1 概要	27	10.4 静電気放電に関する注意事項	156
7.2 機能ブロック図	28	10.5 用語集	156
7.3 外付け部品	29	11 プロダクション前の改訂履歴	156
7.4 機能説明	29	12 メカニカル、パッケージ、および注文情報	156
7.5 プログラミング	83	12.1 付録:パッケージオプション	161
8 DRV8000-Q1 レジスタ マップ	86	12.2 テープおよびリール情報	162

## 4 デバイスの比較

**表 4-1. デバイスの比較**

デバイス名	H ブリッジ ゲートドライバ	ハーフ ブリッジ ドライバ	ハイサイド ドライバ	ランプ/LED HS ドライバ	EC ゲートドライバ	ヒータ HS ゲートドライバ	電流シャント アンプ	パッケージ
DRV8000-Q1	1x	6x	5x	1x	1x	1x	1x	7x7 QFN-48 ウェッタブル フランク
DRV8001-Q1	X	6x	5x	1x	1x	1x	X	6x6 QFN-40 ウェッタブル フランク
DRV8002-Q1	1x	6x	5x	1x	X	X	1x	7x7 QFN-48 ウェッタブル フランク

**表 4-2. デバイス注文情報**

デバイス	量産開始前の部品番号	発注用型番	EVM
DRV8000-Q1	PDRV8000QWRGZRQ1	DRV8000QWRGZRQ1	DRV8000-Q1EVM
	P2DRV8000QWRGZRQ1		
DRV8001-Q1	PDRV8001QWRHARQ1	DRV8001QWRHARQ1	DRV8001-Q1EVM
DRV8002-Q1	PDRV8002QRGZRQ1	DRV8002QWRGZRQ1	DRV8000-Q1EVM
	P2DRV8002QWRGZRQ1		

## 5 ピン構成および機能

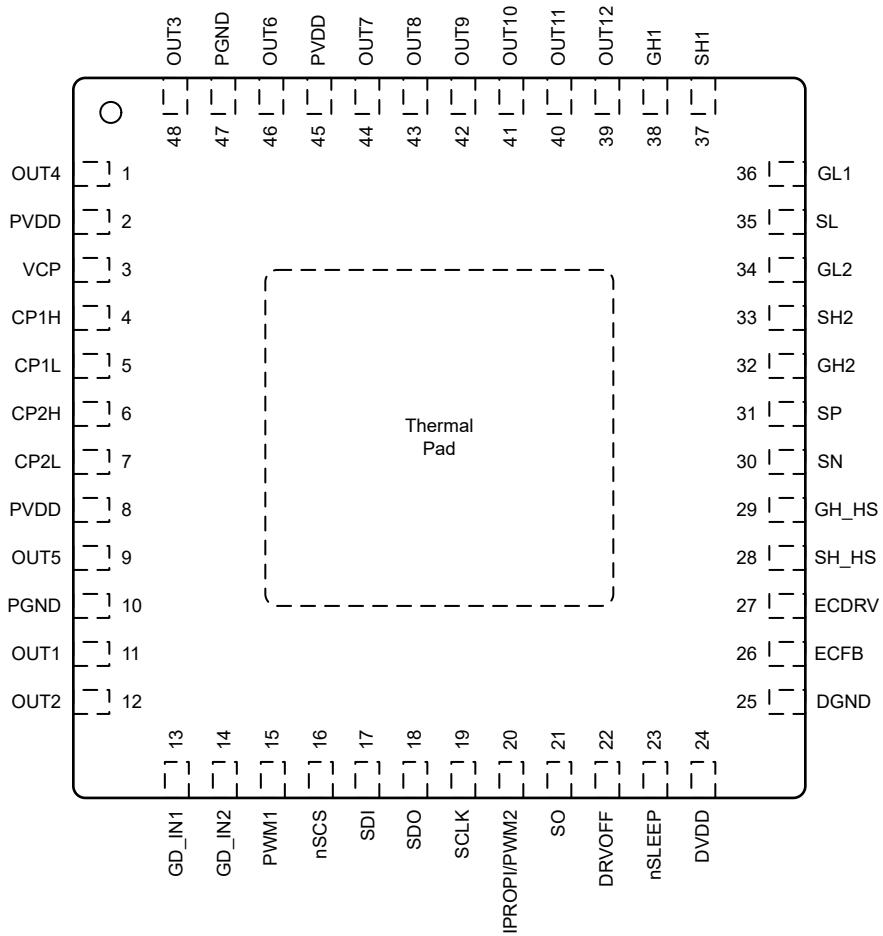


図 5-1. VQFN (RGZ) 48 ピン パッケージおよびピン機能

表 5-1. ピンの機能

ピン		I/O <sup>(1)</sup>	タイプ	説明
番号	名称			
1	OUT4	O	電源	440mΩ ハーフ ブリッジ出力 4。
2	PVDD	I	電源	デバイスドライバ電源入力。ブリッジ電源に接続します。PVDD ピンと GND ピンの間に 0.1μF の PVDD 定格セラミックコンデンサと 10μF 以上のローカル バルク容量を接続します。
3	VCP	I/O	電源	チャージポンプ出力。1μF、16V セラミックコンデンサを VCP ピンと PVDD ピンの間に接続します。
4	CP1H	I/O	電源	チャージポンプのスイッチングノード。100nF、PVDD 定格セラミックコンデンサを CP1H ピンと CP1L ピンの間に接続します。
5	CP1L	I/O	電源	
6	CP2H	I/O	電源	チャージポンプのスイッチングノード。100nF、PVDD 定格セラミックコンデンサを CP2H ピンと CP2L ピンの間に接続します。
7	CP2L	I/O	電源	
8	PVDD	I	電源	デバイスドライバ電源入力。ブリッジ電源に接続します。PVDD ピンと GND ピンの間に 0.1μF の PVDD 定格セラミックコンデンサと 10μF 以上のローカル バルク容量を接続します。
9	OUT5	O	電源	155mΩ ハーフ ブリッジ出力 5。
10	PGND	I/O	グランド	デバイスのグランド。システムグランドに接続。

**表 5-1. ピンの機能(続き)**

ピン		I/O <sup>(1)</sup>	タイプ	説明
番号	名称			
11	OUT1	O	電源	1.54Ω ハーフブリッジ出力 1。
12	OUT2	O	電源	1.54Ω ハーフブリッジ出力 2。
13	GD_IN1	I	デジタル	ゲートドライバ ハーフブリッジおよび H ブリッジ制御入力 1。
14	GD_IN2	I	デジタル	ゲートドライバ ハーフブリッジおよび H ブリッジ制御入力 2。
15	PWM1	I	デジタル	エレクトロクロミックおよびゲートドライバを除くすべてのドライバを制御するための PWM 入力 1。
16	nSCS	I	デジタル	シリアル チップ選択。このピンのロジック LOW により、シリアル インターフェイス通信が可能になります。内部プルアップ抵抗。
17	SDI	I	デジタル	シリアル データ入力。データは、SCLK ピンの立ち下がりエッジでキャプチャされます。内部プルダウン抵抗。
18	SDO	O	デジタル	シリアル データ出力。データは、SCLK ピンの立ち上がりエッジでシフト アウトされます。プッシュプル出力。
19	SCLK	I	デジタル	シリアル クロック入力。シリアル データは、このピンの対応する立ち上がりおよび立ち下がりエッジでシフト アウトおよびキャプチャされます。内部プルダウン抵抗。
20	IPROPI/PWM2	I/O	アナログ	センス出力は、ドライバ負荷電流フィードバック、PVDD 電圧フィードバック、またはサーマル クラスタ温度フィードバックのいずれかから多重化されます。ハーフブリッジドライバの 2 番目の PWM ピン入力としても構成できます。
21	SO	O	アナログ	シャントアンプ出力。
22	DRVOFF	I	アナログ	ゲートドライバのシャットダウン パス。ハイサイドおよびローサイド両方のゲートドライバ出力をプルダウンするためのロジック High 信号。内部プルダウン抵抗。
23	nSLEEP	I	アナログ	デバイスイネーブルピン。デバイスをシャットダウンし、スリープ モードに移行するロジック Low。内部プルダウン抵抗。
24	DVDD	I	電源	デバイスのロジック / デジタル出力電源入力。1.0μF、6.3V セラミック コンデンサを DVDD ピンと GND ピンの間に接続することを推奨します。
25	DGND	I/O	グランド	デバイスのグランド。システム グランドに接続。
26	ECFB	I/O	電源	EC 制御用として、ピンは電圧モニタ入力および高速放電ローサイドスイッチとして使用されます。EC 駆動機能を使用しない場合は、このピンを 10kΩ 抵抗を介して GND に接続します。
27	ECDRV	O	アナログ	EC 制御では、ピンは EC 電圧調整用の外部 MOSFET のゲートを制御します
28	SH_HS	I	アナログ	ハイサイドヒータ MOSFET のソース ピン、ヒータ負荷への出力。ハイサイド MOSFET のソースに接続します。
29	GH_HS	O	アナログ	ヒータ MOSFET 用ゲートドライバ出力。ハイサイド MOSFET のゲートに接続します。
30	SN	I	アナログ	アンプのマイナス入力。シャント抵抗のマイナス端子に接続します。 シャントアンプの入力に、追加のフィルタリングを行うことは推奨されません。
31	SP	I	アナログ	アンプのプラス入力。シャント抵抗のプラス端子に接続します。 シャントアンプの入力に、追加のフィルタリングを行うことは推奨されません。
32	GH2	O	アナログ	ハイサイド ゲートドライバ出力。ハイサイド MOSFET のゲートに接続します。クロスオーバー遷移タイミングへの影響を与えるため、ゲート駆動直列抵抗は推奨されません。
33	SH2	I	アナログ	ハイサイドソース センス入力。ハイサイド MOSFET ソースに接続します。
34	GL2	O	アナログ	ローサイド ゲートドライバ出力。ローサイド MOSFET のゲートに接続します。
35	SL	I	アナログ	ローサイド MOSFET ゲートドライブ センス機能とパワーリターン。ローサイド MOSFET グランドリターンへの低インピーダンスバスにより、システム グランドに接続します。
36	GL1	O	アナログ	ローサイド ゲートドライバ出力。ローサイド MOSFET のゲートに接続します。
37	SH1	I	アナログ	ハイサイドソース センス入力。ハイサイド MOSFET ソースに接続します。

表 5-1. ピンの機能 (続き)

番号	ピン 名称	I/O <sup>(1)</sup>	タイプ	説明
38	GH1	O	電源	ハイサイド ゲートドライバ出力。ハイサイド MOSFET のゲートに接続します。クロスオーバー遷移タイミングへの影響を与えるため、ゲート駆動直列抵抗は推奨されません。
39	OUT12	O	電源	1.2Ω ハイサイド ドライバ出力 12。ローサイド負荷に接続します。
40	OUT11	O	電源	1.2Ω ハイサイド ドライバ出力 11。EC 駆動用の SC 保護スイッチとして構成できます。ローサイド負荷に接続します。
41	OUT10	O	電源	1.2Ω ハイサイド ドライバ出力 10。ローサイド負荷に接続します。
42	OUT9	O	電源	1.2Ω ハイサイド ドライバ出力 9。ローサイド負荷に接続します。
43	OUT8	O	電源	1.2Ω ハイサイド ドライバ出力 8。ローサイド負荷に接続します。
44	OUT7	O	電源	構成可能な $R_{DS(on)}$ (400mΩ/1200mΩ) を搭載したハイサイド ドライバ出力。ローサイド負荷に接続します。
45	PVDD	I	電源	デバイスドライバ電源入力。プリッジ電源に接続します。PVDD ピンと GND ピンの間に 0.1μF の PVDD 定格セラミックコンデンサと 10μF 以上のローカル バルク容量を接続します。
46	OUT6	O	電源	185mΩ ハーフ プリッジ出力 6。
47	PGND	I/O	グランド	デバイスのグランド。システム グランドに接続。
48	OUT3	O	電源	440mΩ ハーフ プリッジ出力 3。

(1) I = 入力、O = 出力

## 6 仕様

### 6.1 絶対最大定格

動作温度範囲外 (特に記述のない限り)(1)

		最小値	最大値	単位
電源ピン電圧	PVDD	-0.3	40	V
電源過渡電圧ランプ	PVDD		2	V/μs
デジタル ロジック電源電圧ランプ	DVDD		2	V/μs
グランドピン間の電圧差	GND、PGND	-0.3	0.3	V
チャージポンプピン電圧	VCP	-0.3	PVDD + 15	V
チャージポンプハイサイドピン電圧	CP1H	V <sub>PVDD</sub> - 0.3	V <sub>VCP</sub> + 0.3	V
チャージポンプハイサイドピン電圧	CP2H	V <sub>PVDD</sub> - 0.6	V <sub>VCP</sub> + 0.3	V
チャージポンプローサイドピン電圧	CP1L、CP2L	-0.3	V <sub>PVDD</sub> + 0.3	V
デジタルレギュレータピン電圧	DVDD	-0.3	5.75	V
ロジックピン電圧	GD_INx、PWM1、IPROPI/PWM2、 DRVOFF、nSLEEP、SCLK、SDI、nSCS	-0.3	5.75	V
出力ロジックピン電圧	SDO	-0.3	V <sub>DVDD</sub> + 0.3	V
出力ピン電圧	OUT1-OUT12	-0.3	V <sub>PVDD</sub> + 0.9	V
出力電流	OUT1-OUT12、ECFB、ECDRV	内部的に制限	内部的に制限	A
ヒータおよびエレクトロクロミック MOSFET ゲート駆動ピン電圧	GH_HS	V <sub>SH_HS</sub> - 0.3 ~ V <sub>SH_HS</sub> + 13	V <sub>VCP</sub> + 0.3	V
ヒータおよびエレクトロクロミック MOSFET ソースピン電圧	SH_HS、ECFB、ECDRV	-0.3	V <sub>PVDD</sub> + 0.3	V
ハイサイドドライバおよびヒーター MOSFET ソースピンの最大エネルギー消費、T <sub>J</sub> = 25 °C、L <sub>LOAD</sub> < 100 μH	OUT7-OUT12、SH_HS	-	1	mJ
ハイサイドゲートドライブピン電圧	GHx <sup>(2)</sup>	-2	V <sub>VCP</sub> + 0.3	V
過渡 1μs ハイサイドゲートドライブピン電圧	GHx <sup>(2)</sup>	-5	V <sub>VCP</sub> + 0.3	V
SHxを基準とするハイサイドゲートドライブピン電圧	GHx <sup>(2)</sup>	-0.3	13.5	V
ハイサイドセンスピン電圧	SHx <sup>(2)</sup>	-2	40	V
過渡 1μs ハイサイドセンスピン電圧	SHx <sup>(2)</sup>	-5	40	V
ローサイドゲートドライブピン電圧	GLx <sup>(2)</sup>	-2	13.5	V
過渡 1μs ローサイドゲートドライブピン電圧	GLx <sup>(2)</sup>	-3	13.5	V
SLを基準とするローサイドゲートドライブピン電圧	GLx <sup>(2)</sup>	-0.3	13.5	V
ローサイドセンスピン電圧	SL <sup>(2)</sup>	-2	2	V
過渡 1μs のローサイドセンスピン電圧	SL <sup>(2)</sup>	-3	3	V
ゲート駆動電流	GHx、GLx	内部的に制限	内部的に制限	A
アンプ入力ピン電圧	SN、SP	-2	V <sub>VCP</sub> + 0.3	V
過渡 1μs アンプ入力ピン電圧	SN、SP	-5	V <sub>VCP</sub> + 0.3	V
アンプ入力差動電圧	SN、SP	-5.75	5.75	V
アンプ出力ピン電圧	SO	-0.3	V <sub>DVDD</sub> + 0.3	V
周囲温度、T <sub>A</sub>		-40	125	°C
接合部温度、T <sub>J</sub>		-40	150	°C
保管温度、T <sub>stg</sub>		-65	150	°C

(1) 「絶対最大定格」の範囲外の動作は、デバイスの永続的な損傷の原因となる可能性があります。「絶対最大定格」は、これらの条件において、または「推奨動作条件」に示された値を超える他のいかなる条件でも、本製品が正しく動作することを意味するものではありません。「絶対最大定格」

の範囲内であっても「推奨動作条件」の範囲外で使用すると、デバイスが完全に機能しない可能性があり、デバイスの信頼性、機能、性能に影響を及ぼし、デバイスの寿命を縮める可能性があります。

- (2) GHx, SHx, GLx、または SL に対する PVDD は 40V を超えないようにします。PVDD が 35V を超える場合、GHx, SHx, GLx、および SL の負電圧は、この定格を超えないように制限しなければなりません。PVDD が 35V 未満の場合、GHx, SHx, GLx, SL の完全な負定格が利用可能です。

## 6.2 ESD 定格 (車載機器)

				値	単位
$V_{(ESD)}$	静電放電	人体モデル (HBM), AEC Q100-002 HBM ESD <sup>(1)</sup> 分類レベル 2 準拠		PVDD, OUT1~OUT12, ECFB, GND	$\pm 4000$
		その他のすべてのピン		$\pm 2000$	V
		荷電デバイス モデル (CDM), AEC Q100-011 CDM ESD 分類レベル C4B 準拠		角のピン	$\pm 750$
				その他のピン	$\pm 500$

- (1) AEC Q100-002 は、HBM ストレス試験を ANSI / ESDA / JEDEC JS-001 仕様に従って実施しなければならないと規定しています。

## 6.3 推奨動作条件

動作温度範囲内 (特に記述のない限り)

			最小値	公称値	最大値	単位
$V_{PVDD}$	電源電圧	PVDD	5	35	V	
$I_{HS}^{(1)}$	ハイサイド平均ゲートドライブ電流	GHx	0	15	mA	
$I_{LS}^{(1)}$	ローサイド平均ゲートドライブ電流	GLx	0	15	mA	
$V_{DVDD}$	ロジック入力電圧	DVDD	3.1	5.5	V	
$V_{DIN}$	デジタル入力電圧	GD_INx, PWM1, IPROPI/PWM2, DRVOFF, SO, SCLK, SDI	0	5.5	V	
$I_{DOUT}$	デジタル出力電流	SDO	0	5	mA	
$f_{PWM}$	入力 PWM 周波数	PWM1, IPROPI/PWM2	0	25	kHz	
$V_{IPOPI}$	$V_{PVDD} < 7\text{ V}$ のアナログ出力電圧	IPOPI (IPOPI/PWM2 ピン)	0	5.2	V	
$V_{IPOPI}$	$V_{PVDD} < 7\text{ V}$ のアナログ出力電圧	IPOPI (IPOPI/PWM2 ピン)	0	$V_{PVDD} - 1.8$	V	
$I_{SO}$	シャントアンプ出力電流	SO	0		5	mA
$T_A$	動作時の周囲温度		-40	125	°C	
$T_J$	動作時接合部温度		-40	150	°C	

- (1) 消費電力および温度の制限に従う必要があります。

## 6.4 热に関する情報 (RGZ パッケージ)

熱評価基準 <sup>(1)</sup>		RGZ パッケージ	単位
$R_{\theta JA}$	接合部から周囲への熱抵抗	23.3	°C/W
$R_{\theta JC(top)}$	接合部からケース (上面) への熱抵抗	11.7	°C/W
$R_{\theta JB}$	接合部から基板への熱抵抗	7.0	°C/W
$\Psi_{JT}$	接合部から上面への特性パラメータ	0.1	°C/W
$\Psi_{JB}$	接合部から基板への特性パラメータ	7.0	°C/W
$R_{\theta JC(bot)}$	接合部からケース (底面) への熱抵抗	1.3	°C/W

- (1) 従来および最新の熱評価基準の詳細については、『半導体および IC パッケージの熱評価基準』アプリケーション レポートを参照してください。

## 6.5 電気的特性

$5V \leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、 $3.1V \leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、 $-40^{\circ}C \leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
<b>電源 (DVDD, VCP, PVDD)</b>					
$I_{PVDDQ}$	$PVDD$ スリープ モード電流	$V_{PVDD} = 13.5V$ , $nSLEEP = 0V$ $-40 \leq T_J \leq 85^{\circ}C$		3.5	5.5 $\mu A$
$I_{DVDDQ}$	$DVDD$ スリープ モード電流	$V_{PVDD} = 13.5V$ , $nSLEEP = 0V$ $-40 \leq T_J \leq 85^{\circ}C$		3	4 $\mu A$
$I_{PVDD}$	$PVDD$ アクティブ モード電流	$V_{PVDD} = 13.5$ , $nSLEEP = V_{DVDD}$		8.7	14.5 $mA$
$I_{PVDD}$	$PVDD$ アクティブモード電流、低減オプション。	$V_{PVDD} = 13.5$ , $nSLEEP = V_{DVDD}$ 、ダブルモードのチャージポンプ。		7	11.5 $mA$
$I_{DVDD}$	$DVDD$ アクティブ モード電流	$SDO = 0V$		5	8.5 $mA$
$I_{DVDD}$	$DVDD$ アクティブモード電流、低減オプション	$SDO = 0V$ 、ダブルモードのチャージポンプ。		3.3	7 $mA$
$I_{PVDD\_CP\_DIS}$	$PVDD$ チャージポンプ無効モード電流	$V_{PVDD} = 13.5V$ , $DIS\_CP = 1$ , $EN\_GD = 0$ , $HEAT\_EN = 0$ , $EC\_ON = 0$ , $OUTx\_EN = 0$		1.2	4.5 $mA$
$I_{DVDD\_CP\_DIS}$	$DVDD$ チャージポンプ無効モード電流	$V_{PVDD} = 13.5V$ , $DIS\_CP = 1$ , $EN\_GD = 0$ , $HEAT\_EN = 0$ , $EC\_ON = 0$ , $OUTx\_EN = 0$		3.4	8.5 $mA$
$t_{WAKE}$	ターンオン時間	$nSLEEP = V_{DVDD}$ でアクティブ モード		670	850 $\mu s$
$t_{SLEEP}$	ターンオフ時間	$nSLEEP = 0V$ でスリープ モード			1 $ms$
$t_{DRVOFF\_FLT_R}$	$DRVOFF$ 信号がアサートされるまでのフィルタ時間	$DRVOFF = 0V \sim V_{DVDD}$		15	$\mu s$
$f_{VDD}$	デジタル発信器のスイッチング周波数	拡散スペクトラムの 1 次周波数	12.83	14.25	15.68 $MHz$
$f_{VDD}$	デジタル発振器のスペクトラム拡散範囲	主要周波数のセンタースプレッド	-7		7 %
$V_{VCP}$	$PVDD$ を基準とするチャージポンプ レギュレータ電圧	$V_{PVDD} \geq 9V$ , $I_{VCP} \leq 20mA$	9.5	10.5	12.5 $V$
$V_{VCP}$	$PVDD$ を基準とするチャージポンプ レギュレータ電圧	$V_{PVDD} = 7V$ , $I_{VCP} \leq 15mA$	8.5	9	12 $V$
$V_{VCP}$	$PVDD$ を基準とするチャージポンプ レギュレータ電圧	$V_{PVDD} = 5V$ , $I_{VCP} \leq 12mA$	6.8	7.5	11 $V$
$t_{CP\_tran}$	ダブルモードとトリプルモード間のチャージポンプ遷移時間			300	$\mu s$
$t_{CP\_EN}$	イネーブルコマンド後のチャージポンプのターンオン時間。初期化を含みます。			500	550 $\mu s$
$I_{VCP\_LIM}$	チャージポンプの出力電流制限	$V_{PVDD} = 13.5V$ , $C_{FLY1} = C_{FLY2} = 100nF$ , $C_{VCP} = 1 \mu F$ , チャージポンプ起動時の突入電流		500	$mA$
$f_{VCP}$	チャージポンプのスイッチング周波数	拡散スペクトラムの 1 次周波数	400		$kHz$
<b>論理レベル入力 (INx, nSLEEP, SCLK, SDI, など)</b>					
$V_{IL}$	入力ロジック Low 電圧	$DRVOFF$ , $GD\_INx$ , $PWM1$ , $IPROPI/PWM2$ , $nSLEEP$ , $SCLK$ , $SDI$	0.3	$V_{DVDD} \times 0.3$	$V$
$V_{IH}$	入力ロジック High 電圧	$DRVOFF$ , $GD\_INx$ , $PWM1$ , $IPROPI/PWM2$ , $nSLEEP$ , $SCLK$ , $SDI$	$V_{DVDD} \times 0.7$	5.5	$V$
$V_{HYS}$	入力ヒステリシス	$DRVOFF$ , $GD\_INx$ , $PWM1$ , $IPROPI/PWM2$ , $nSLEEP$ , $SCLK$ , $SDI$	$V_{DVDD} \times 0.15$		$V$
$I_{IL}$	入力ロジック Low 電流	$V_{DIN} = 0V$ , $DRVOFF$ , $GD\_INx$ , $PWM1$ , $IPROPI/PWM2$ , $nSLEEP$ , $SCLK$ , $SDI$	-5	5	$\mu A$
$I_{IL}$	入力ロジック Low 電流	$V_{DIN} = 0V$ , $nSCS$	25	50	$\mu A$

5V  $\leq V_{PVDD} \leq$  35V、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq$  5.5V、-40°C  $\leq T_J \leq$  150°C (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}\text{C}$  に対して適用されます。

パラメータ		テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$I_{IH}$	入力ロジック High 電流	$V_{DIN} = V_{DVDD}$ , nSCS	-5	5	$\mu\text{A}$	
$I_{IH}$	入力ロジック High 電流	$V_{DIN} = V_{DVDD}$ , DRVOFF, GD_INx, PWM1, IPROPI/PWM2, nSLEEP, SCLK, SDI		25	50	$\mu\text{A}$
$R_{PD}$	入力プルダウン抵抗	GND, DRVOFF, GD_INx, PWM1, IPROPI/PWM2, nSLEEP, SCLK, SDI $\sim$	140	200	260	$\text{k}\Omega$
$R_{PU}$	入力プルアップ抵抗	DVDD, nSCS $\sim$ 接続	140	200	265	$\text{k}\Omega$

#### プッシュプル出力 SDO

$V_{OL}$	出力ロジック Low 電圧	$I_{OD} = 5\text{mA}$		0.5	V
$V_{OH}$	ロジック High 出力電圧	$I_{OD} = -5\text{mA}$ , SDO	$DVDD \times 0.8$		V

#### ゲートドライバ (GHx, GLx, SHx, SL)

$V_{GHx\_L}$	GHx Low レベル出力電圧	$I_{DRVN\_HS} = I_{STRONG}$ , $I_{GHx} = 1\text{mA}$ , GHx $\sim$ SHx	0	0.25	V	
$V_{GLx\_L}$	GLx Low レベル出力電圧	$I_{DRVN\_LS} = I_{STRONG}$ , $I_{GLx} = 1\text{mA}$ , GLx $\sim$ SL	0	0.25	V	
$V_{GHx\_H}$	GHx High レベル出力電圧	$I_{DRVP\_HS} = I_{HOLD}$ , $I_{GHx} = 1\text{mA}$ , VCP $\sim$ GHx	0	0.25	V	
$V_{GLx\_H}$	GLx High レベル出力電圧	$I_{DRVP\_LS} = I_{HOLD}$ , $I_{GLx} = 1\text{mA}$ , 10.5V $\leq V_{PVDD} \leq V_{PVDD\_OV}$ , GLx $\sim$ SL。 $V_{PVDD} > V_{PVDD\_OV}$ の場合、ゲートドライバはオフになります	9.35	10.5	12.5	V

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$I_{DRV8}$	$IDRVP_x = 0000b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	0.2	0.5	0.83	mA
	$IDRVP_x = 0001b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	0.5	1	1.6	mA
	$IDRVP_x = 0010b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	1.3	2	2.8	mA
	$IDRVP_x = 0011b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	2.1	3	4	mA
	$IDRVP_x = 0100b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	2.9	4	5.3	mA
	$IDRVP_x = 0101b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	3.7	5	6.45	mA
	$IDRVP_x = 0110b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	4.45	6	7.65	mA
	$IDRVP_x = 0111b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	5.5	7	9	mA
	$IDRVP_x = 1000b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	5.6	8	10.2	mA
	$IDRVP_x = 1001b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	8.8	12	15.2	mA
	$IDRVP_x = 1010b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	11.6	16	20.4	mA
	$IDRVP_x = 1011b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	16	20	25.4	mA
	$IDRVP_x = 1100b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	17.6	24	30.4	mA
	$IDRVP_x = 1101b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	24	31	40	mA
	$IDRVP_x = 1110b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	28	48	62	mA
	$IDRVP_x = 1111b, V_{GSx} = 3V, V_{PVDD} \geq 7V$	46	62	78	mA

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ		テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$I_{DRVN}$	ピーク ゲート電流 (シンク)	IDRVN_x = 0000b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	0.07	0.5	0.85	mA
		IDRVN_x = 0001b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	0.23	1	1.7	mA
		IDRVN_x = 0010b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	0.7	2	3.2	mA
		IDRVN_x = 0011b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	1.2	3	4.6	mA
		IDRVN_x = 0100b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	1.75	4	5.9	mA
		IDRVN_x = 0101b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	2.4	5	7.2	mA
		IDRVN_x = 0110b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	3	6	8.5	mA
		IDRVN_x = 0111b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	3.6	7	9.8	mA
		IDRVN_x = 1000b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	4.3	8	11	mA
		IDRVN_x = 1001b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	7.3	12	16	mA
		IDRVN_x = 1010b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	10.6	16	20.4	mA
		IDRVN_x = 1011b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	14	20	25.3	mA
		IDRVN_x = 1100b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	17.8	24	30.2	mA
		IDRVN_x = 1101b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	23.8	31	40.2	mA
		IDRVN_x = 1110b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	27	48	63	mA
		IDRVN_x = 1111b, $V_{GSx} = 3V$ , $V_{PVDD} \geq 7V$	45	62	79	mA
$I_{HOLD}$	ゲート プルアップ ホールド電流	ゲートホールドソース電流、 $V_{GSx} = 3V$	5	16	30	mA
$I_{STRONG}$	ゲート プルダウン強電流	$V_{GSx} = 3V$ , $I_{DRV} = 0.5 \sim 12mA$	30	62	100	mA
$I_{STRONG}$	ゲート プルダウン強電流	$V_{GSx} = 3V$ , $I_{DRV} = 16 \sim 62mA$	45	128	200	mA
$R_{PDSA\_LS}$	ローサイド セミアクティブゲートプルダウン	$GLx \sim SL$ , $V_{GSx} = 3V$		1.8		kΩ
$R_{PDSA\_LS}$	ローサイド セミアクティブゲートプルダウン	$GLx \sim SL$ , $V_{GSx} = 1V$		5		kΩ
$R_{PD\_HS}$	ハイサイド パッシブ ゲートプルダウン抵抗	$GHx \sim SHx$		150		kΩ
$R_{PD\_LS}$	ローサイド パッシブ ゲートプルダウン抵抗	$GLx \sim SL$		150		kΩ
$I_{SHx}$	スイッチ ノード センスリーフ電流	$SHx \sim \text{流入}$ 、 $SHx = PVDD \leq 28V$ $GHx - SHx = 0V$ , $nSLEEP = 0V$	-5	0	20	μA
<b>ゲートドライバタイミング (GHx, GLx)</b>						
$t_{PDR\_LS}$	ローサイド立ち上がり伝搬遅延	GLx への入力の立ち上がり	300	850		ns
$t_{PDF\_LS}$	ローサイド立ち下がり伝搬遅延	GLx への入力の立ち下がり	300	600		ns
$t_{PDR\_HS}$	ハイサイド立ち上がり伝搬遅延	GHx への入力の立ち上がり	300	600		ns
$t_{PDF\_HS}$	ハイサイド立ち下がり伝搬遅延	GHx への入力の立ち上がり	300	600		ns

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ		テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$t_{DEAD}$	内部ハンドシェイク デッドタイム	GLx/GHx 10% 立ち下がりから GHx/GLx 10%立ち上がり			350	ns
$t_{DEAD\_D}$	挿入可能なデジタル デッドタイム	VGS_TDEAD = 00b、ハンドシェイクのみ			0	μs
		VGS_TDEAD = 01b	1.6	2	2.4	μs
		VGS_TDEAD = 10b	3.4	4	4.6	μs
		VGS_TDEAD = 11b	6	8	10	μs

#### 電流シャントアンプ (SN、SO、SP)

$V_{COM}$	コモン モード入力範囲		-2	$V_{PVDD} + 2$	V
$G_{CSA}$	検出アンプのゲイン	CSA_GAIN = 00b	9.75	10	10.25
		CSA_GAIN = 01b	19.5	20	20.5
		CSA_GAIN = 10b	38.8	40	41.2
		CSA_GAIN = 11b	77.6	80	82.4
$t_{SET}$	$\pm 1\%$ までのセンス アンプ セッティング タイム	$V_{SO\_STEP} = 1.5V$ 、 $G_{CSA} = 10V/V$ $C_{so} = 60pF$			2.2
		$V_{SO\_STEP} = 1.5V$ 、 $G_{CSA} = 20V/V$ $C_{so} = 60pF$			2.2
		$V_{SO\_STEP} = 1.5V$ 、 $G_{CSA} = 40V/V$ $C_{so} = 60pF$			2.2
		$V_{SO\_STEP} = 1.5V$ 、 $G_{CSA} = 80V/V$ $C_{so} = 60pF$			3
$t_{BLK\_CSA}$	センスアンプ出力プランギング時間 (ゲートドライバ TDRIVE の %)	CSA_BLK = 000b			0
		CSA_BLK = 001b			25
		CSA_BLK = 010b			37.5
		CSA_BLK = 011b			50
		CSA_BLK = 100b			62.5
		CSA_BLK = 101b			75
		CSA_BLK = 110b			87.5
		CSA_BLK = 111b			100
$t_{SLEW\_CSA}$	出力スルーレート	$C_{so} = 60pF$			2.5
$V_{BIAS}$	出力電圧バイアス	$V_{SPx} = V_{SNx} = 0V$ 、 $CSA\_DIV = 0b$			$V_{DVDD} / 2$
		$V_{SPx} = V_{SNx} = 0V$ 、 $CSA\_DIV = 1b$			$V_{DVDD} / 8$
$V_{LINEAR}$	リニア出力電圧範囲	$V_{DVDD} = 3.3V = 5V$	0.25	$V_{DVDD} - 0.25$	V
$V_{OFF}$	入力オフセット電圧	$V_{SPx} = V_{SNx} = 0V$ 、 $T_J = 25^{\circ}C$	-1	1	mV
$V_{OFF\_D}$	入力オフセット電圧ドリフト	$V_{SPx} = V_{SNx} = 0V$			$\pm 10 \mu V / ^{\circ}C$
$I_{BIAS}$	入力バイアス電流	$V_{SPx} = V_{SNx} = 0V$			100 μA
$I_{BIAS\_OFF}$	入力バイアス電流オフセット	$I_{SPx} - I_{SNx}$			100 μA
$CMRR$	同相除去比	DC、-40 $\leq T_J \leq 125^{\circ}C$	72	90	dB
		DC、-40 $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$	69	90	dB
		20kHz			80
$PSRR$	電源除去比	PVDD~SOx, DC			100
		PVDD~SOx, 20kHz			90
		PVDD~SOx, 400kHz			70

#### ゲートドライバ保護回路

$5V \leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、 $3.1V \leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、 $-40^{\circ}C \leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位	
$V_{CP\_UV}$	$V_{VCP} - V_{PVDD}, V_{VCP}$ 立ち下がり $V_{CP\_UV\_MODE} = 0b$	4	4.75	5.5	V	
	$V_{VCP} - V_{PVDD}, V_{VCP}$ 立ち下がり $V_{CP\_UV\_MODE} = 1b$	5.5	6.25	7	V	
$t_{CP\_UV\_DG}$	チャージポンプ低電圧グリッチ除去時間	8	10	12.75	$\mu s$	
$V_{CP\_SO}$	チャージポンプのトリプラからダプラへの切り替えスレッショルド	$V_{PVDD}$ 立ち上がり	17.75	18.75	19.75	V
$V_{CP\_SO}$	チャージポンプのトリプラからダプラへの切り替えスレッショルド	$V_{PVDD}$ 立ち下がり	16.75	17.75	18.75	V
$t_{CP\_SO\_HYS}$	チャージポンプのトリプラからダプラへのスレッショルドヒステリシス			1.15	V	
$t_{CP\_SO\_DG}$	チャージポンプのトリプラからダプラへの切り替えスレッショルド グリッチ除去	8	10	12.75	$\mu s$	
$V_{GS\_CLP}$	ハイサイドドライバ VGS 保護クランプ	12.5	15	17	V	
$V_{GS\_LVL}$	ゲート電圧監視スレッショルド	$V_{GHx} - V_{SHx}, V_{GLx} - V_{PGND}, VGS\_LVL = 0b$	1.1	1.4	1.75	V
		$V_{GHx} - V_{SHx}, V_{GLx} - V_{PGND}, VGS\_LVL = 1b$	0.75	1	1.2	V
$t_{GS\_FLT\_DG}$	$V_{GS}$ 障害監視グリッチ除去時間	1.5	2	2.75	$\mu s$	
$t_{GS\_HS\_DG}$	$V_{GS}$ ハンドシェイク監視グリッチ除去時間			210	ns	
$t_{DRIVE}$	$V_{GS}$ および $V_{DS}$ 監視ブランкиング時間	$VGS\_TDRV = 000b$	1.5	2	$\mu s$	
		$VGS\_TDRV = 001b$	3.25	4	4.75	$\mu s$
		$VGS\_TDRV = 010b$	6	8	10	$\mu s$
		$VGS\_TDRV = 011b$	10	12	14	$\mu s$
		$VGS\_TDRV = 100b$	14	16	18	$\mu s$
		$VGS\_TDRV = 101b$	20	24	28	$\mu s$
		$VGS\_TDRV = 110b$	28	32	36	$\mu s$
		$VGS\_TDRV = 111b$	80	96	120	$\mu s$

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$V_{DS\_LVL}$	$VDS\_LVL\_x = 0000b$ , BRG_MODE = 00b	0.050	0.062	0.074	V
	$VDS\_LVL\_x = 0001b$ , BRG_MODE = 00b	0.070	0.084	0.098	V
	$VDS\_LVL\_x = 0010b$ , BRG_MODE = 00b	0.089	0.105	0.123	V
	$VDS\_LVL\_x = 0011b$ , BRG_MODE = 00b	0.108	0.127	0.147	V
	$VDS\_LVL\_x = 0100b$ , BRG_MODE = 00b	0.128	0.148	0.170	V
	$VDS\_LVL\_x = 0101b$ , BRG_MODE = 00b	0.147	0.169	0.195	V
	$VDS\_LVL\_x = 0110b$ , BRG_MODE = 00b	0.166	0.191	0.218	V
	$VDS\_LVL\_x = 0111b$ , BRG_MODE = 00b	0.185	0.212	0.243	V
	$VDS\_LVL\_x = 1000b$ , BRG_MODE = 00b	0.278	0.318	0.363	V
	$VDS\_LVL\_x = 1001b$ , BRG_MODE = 00b	0.372	0.425	0.483	V
	$VDS\_LVL\_x = 1010b$ , BRG_MODE = 00b	0.466	0.532	0.605	V
	$VDS\_LVL\_x = 1011b$ , BRG_MODE = 00b	0.562	0.638	0.725	V
	$VDS\_LVL\_x = 1100b$ , BRG_MODE = 00b	0.655	0.745	0.847	V
	$VDS\_LVL\_x = 1101b$ , BRG_MODE = 00b	0.942	1.066	1.208	V
$V_{DS\_LVL}$	$VDS\_LVL\_x = 1110b$ , BRG_MODE = 00b	1.322	1.494	1.692	V
	$VDS\_LVL\_x = 1111b$ , BRG_MODE = 00b	1.890	2.132	2.411	V
	$VDS\_LVL\_x = 0000b$	0.051	0.06	0.069	V
	$VDS\_LVL\_x = 0001b$	0.068	0.08	0.092	V
	$VDS\_LVL\_x = 0010b$	0.085	0.10	0.115	V
	$VDS\_LVL\_x = 0011b$	0.102	0.12	0.138	V
	$VDS\_LVL\_x = 0100b$	0.119	0.14	0.161	V
	$VDS\_LVL\_x = 0101b$	0.136	0.16	0.184	V
	$VDS\_LVL\_x = 0110b$	0.153	0.18	0.207	V
	$VDS\_LVL\_x = 0111b$	0.17	0.2	0.23	V
	$VDS\_LVL\_x = 1000b$	0.255	0.3	0.345	V
	$VDS\_LVL\_x = 1001b$	0.35	0.4	0.45	V
	$VDS\_LVL\_x = 1010b$	0.44	0.5	0.56	V
	$VDS\_LVL\_x = 1011b$	0.52	0.6	0.68	V
	$VDS\_LVL\_x = 1100b$	0.61	0.7	0.79	V
	$VDS\_LVL\_x = 1101b$	0.88	1	1.12	V
	$VDS\_LVL\_x = 1110b$	1.2	1.4	1.6	V
	$VDS\_LVL\_x = 1111b$	1.75	2	2.25	V

5V  $\leq V_{PVDD} \leq$  35V、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq$  5.5V、-40°C  $\leq T_J \leq$  150°C (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^\circ C$  に対して適用されます。

パラメータ		テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$t_{DS\_DG}$	$V_{DS}$ 過電流保護グリッチ除去時間	$V_{DS\_DG} = 00b$	0.75	1	1.5	$\mu s$
		$V_{DS\_DG} = 01b$	1.5	2	2.5	$\mu s$
		$V_{DS\_DG} = 10b$	3.25	4	4.75	$\mu s$
		$V_{DS\_DG} = 11b$	6	8	10	$\mu s$
$I_{OLD\_PU}$	オフライン診断用電流ソース	プルアップ電流		3.5		mA
$I_{OLD\_PD}$	オフライン診断用電流ソース	プルダウン電流		4		mA
$R_{OLD}$	オフライン オープン負荷抵抗検出スレッショルド	$V_{DS\_LVL} = 1.4V$ 、 $5V \leq V_{PVDD} \leq 18V$		22	50	k $\Omega$
		$V_{DS\_LVL} = 1.4V$ 、 $5V \leq V_{PVDD} \leq 37V$		22	105	k $\Omega$
		$V_{DS\_LVL} = 2V$ 、 $5V \leq V_{PVDD} \leq 18V$		10	25	k $\Omega$
		$V_{DS\_LVL} = 2V$ 、 $5V \leq V_{PVDD} \leq 37V$		10	50	k $\Omega$

#### ヒーター MOSFET ドライバ

$I_{GH\_HS\_HEAT}$	平均充電電流	$T_J = 25^\circ C$	50		mA	
$R_{GL\_HEAT}$	オン抵抗(放電段)	$T_J = 25^\circ C$	15	20	25	$\Omega$
$R_{GL\_HEAT}$	オン抵抗(放電段)	$T_J = 125^\circ C$		28	36	$\Omega$
$V_{GH\_HS\_HIGH}$	GH_HS の High レベル出力電圧	$V_{PVDD} = 5V$ 、 $I_{CP} = 15mA$	$V_{SH\_HS} + 6$		V	
$V_{GH\_HS\_HIGH}$	GH_HS の High レベル出力電圧	$V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $I_{CP} = 15mA$	$V_{SH\_HS} + 8$	$V_{SH\_HS} + 10$	$V_{SH\_HS} + 11.5$	V
$I_{HEAT\_SH\_ST\_BY\_LK}$	SH_HS のリーク電流スタンバイ			25		$\mu A$
$R_{GS\_HEAT}$	パッシブ ゲート クランプ抵抗		150			k $\Omega$
$t_{PDR\_GH\_HS}$	GH_HS の立ち上がり伝搬遅延	$V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $R_G = 0\Omega$ 、 $C_G = 2.7nF$	0.6			$\mu s$
$t_{PDF\_GH\_HS}$	GH_HS の立ち下がり伝搬遅延	$V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{SH\_HS} = 0V$ 、 $R_G = 0\Omega$ 、 $C_G = 2.7nF$		0.5		$\mu s$
$t_{RISE\_GH\_HS}$	立ち上がり時間(スイッチ モード)	$V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{SH\_HS} = 0V$ 、 $R_G = 0\Omega$ 、 $C_G = 2.7nF$		300		ns
$t_{FALL\_GH\_HS}$	立ち下がり時間(スイッチ モード)	$V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{SH\_HS} = 0V$ 、 $R_G = 0\Omega$ 、 $C_G = 2.7nF$		170		ns

#### ヒーター保護回路

$V_{DS\_LVL\_HEAT}$	ヒーター用 MOSFET の $V_{DS}$ 過電流保護スレッショルド	$HEAT\_VDS\_LVL = 0000b$	0.050	0.06	0.07	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 0001b$	0.067	0.08	0.093	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 0010b$	0.085	0.10	0.115	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 0011b$	0.102	0.12	0.138	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 0100b$	0.119	0.14	0.161	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 0101b$	0.136	0.16	0.184	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 0110b$	0.153	0.18	0.207	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 0111b$	0.17	0.2	0.23	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 1000b$	0.204	0.240	0.276	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 1001b$	0.238	0.280	0.322	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 1010b$	0.272	0.320	0.368	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 1011b$	0.306	0.360	0.414	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 1100b$	0.340	0.400	0.460	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 1101b$	0.374	0.440	0.506	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 1110b$	0.476	0.560	0.644	V
		$HEAT\_VDS\_LVL = 1111b$	0.85	1	1.15	V

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ		テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$t_{DS\_HEAT\_DG}$	$V_{DS}$ 過電流保護グリッチ除去時間	HEAT_VDS_DG = 00b	0.75	1	1.5	μs
		HEAT_VDS_DG = 01b	1.5	2	2.5	μs
		HEAT_VDS_DG = 10b	3.25	4	4.75	μs
		HEAT_VDS_DG = 11b	6	8	10	μs
$t_{DS\_HEAT\_BLK}$	$V_{DS}$ 過電流保護ブランкиング時間	HEAT_VDS_BLK = 00b	3.25	4	4.75	μs
		HEAT_VDS_BLK = 01b	6	8	10	μs
		HEAT_VDS_BLK = 10b	13	16	19	μs
		HEAT_VDS_BLK = 11b	27	32	37	μs
$V_{OL\_HEAT}$	開放負荷スレッショルド電圧	$V_{SH\_HS} = 0V$	1.8	2	2.2	V
$I_{OL\_HEAT}$	プルアップ電流ソースの開放負荷診断が有効化	$V_{SH\_HS} = 0V$ , $V_{SHheater} = 4.5V$		1		mA
$t_{OL\_HEAT}$	ヒーター MOSFET の開放負荷フィルタ時間			2		ms
エレクトロクロミックドライバ						
$R_{DSON\_ECFB}$	EC 放電用ローサイド MOSFET のオン抵抗	$V_{PVDD} = 13.5V$ , $T_J = 25^{\circ}C$ , $I_{ECFB} = \pm 0.25A$ , $ECFB\_LS\_EN = 1b$		1375		mΩ
$R_{DSON\_ECFB}$	EC 放電用ローサイド MOSFET のオン抵抗	$V_{PVDD} = 13.5V$ , $T_J = 150^{\circ}C$ , $I_{ECFB} = \pm 0.125A$ , $ECFB\_LS\_EN = 1b$		2500		mΩ
$I_{OC\_ECFB}$	ローサイド MOSFET の過電流スレッショルド	$V_{PVDD} = 13.5V$ , $I_{ECFB}$ 電流シンク	0.5	1		A
$t_{DG\_OC\_ECFB}$	過電流シャットダウン グリッチ除去時間	$V_{PVDD} < 20V$ , $I_{ECFB}$ 電流シンク	40			μs
		$V_{PVDD} > 20V$ , $I_{ECFB}$ 電流シンク	15			μs
$dV_{ECFB}/dt$	ECFB およびローサイド MOSFET のスルーレート	$V_{PVDD} = 13.5V$ , $R_{load} = 64 \Omega$ を $P_{VDD}$ への接続	7			V/μs
$I_{OL\_ECFB\_LS}$	放電中の EC の開放負荷検出スレッショルド	$EC\_OLEN = 1b$ , $ECFB\_LS\_EN = 1b$	10	20	32	mA
$t_{DG\_OL\_ECFB\_LS}$	開放負荷グリッチ解除時間	$EC\_OLEN = 1b$ , $ECFB\_LS\_EN = 1b$	400	600		μs
$V_{EC\_CTRLmax}$	ECFB 用の最大 EC 制御電圧ターゲット	$ECFB\_MAX = 1b$	1.4	1.6		V
$V_{EC\_CTRLmax}$	ECFB 用の最大 EC 制御電圧ターゲット	$ECFB\_MAX = 0b$	1.12	1.28		V
$V_{EC\_res}$	ECFB の可変電圧の最小分解能	$EC\_ON = 1b$		23.8		mV
$DNL_{ECFB}$	微分非直線性	$EC\_ON = 1b$	-2	2		LSB
$ dV_{ECFB} $	ターゲットと ECFB 間の電圧偏差	$V_{target} = 23.8mV$ , $dV_{ECFB} = V_{target} - V_{ECFB}$ , $ I_{ECDRV}  < 1\mu A$	-5% (-1LSB)	+5% (+1LSB)		mV
$ dV_{ECFB} $	ターゲットと ECFB 間の電圧偏差	$V_{target} = 1.5V$ , $dV_{ECFB} = V_{target} - V_{ECFB}$ , $ I_{ECDRV}  < 1\mu A$	-5% (-1LSB)	+5% (+1LSB)		mV
$V_{ECFB\_HI}$	ECFB の電圧が目標より高いことを示します	$EC\_ON = 1b$		$V_{target} + 0.12$		V
$V_{ECFB\_LO}$	ECFB の電圧が目標値より低いことを示します	$EC\_ON = 1b$		$V_{target} - 0.12$		V
$t_{FT\_ECFB}$	ECFB High/Low フラグのフィルタ時間	$EC\_ON = 1b$		32		μs
$t_{BLK\_ECFB}$	EC 制御フラグのブランкиング時間	任意の EC ターゲット電圧変更	200	250	300	μs
$V_{ECFB\_OV\_TH}$	ECFB の過電圧スレッショルド	$ECFB\_OV\_MODE = 01b$ または $10b$ , $EC\_ON = 1b$		3		V

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位	
$t_{ECFB\_OV\_DG}$	$ECFB\_OV\_MODE = 01b$ または $10b$ 、 $ECFB\_OV\_DG = 00b$	16	20	24	$\mu s$	
	$ECFB\_OV\_MODE = 01b$ または $10b$ 、 $ECFB\_OV\_DG = 01b$	40	50	60	$\mu s$	
	$ECFB\_OV\_MODE = 01b$ または $10b$ 、 $ECFB\_OV\_DG = 10b$	80	100	120	$\mu s$	
	$ECFB\_OV\_MODE = 01b$ または $10b$ 、 $ECFB\_OV\_DG = 11b$	160	200	240	$\mu s$	
$V_{ECDRVminHIGH}$	$EC\_ON = 1$ のときの ECDRV の出力電圧範囲	$I_{ECDRV} = -10\mu A$	4.5	6.5	V	
$V_{ECDRVmaxLOW}$	$EC\_ON = 0$ のときの ECDRV の出力電圧範囲	$I_{ECDRV} = 10\mu A$	0	0.7	V	
$I_{ECDRV}$	ECDRV への電流	$V_{target} > V_{ECFB} + 500 mV$ 、 $V_{ECDRV} = 3.5V$	-730	-80	$\mu A$	
$I_{ECDRV}$	ECDRV への電流	$V_{target} < V_{ECFB} - 500 mV$ 、 $V_{ECDRV} = 1.0V$ 、 $V_{target} = 1 LSB$ 、 $V_{ECFB} = 0.5V$	150	350	$\mu A$	
$R_{ECDRV\_DIS}$	高速放電モードにおける ECDRV のブルダウン抵抗	$V_{ECDRV} = 0.7V$ 、EC が有効であれば $EC<5:0> = 0$ または EC 無効		11	k $\Omega$	
$t_{DISCHARGE}$	自動放電パルス幅	$ECFB\_LS\_PWM = 1b$ 、 $ECFB\_LS\_EN = 1b$	240	300	360	ms
$t_{ECFB\_DISC\_BLK}$	自動放電ブランкиング時間	$ECFB\_LS\_PWM = 1b$ 、 $ECFB\_LS\_EN = 1b$	2.25	3	3.75	ms
$V_{DISC\_TH}$	PWM 放電レベル $V_{ECDRV}$	$ECFB\_LS\_PWM = 1b$ 、 $ECFB\_LS\_EN = 1b$	335	400	465	mV
$V_{DISC\_TH\_DIF_F}$	PWM 放電スレッショルド レベル $V_{ECDRV} - V_{ECFB}$	$ECFB\_LS\_PWM = 1b$ 、 $ECFB\_LS\_EN = 1b$	-50	0	50	mV
$V_{ECFB\_OLP\_TH}$	ECFB での開放負荷検出 スレッショルド	$EC\_EN = 0b$ 、 $EC\_DIAG = 10b$		2	V	
$I_{ECFB\_OLP}$	開放負荷検出中の ECFB への電流	$EC\_EN = 0b$ 、 $EC\_DIAG = 10b$		0.5	mA	
$t_{ECFB\_OLP}$	ECFB の開放負荷フィルタ時間	$EC\_ON = 0b$ 、 $ECFB\_DIAG = 10b$	2	3	4	ms
$V_{ECFB\_SC\_TH}$	ECFB の短絡検出のスレッショルド	$EC\_EN = 0b$ 、 $EC\_DIAG = 01b$ 、 $ECFB\_SC\_RSEL = 00b$		25	mV	
		$EC\_EN = 0b$ 、 $EC\_DIAG = 01b$ 、 $ECFB\_SC\_RSEL = 01b$		50	mV	
		$EC\_EN = 0b$ 、 $EC\_DIAG = 01b$ 、 $ECFB\_SC\_RSEL = 10b$		100	mV	
		$EC\_EN = 0b$ 、 $EC\_DIAG = 01b$ 、 $ECFB\_SC\_RSEL = 11b$		150	mV	
$I_{ECFB\_SC}$	短絡検出中の ECFB への電流	$EC\_EN = 0b$ 、 $EC\_DIAG = 01b$		50	mA	
$t_{ECFB\_SC}$	ECFB の短絡診断フィルタ時間	$EC\_ON = 0b$ 、 $ECFB\_DIAG = 01b$	2	3	4	ms
<b>ハーフ ブリッジ ドライバ</b>						
$R_{ON\_OUT1,2\_HS}$	ハイサイド MOSFET オン抵抗	$I_{OUT} = 1A$ , $T_J = 25^{\circ}C$		775	m $\Omega$	
		$I_{OUT} = 0.5A$ , $T_J = 150^{\circ}C$		1480	m $\Omega$	
$R_{ON\_OUT1,2\_LS}$	ローサイド MOSFET オン抵抗	$I_{OUT} = 1A$ , $T_J = 25^{\circ}C$		765	m $\Omega$	
		$I_{OUT} = 0.5A$ , $T_J = 150^{\circ}C$		1460	m $\Omega$	
$R_{ON\_OUT3,4\_HS}$	ハイサイド MOSFET オン抵抗	$I_{OUT} = 4A$ , $T_J = 25^{\circ}C$		220	m $\Omega$	
		$I_{OUT} = 2A$ , $T_J = 150^{\circ}C$		450	m $\Omega$	

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$R_{ON\_OUT3,4\_LS}$	$I_{OUT} = 4A, T_J = 25^{\circ}C$	220		mΩ	
	$I_{OUT} = 2A, T_J = 150^{\circ}C$				
$R_{ON\_OUT5\_HS}$	$I_{OUT} = 8A, T_J = 25^{\circ}C$	80		mΩ	
	$I_{OUT} = 4A, T_J = 150^{\circ}C$				
$R_{ON\_OUT5\_LS}$	$I_{OUT} = 8A, T_J = 25^{\circ}C$	75		mΩ	
	$I_{OUT} = 4A, T_J = 150^{\circ}C$				
$R_{ON\_OUT6\_HS}$	$I_{OUT} = 7A, T_J = 25^{\circ}C$	90		mΩ	
$R_{ON\_OUT6\_HS}$	$I_{OUT} = 3.5A, T_J = 150^{\circ}C$				
$R_{ON\_OUT6\_LS}$	$I_{OUT} = 7A, T_J = 25^{\circ}C$	95		mΩ	
$R_{ON\_OUT6\_LS}$	$I_{OUT} = 3.5A, T_J = 150^{\circ}C$				
$SR_{OUT\_HB}$	ハーフ ブリッジ OUTx の出力電圧の立ち上がり/立ち下がり時間、10% ~ 90%	PVDD = 13.5V、OUTx_SR = 00b	1.6		V/μs
$SR_{OUT\_HB}$	ハーフ ブリッジ OUTx の出力電圧の立ち上がり/立ち下がり時間、10% ~ 90%				
$SR_{OUT\_HB}$	ハーフ ブリッジ OUTx の出力電圧の立ち上がり/立ち下がり時間、10% ~ 90%	PVDD = 13.5V、OUTx_SR = 10b	24		V/μs
$t_{PD\_OUT\_HB\_HS\_R}$	HS における出力電圧上昇時の伝搬時間				
$t_{PD\_OUT\_HB\_HS\_F}$	HS における出力電圧降下時の伝搬時間	ON コマンドまたは INx(SPI 最終遷移)から OUTx が 10% 電圧上昇に達するまでの時間(任意の SR 設定時)	2	10	μs
$t_{PD\_OUT\_HB\_LS\_R}$	LS における出力電圧上昇時の伝搬時間				
$t_{PD\_OUT\_HB\_LS\_F}$	LS における出力電圧降下時の伝搬時間	ON コマンドまたは INx(SPI 最終遷移)から OUTx が 10% 電圧低下に達するまでの時間(任意の SR 設定時)	1.5	11	μs
$t_{DEAD\_HS\_ON}$	HS における出力電圧上昇時のデッドタイム	PVDD = 13.5V、OUTx_ITRIP_LVL = 00b、すべての SR	1	6	μs
$t_{DEAD\_HS\_OF}$	HS における出力電圧降下時のデッドタイム				
$t_{DEAD\_LS\_ON}$	LS における出力電圧上昇時のデッドタイム	PVDD = 13.5V、OUTx_ITRIP_LVL = 00b、すべての SR	1	7	μs
$t_{DEAD\_LS\_OF}$	LS における出力電圧降下時のデッドタイム				
<b>ハーフブリッジ保護回路</b>					
$I_{OCP\_OUT1,2}$	過電流保護スレッショルド		1.2	2.2	A
$I_{OCP\_OUT3,4}$	過電流保護スレッショルド				
$I_{OCP\_OUT5}$	過電流保護スレッショルド				
$I_{OCP\_OUT6}$	過電流保護スレッショルド				

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$t_{DG\_OCP\_HB}$	OUTX_OCP_DG = 00b	4.5	6	7.3	μs
	OUTX_OCP_DG = 01b	8	10	12	μs
	OUTX_OCP_DG = 10b	12	15	18	μs
	OUTX_OCP_DG = 11b	48	60	72	μs
$I_{ITRIP\_OUT1,2}$	OUT1 および OUT2 に対する ITRIP レギュレーションのトリガーとなる電流スレッショルド	0.65	0.65	1.1	A
	OUT1_ITRIP_LVL = 0b および OUT2_ITRIP_LVL = 0b	0.5	0.5	0.9	A
$I_{ITRIP\_OUT3,4}$	OUT3 および OUT4 に対する ITRIP レギュレーションのトリガーとなる電流スレッショルド	OUT3_ITRIP_LVL = 10b および OUT4_ITRIP_LVL = 10b	2.9	4.1	A
		OUT3_ITRIP_LVL = 01b および OUT4_ITRIP_LVL = 01b	1.6	1.6	3.25 A
		OUT3_ITRIP_LVL = 00b および OUT4_ITRIP_LVL = 00b	1	1.6	A
$I_{ITRIP\_OUT5}$	OUT5 の ITRIP 制御をトリガする電流スレッショルド	OUT5_ITRIP_LVL = 10b	6.65	8.95	A
		OUT5_ITRIP_LVL = 01b	5.65	7.8	A
		OUT5_ITRIP_LVL = 00b	2.5	3.4	A
$I_{ITRIP\_OUT6}$	OUT6 の ITRIP 制御をトリガする電流スレッショルド	OUT6_ITRIP_LVL = 10b	5.35	7.35	A
$I_{ITRIP\_OUT6}$	OUT6 の ITRIP 制御をトリガする電流スレッショルド	OUT6_ITRIP_LVL = 01b	4.65	6.4	A
$I_{ITRIP\_OUT6}$	OUT6 の ITRIP 制御をトリガする電流スレッショルド	OUT6_ITRIP_LVL = 00b	1.75	2.75	A
$f_{ITRIP\_HB}$	ハーフブリッジ ドライバの ITRIP レギュレーションの固定周波数	OUTX_ITRIP_FREQ = 00b	17	20	kHz
		OUTX_ITRIP_FREQ = 01b	8	10	kHz
		OUTX_ITRIP_FREQ = 10b	4	5	kHz
		OUTX_ITRIP_FREQ = 11b	2	2.5	kHz
$t_{DG\_ITRIP\_HB}$	ハーフブリッジ ドライバの ITRIP レギュレーション グリッチ除去時間	OUTX_ITRIP_DG = 00b	1.5	2	μs
		OUTX_ITRIP_DG = 01b	4	5	μs
		OUTX_ITRIP_DG = 10b	8	10	μs
		OUTX_ITRIP_DG = 11b	16	20	μs
$I_{OLA\_OUT1,2}$	ハーフブリッジ 1 および 2 の低電流スレッショルド		6	20	30 mA
$I_{OLA\_OUT3,4}$	ハーフブリッジ 3 および 4 の低電流スレッショルド		15	50	90 mA
$I_{OLA\_OUT5}$	ハーフブリッジ 5 の低電流スレッショルド		40	150	300 mA
$I_{OLA\_OUT6}$	ハーフブリッジ 6 の低電流スレッショルド		30	120	240 mA
$t_{OLA\_HB}$	ハーフブリッジ回路における開放負荷信号のフィルタ時間	ステータス ビットをセットするための開放負荷状態の継続時間		10	ms
$A_{IPROP1,2}$	OUT1 ~ 2 の電流スケーリング係数			650	A/A
$A_{IPROP1,3,4}$	OUT3~4 の電流スケーリング係数			1940	A/A
$A_{IPROP1,5}$	OUT5 の電流スケーリング係数			4000	A/A
$A_{IPROP1,6}$	OUT6 の電流スケーリング係数			3500	A/A
$I_{ACC\_1,2}$	OUT1 ~ 2 の電流センス出力の精度	0.1A < $I_{OUT1,2}$ < 0.25A	-15	15	%
		0.25A < $I_{OUT1,2}$ < 0.5A	-10	10	%
		0.5A < $I_{OUT1,2}$ < 1A	-8	8	%

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$I_{ACC\_3,4}$	$0.1A < I_{OUT3,4} < 0.5A$	-15	15	15	%
	$0.5A < I_{OUT3,4} < 1A$	-12	12	12	%
	$1A < I_{OUT3,4} < 2A$	-10	10	10	%
	$2A < I_{OUT3,4} < 4A$	-8.5	8.5	8.5	%
$I_{ACC\_5}$	$0.1A < I_{OUT5} < 0.8A$	-40	40	40	%
$I_{ACC\_5}$	$0.8A < I_{OUT5} < 2A$	-12	12	12	%
$I_{ACC\_5}$	$2A < I_{OUT5} < 4A$	-10	10	10	%
$I_{ACC\_5}$	$4A < I_{OUT5} < 8A$	-8	8	8	%
$I_{ACC\_6}$	$0.1A < I_{OUT6} < 0.8A$	-40	40	40	%
$I_{ACC\_6}$	$0.8A < I_{OUT6} < 2A$	-12	12	12	%
$I_{ACC\_6}$	$2A < I_{OUT6} < 4A$	-10	10	10	%
$I_{ACC\_6}$	$4A < I_{OUT6} < 8A$	-8	8	8	%
$R_{S\_GND}$	$V_{DVDD} = 5V$ 、 $V_{OLP\_REF} = 2.65V$ 、 $OUTX\_CNFG = 0b$ 、 $HB\_OLP\_CNFG > 0b$ および $HB\_OLP\_SEL > 0b$	1	3	3	kΩ
$R_{S\_PVDD}$	$V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$ 、 $V_{OLP\_REF} = 2.65V$ 、 $OUTX\_CNFG = 0b$ 、 $HB\_OLP\_CNFG > 0b$ 、 $HB\_OLP\_SEL > 0b$	3	15	15	kΩ
$R_{S\_PVDD}$	$5V \leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$ 、 $V_{OLP\_REF} = 2.65V$ 、 $OUTX\_CNFG = 0b$ 、 $HB\_OLP\_CNFG > 0b$ 、および $HB\_OLP\_SEL > 0b$	1	40	40	kΩ
$R_{OPEN\_HB}$	$V_{DVDD} = 5V$ 、 $V_{OLP\_REF} = 2.65V$ 、 $OUTX\_CNFG = 0b$ 、 $HB\_OLP\_CNFG > 0b$ および $HB\_OLP\_SEL > 0b$	35	1500	1500	Ω
$V_{OLP\_REFH}$	$OUTX\_CNFG = 0b$ 、 $HB\_OLP\_CNFG > 0b$ および $HB\_OLP\_SEL > 0b$		2.65	2.65	V
$V_{OLP\_REFL}$	$OUTX\_CNFG = 0b$ 、 $HB\_OLP\_CNFG > 0b$ および $HB\_OLP\_SEL > 0b$		2	2	V
$R_{OLP\_PU}$	$OUTX\_CNFG = 0b$ 、 $HB\_OLP\_CNFG > 0b$ および $HB\_OLP\_SEL > 0b$		1	1	kΩ
$R_{OLP\_PD}$	$OUTX\_CNFG = 0b$ 、 $HB\_OLP\_CNFG > 0b$ および $HB\_OLP\_SEL > 0b$		1	1	kΩ
<b>ハイサイド ドライバ</b>					
$R_{DSON}$ OUT7 (低 RDS <sub>ON</sub> モ ード)	低抵抗モードにおけるハイサイド MOSFET のオン抵抗	$T_J = 25^{\circ}C$ 、 $I_{OUT7} = \pm 0.5A$	400	400	mΩ
		$T_J = 150^{\circ}C$ 、 $I_{OUT7} = \pm 0.25A$	730	730	mΩ
$R_{DSON}$ OUT7 (高 RDS <sub>ON</sub> モ ード)	高抵抗モードにおけるハイサイド MOSFET のオン抵抗	$T_J = 25^{\circ}C$ 、 $I_{OUT8} = \pm 0.25A$	1200	1200	mΩ
		$T_J = 150^{\circ}C$ 、 $I_{OUT8} = \pm 0.125A$	2200	2200	mΩ
$R_{DSON}$ OUT8	ハイサイド MOSFET オン抵抗	$T_J = 25^{\circ}C$ 、 $I_{OUT8} = \pm 0.25A$	1200	1200	mΩ
		$T_J = 150^{\circ}C$ 、 $I_{OUT8} = \pm 0.125A$	2200	2200	mΩ

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位	
$R_{DSON\_OUT9}$	$T_J = 25^{\circ}C$ 、 $I_{OUT9} = \pm 0.25A$		1200		$m\Omega$	
	$T_J = 150^{\circ}C$ 、 $I_{OUT9} = \pm 0.125A$		2200		$m\Omega$	
$R_{DSON\_OUT10}$	$T_J = 25^{\circ}C$ 、 $I_{OUT10} = \pm 0.25A$		1200		$m\Omega$	
	$T_J = 150^{\circ}C$ 、 $I_{OUT10} = \pm 0.125A$		2200		$m\Omega$	
$R_{DSON\_OUT11}$	$T_J = 25^{\circ}C$ 、 $I_{OUT11} = \pm 0.25A$		1200		$m\Omega$	
	$T_J = 150^{\circ}C$ 、 $I_{OUT11} = \pm 0.125A$		2200		$m\Omega$	
$R_{DSON\_OUT12}$	$T_J = 25^{\circ}C$ 、 $I_{OUT12} = \pm 0.25A$		1200		$m\Omega$	
	$T_J = 150^{\circ}C$ 、 $I_{OUT12} = \pm 0.125A$		2200		$m\Omega$	
$SR_{HS\_OUT7\_HI}$	OUT7 の High $R_{DSON}$ モードにおけるスルーレート (最終的な OUT 値の 10 ~ 90%)	OUT7_RDSon_MODE = 0b、 $PVDD = 13.5V$ 、 $Rload = 64 \Omega$	0.35		$V/\mu s$	
$SR_{HS\_OUT7\_LO}$	OUT7 の Low $R_{DSON}$ モードにおけるスルーレート (最終的な OUT 値の 10 ~ 90%)	OUT7_RDSon_MODE = 1b、 $PVDD = 13.5V$ 、 $Rload = 16 \Omega$	0.29		$V/\mu s$	
$SR_{HS}$	OUT8 ~ OUT12 のスルーレート (最終的な OUT 値の 10 ~ 90%)	$PVDD = 13.5V$ 、 $Rload 64 \Omega$	1.6		$V/\mu s$	
$t_{PD\_OUT7\_HI\_ON}$	OUT7 の High $R_{DSON}$ モードにおけるドライバ立ち上がり伝搬遅延時間 (ハイサイド ON コマンド間 (SPI 最終遷移) から最終的な OUT7 値の 10%までの遅延)	OUT7_RDSon_MODE = 0b、 $PVDD = 13.5V$ 、 $Rload = 64 \Omega$	16		$\mu s$	
$t_{PD\_OUT7\_HI\_OFF}$	OUT7 の High $R_{DSON}$ モードにおけるドライバ立ち上がり伝搬遅延時間 (ハイサイド OFF コマンド間 (SPI 最終遷移) から最終的な OUT7 値の 90%までの遅延)	OUT7_RDSon_MODE = 0b、 $PVDD = 13.5V$ 、 $Rload = 64 \Omega$	16		$\mu s$	
$t_{PD\_OUT7\_LO\_ON}$	OUT7 の Low $R_{DSON}$ モードにおけるドライバ立ち上がり伝搬遅延時間 (ハイサイド ON コマンド間 (SPI 最終遷移) から最終的な OUT7 値の 10%までの遅延)	OUT7_RDSon_MODE = 1b、 $PVDD = 13.5V$ 、 $Rload = 16 \Omega$	19		$\mu s$	
$t_{PD\_OUT7\_LO\_OFF}$	OUT7 の Low $R_{DSON}$ モードにおけるドライバ立ち上がり伝搬遅延時間 (ハイサイド OFF コマンド間 (SPI 最終遷移) から最終的な OUT7 値の 90%までの遅延)	OUT7_RDSon_MODE = 1b、 $PVDD = 13.5V$ 、 $Rload = 16 \Omega$	19		$\mu s$	
$t_{PD\_HS\_ON}$	ハイサイドドライバ OUT8~OUT12 の立ち上がり伝播遅延時間ドライバ (ハイサイド ON コマンド (SPI 最終遷移) から最終 OUTx 値の 10% 到達までの遅延)	$PVDD = 13.5V$ 、 $Rload = 64 \Omega$	4		$\mu s$	
$t_{PD\_HS\_OFF}$	ハイサイドドライバ OUT8~OUT12 の立ち下がり伝播遅延時間ドライバ (ハイサイド OFF コマンド (SPI 最終遷移) から最終 OUTx 値の 90% 到達までの遅延)	$PVDD = 13.5V$ 、 $Rload = 64 \Omega$	4		$\mu s$	
$f_{PWMx(00)}$	PWM スイッチング周波数	PWM_OUTX_FREQ = 00b	78	108	138	Hz
$f_{PWMx(01)}$	PWM スイッチング周波数	PWM_OUTX_FREQ = 01b	157	217	277	Hz
$f_{PWMx(10)}$	PWM スイッチング周波数	PWM_OUTX_FREQ = 10b	229	289	359	Hz
$f_{PWMx(11)}$	PWM スイッチング周波数	PWM_OUTX_FREQ = 11b	374	434	494	Hz
$I_{LEAK\_H}$	OUT7 ~ 12 のスイッチオフ出力電流ハイサイドドライバ	$V_{OUT} = 0V$ 、スタンバイ モード	-10			$\mu A$
ハイサイド ドライバ保護回路						

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$I_{OC7}$	高 RDSON モードでの過電流スレッショルド	OUT7_RDSON_MODE = 0b	500	1000	mA
	低 RDSON モードでの過電流スレッショルド	OUT7_RDSON_MODE = 1b	1500	3000	mA
$I_{OC8}, I_{OC9}, I_{OC10}, I_{OC11}, I_{OC12}$	OUT8 ~ OUT12 の過電流しきい値	OUTX_OC_TH = 0b	250	500	mA
		OUTX_OC_TH = 1b	500	1000	mA
$I_{CCM\_OUT7}$	ハイサイドドライバ OUT7 の高 $R_{DSON}$ における定電流レベル	OUT7_RDSON_MODE = 0b, OUT7_CCM_EN = 1b, OUT7_CCM_TO = 0b	180	250	330 mA
		OUT7_RDSON_MODE = 0b, OUT7_CCM_EN = 1b, OUT7_CCM_TO = 1b	240	330	420 mA
$I_{CCM\_OUT7}$	ハイサイドドライバ OUT7 の低 $R_{DSON}$ モードにおける定電流レベル	OUT7_RDSON_MODE = 1b, OUT7_CCM_EN = 1b, OUT7_CCM_TO = 0b	210	360	530 mA
$I_{CCM\_OUT7}$	ハイサイドドライバ OUT7 の低 $R_{DSON}$ モードにおける定電流レベル	OUT7_RDSON_MODE = 1b, OUT7_CCM_EN = 1b, OUT7_CCM_TO = 1b	250	450	650 mA
$I_{CCM}$	ハイサイドドライバ OUT8-12 の定電流レベル	OUTX_CCM_EN = 1b, OUTX_CCM_TO = 0b	240	350	450 mA
		OUTX_CCM_EN = 1b, OUTX_CCM_TO = 1b	320	450	580 mA
$t_{CCMto}$	定電流モードの時間満了	OUTX_CCM_EN = 1b	8	10	12 ms
$V_{SC\_DET}$	OUT7-12 の短絡検出電圧			2	V
$t_{SC\_BLK}$	OUT7-12 における短絡検出、ITRIP レギュレーション、過電流保護のためのブランク時間			40	μs
$T_{HS\_DG\_OUT7}$	OUT7 における短絡検出、ITRIP レギュレーション、過電流保護のためのグリッチ除去時間	OUT7_ITRIP_DG = 00b, PVDD $\leq 20V$	39	48	59 μs
		OUT7_ITRIP_DG = 01b, PVDD $\leq 20V$	32	40	48 μs
		OUT7_ITRIP_DG = 10b, PVDD $\leq 20V$	26	32	38 μs
		OUT7_ITRIP_DG = 11b, PVDD $\leq 20V$	19	24	29 μs
		PVDD $> 20V$	8	10	13 μs
$f_{ITRIP\_HS\_OUT7}$	ハイサイドドライバ OUT7 の ITRIP 周波数	OUT7_ITRIP_FREQ = 00b	1.7		kHz
		OUT7_ITRIP_FREQ = 01b	2.2		kHz
		OUT7_ITRIP_FREQ = 10b	3		kHz
		OUT7_ITRIP_FREQ = 11b	4.4		kHz
$t_{HS\_DG\_OUTx}$	OUT8-12 における短絡検出、ITRIP レギュレーション、過電流保護のためのグリッチ除去時間	OUTX_ITRIP_DG = 00b, PVDD $\leq 20V$	39	48	59 μs
		OUTX_ITRIP_DG = 01b, PVDD $\leq 20V$	32	40	48 μs
		OUTX_ITRIP_DG = 10b, PVDD $\leq 20V$	26	32	38 μs
		OUTX_ITRIP_DG = 11b, PVDD $\leq 20V$	19	24	29 μs
		PVDD $> 20V$	8	10	13 μs
$f_{ITRIP\_HS\_OUTX}$	ハイサイドドライバ OUT8-12 の ITRIP 周波数	HS_OUT_ITRIP_FREQ = 00b	1.7		kHz
		HS_OUT_ITRIP_FREQ = 01b	2.2		kHz
		HS_OUT_ITRIP_FREQ = 10b	3		kHz
		HS_OUT_ITRIP_FREQ = 11b	4.4		kHz

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位	
$I_{OLD7}$	OUT7 の開放負荷スレッショルド	OUT7_RDSON_MODE = 1b	15	30	mA	
	OUT7 の開放負荷スレッショルド	OUT7_RDSON_MODE = 0b	5	10	mA	
$I_{OLD8}, I_{OLD9}, I_{OLD10}, I_{OLD11}, I_{OLD12}$	OUT8 ~ OUT12 の開放負荷スレッショルド	OUTX_OLA_TH = 0b	1.3	3.3	mA	
		OUTX_OLA_TH = 1b	4	12	mA	
$t_{OLD\_HS}$	ハイサイドドライバの開放負荷信号のフィルタ時間	ステータスビットをセットするための開放負荷状態の継続時間	200	250	μs	
$A_{IPROPI7\_HI}$	高オン抵抗モードでの OUT7 の電流スケーリング係数	OUT7_RDSON_MODE = 0b	250		A/A	
$A_{IPROPI7\_LO}$	低オン抵抗モードでの OUT7 の電流スケーリング係数	OUT7_RDSON_MODE = 1b	750		A/A	
$A_{IPROPI8}, A_{IPROPI9}, A_{IPROPI10}, A_{IPROPI11}, A_{IPROPI12}$	OUT8 ~ 12 の電流スケーリング係数		250		A/A	
$I_{ACC\_7\_HI\_RDSON}$	高 R_DSON モードにおける OUT7 の電流センス出力精度	$0.1A < I_{OUT7} < 0.5A$	-18	18	%	
$I_{ACC\_7\_HI\_RDSON}$	高 R_DSON モードにおける OUT7 の電流センス出力精度	$I_{OUT7} = 0.25A$	-10	10	%	
$I_{ACC\_7\_HI\_RDSON}$	高 R_DSON モードにおける OUT7 の電流センス出力精度	$I_{OUT7} = 0.5A$	-9	9	%	
$I_{ACC\_7\_LOW\_RDSON}$	低 RDSON モードでの OUT7 の電流センス出力精度	$0.5A < I_{OUT7} < 1.5A$	-14	14	%	
$I_{ACC\_7\_LOW\_RDSON}$	低 RDSON モードでの OUT7 の電流センス出力精度	$I_{OUT7} = 1A$	-8	8	%	
$I_{ACC\_7\_LOW\_RDSON}$	低 RDSON モードでの OUT7 の電流センス出力精度	$I_{OUT7} = 1.5A$	-6	6	%	
$I_{ACC\_8-12\_LO}$	低電流時の OUT8 ~ OUT12 の電流センス出力精度	$0.05A < I_{OUT8-12} < 0.1A$	-28	28	%	
$I_{ACC\_8-12\_LO}$	低電流時の OUT8 ~ OUT12 の電流センス出力精度	$I_{OUT8-12} < 0.075A$	-20	20	%	
$I_{ACC\_8-12\_LO}$	低電流時の OUT8 ~ OUT12 の電流センス出力精度	$I_{OUT8-12} < 0.1A$	-18	18	%	
$I_{ACC\_8-12\_HI}$	高電流時の OUT8 ~ OUT12 の電流センス出力精度	$0.1A < I_{OUT8-12} < 0.5A$	-18	18	%	
$I_{ACC\_8-12\_HI}$	高電流時の OUT8 ~ OUT12 の電流センス出力精度	$I_{OUT8-12} = 0.25A$	-10	10	%	
$I_{ACC\_8-12\_HI}$	高電流時の OUT8 ~ OUT12 の電流センス出力精度	$I_{OUT8-12} = 0.5A$	-6	6	%	
$t_{IPROPI\_BLK}$	IPROPI ブランディング時間	OUT7-12 は IPROPI 準備完了時に High になり、ハイサイドドライバ電流を監視する場合にのみ適用されます	60		μs	
		IPROPI マルチブレクサの IPROPI 準備完了への切り替え	5		μs	
保護回路						
$V_{PVDD\_UV}$	PVDD 低電圧スレッショルド	$V_{PVDD}$ 立ち上がり	4.425	4.725	5	V
		$V_{PVDD}$ 立ち下がり	4.225	4.525	4.8	V

5V  $\leq V_{PVDD} \leq 35V$ 、3.1V  $\leq V_{DVDD} \leq 5.5V$ 、-40°C  $\leq T_J \leq 150^{\circ}C$  (特に記述のない限り)。標準的な制限は、 $V_{PVDD} = 13.5V$ 、 $V_{DVDD} = 5V$  および  $T_J = 25^{\circ}C$  に対して適用されます。

パラメータ	テスト条件	最小値	標準値	最大値	単位
$V_{PVDD\_UV\_HYS}$	PVDD 低電圧ヒステリシス	立ち上がりから立ち下がりへのスレッショルド	250		mV
$t_{PVDD\_UV\_DG}$	PVDD 低電圧グリッチ除去時間		8	10	12.75
$V_{PVDD\_OV}$	PVDD 過電圧スレッショルド	$V_{PVDD}$ 立ち上がり、 $PVDD\_OV\_LVL = 0b$	20	21	22
		$V_{PVDD}$ 立ち下がり、 $PVDD\_OV\_LVL = 0b$	19	20	21
		$V_{PVDD}$ 立ち上がり、 $PVDD\_OV\_LVL = 1b$	25.75	26.8	28
		$V_{PVDD}$ 立ち下がり、 $PVDD\_OV\_LVL = 1b$	24.75	25.8	27
$V_{PVDD\_OV\_HYS}$	PVDD 過電圧ヒステリシス	立ち上がりから立ち下がりへのスレッショルド	1		V
$t_{PVDD\_OV\_DG}$	PVDD 過電圧グリッチ除去時間	$PVDD\_OV\_DG = 00b$	0.75	1	1.5
		$PVDD\_OV\_DG = 01b$	1.5	2	2.5
		$PVDD\_OV\_DG = 10b$	3.25	4	4.75
		$PVDD\_OV\_DG = 11b$	7	8	9
$V_{DVDD\_POR}$	DVDD 電源 POR スレッショルド	DVDD 立ち下がり	2.5	2.7	2.9
		DVDD 立ち上がり	2.6	2.8	3
$V_{DVDD\_POR\_HYS}$	DVDD POR ヒステリシス	立ち上がりから立ち下がりへのスレッショルド	100		mV
$t_{DVDD\_POR\_DG}$	DVDD POR グリッチ除去時間		5	12	25
$t_{WD}$	ウォッチドッグウインドウの最小値	$WD\_WIN = 0b$	3.4	4	4.6
		$WD\_WIN = 1b$	8.5	10	11.5
	ウォッチドッグウインドウの最大値	$WD\_WIN = 0b$	10.5	12	13.5
		$WD\_WIN = 1b$	85	100	115
$A_{IPROPI\_PVD\_VOUT}$	IPROPI PVDD 電圧センス出力スケーリング係数 ( $V_{PVDD} / I_{IPROPI}$ )	$IPROPI\_SEL = 10000b$ (5V ~ 22V のセンス範囲)	9	11	13
$A_{IPROPI\_PVD\_D\_VOUT}$	IPROPI PVDD 電圧センス出力スケーリング係数 ( $V_{PVDD} / I_{IPROPI}$ )	$IPROPI\_SEL = 101010b$ (20V ~ 32V のセンス範囲)	13.5	16.5	19.5
$V_{IPROPI\_TEMP\_VOUT}$	IPROPI 温度検出出力		-20		+20
$T_{OTW1}$	低温警告温度	$T_J$ 立ち上がり	110	125	140
$T_{OTW2}$	過熱警告温度	$T_J$ 立ち上がり	130	145	160
$T_{HYS}$	過熱警告ヒステリシス		20		°C
$T_{OTSD}$	サーマル シャットダウン温度	$T_J$ 立ち上がり	160	175	190
$T_{HYS}$	サーマル シャットダウンヒステリシス		20		°C
$t_{OTSD\_DG}$	サーマル シャットダウン グリッチ除去時間		10		μs

## 6.6 タイミング要件

		最小値	公称値	最大値	単位
$f_{SPI}$	SPI 対応クロック周波数 <sup>(2) (2)</sup>			5	MHz
$t_{READY\_SPI}$	パワーアップ後、SPI レディまで			1	ms
$t_{CLK}$	SCLK の最小周期	200			ns
$t_{CLKH}$	SCLK 最小 High 時間	100			ns
$t_{CLKL}$	SCLK の最小 Low 時間	100			ns
$t_{HI\_nSCS}$	nSCS 最小 HIGH 時間	300			ns

		最小値	公称値	最大値	単位
$t_{SU\_nSCS}$	nSCS 入力セットアップ時間		25		ns
$t_{H\_nSCS}$	nSCS 入力ホールド時間		25		ns
$t_{SU\_SDI}$	SDI 入力データ セットアップ時間		25		ns
$t_{H\_SDI}$	SDI 入力データ ホールド時間		25		ns
$t_{D\_SDO}$	SDO 出力データ遅延時間、 $C_L = 20\text{pF}$ <sup>(1)</sup>			60	ns
$t_{EN\_nSCS}$	イネーブル遅延時間、nSCS Low から SDO アクティブまで			50	ns
$t_{DIS\_nSCS}$	ディセーブル遅延時間、nSCS High から SDO Hi-Z まで			50	ns

(1) SDO 遅延時間は、SDO の外部負荷 ( $C_L$ ) が  $20\text{pF}$  の場合にのみ有効です。SDO の負荷を増加すると、SDO にさらに遅延が加えられ、SCLK の最大値が制限されます。

(2) パラメータについては SPI タイミング図を参照してください。

## 7 詳細説明

### 7.1 概要

DRV8000-Q1 デバイスには、モーター(誘導性)、抵抗性、容量性負荷の駆動および診断のための複数の機能を使用する複数のタイプのドライバが内蔵されています。このデバイスは、2 個のハーフ ブリッジ ゲートドライバ、6 個の内蔵ハーフブリッジ、6 個の内蔵ハイサイド ドライバ、ヒータ用の 1 個のハイサイド外部 MOSFET ゲートドライバ、1 個のエレクトロクロミック充電用ハイサイド ゲートドライバ、1 個のエレクトロクロミック負荷放電用ローサイド ドライバを搭載しています。各ドライバは、電流検出、保護、診断機能に加え、システム保護および診断機能を備えており、システム統合性を高めるとともに、システム全体のサイズとコストを削減します。

このデバイスのハーフブリッジ外部 MOSFET ゲートドライバ アーキテクチャは、デッドタイムを自動的に管理してシャートスルーパーを防止し、スルーレートを制御して電磁妨害(EMI)を低減し、設定可能な伝搬遅延により最適化された性能を実現します。これらのゲートドライバは、ハーフブリッジまたは H ブリッジを独立して制御するための入力モードをサポートしています。2 つの PWM 入力は、極性と駆動制御として構成できます。外部 MOSFET ゲートドライバ保護回路には、チャージポンプ監視、短絡保護( $V_{DS}$  フォルト監視)、開放負荷検出( $V_{GS}$  フォルト監視)が含まれます。

ハーフブリッジドライバは、SPI レジスタまたは PWM ピンの PWM1 および IROPI/PWM2 によって制御できます。ハーフブリッジには、ITRIP と呼ばれる電流ショッピング方式が設定可能です。保護回路には、短絡保護、アクティブおよびパッシブなオープンロード検出が含まれます。

ハイサイドドライバは、SPI レジスタ、外部 PWM ピン(PWM1)、または専用の PWM ジェネレータによって制御でき、動作中の負荷調整が可能です。すべてのハイサイドドライバには、LED やランプ モジュール負荷向けのオプション機能として、定電流モードおよび ITRIP 制御が備わっています。1 個のハイサイドドライバは、ランプまたは LED 負荷のいずれかを駆動するように構成できます。保護回路には、短絡保護や開放負荷検出が搭載されています。

このデバイスは、抵抗性発熱体用の外付け MOSFET ドライバも備えています。ヒータ MOSFET ドライバは、SPI レジスタまたは PWM ピン(PWM1)で制御でき、短絡および負荷開放検出の両方の機能を備えています。

また、エレクトロクロミック(EC)ミラー ドライバもあります。EC ドライバは、SPI レジスタでのみ制御されます。EC 駆動の場合、ドライバ制御ループは EC 電圧を 6 ビットの目標電圧にレギュレートします。EC 素子を放電したり、目標電圧を変更したりするために、EC 素子を放電する内蔵ローサイド MOSFET が 2 つの放電モード、PWM 放電と高速放電オプションのいずれかで用意されています。EC ドライバ保護には、LS 過電流および開放負荷検出が含まれます。

IROPI(IROPI/PWM2)ピンは、電流センス機能付きのあらゆる内蔵ドライバから電流センスを比例して供給できる多目的出力ピンまたは入力 PWM ピン(PWM)です。IROPI は、PVDD モータ電源モニタや内部温度クラスタ モニタとして出力するように設定できるほか、内蔵ハーフブリッジ用の第 2 PWM 入力オプションとしても設定できます。

## 7.2 機能ブロック図

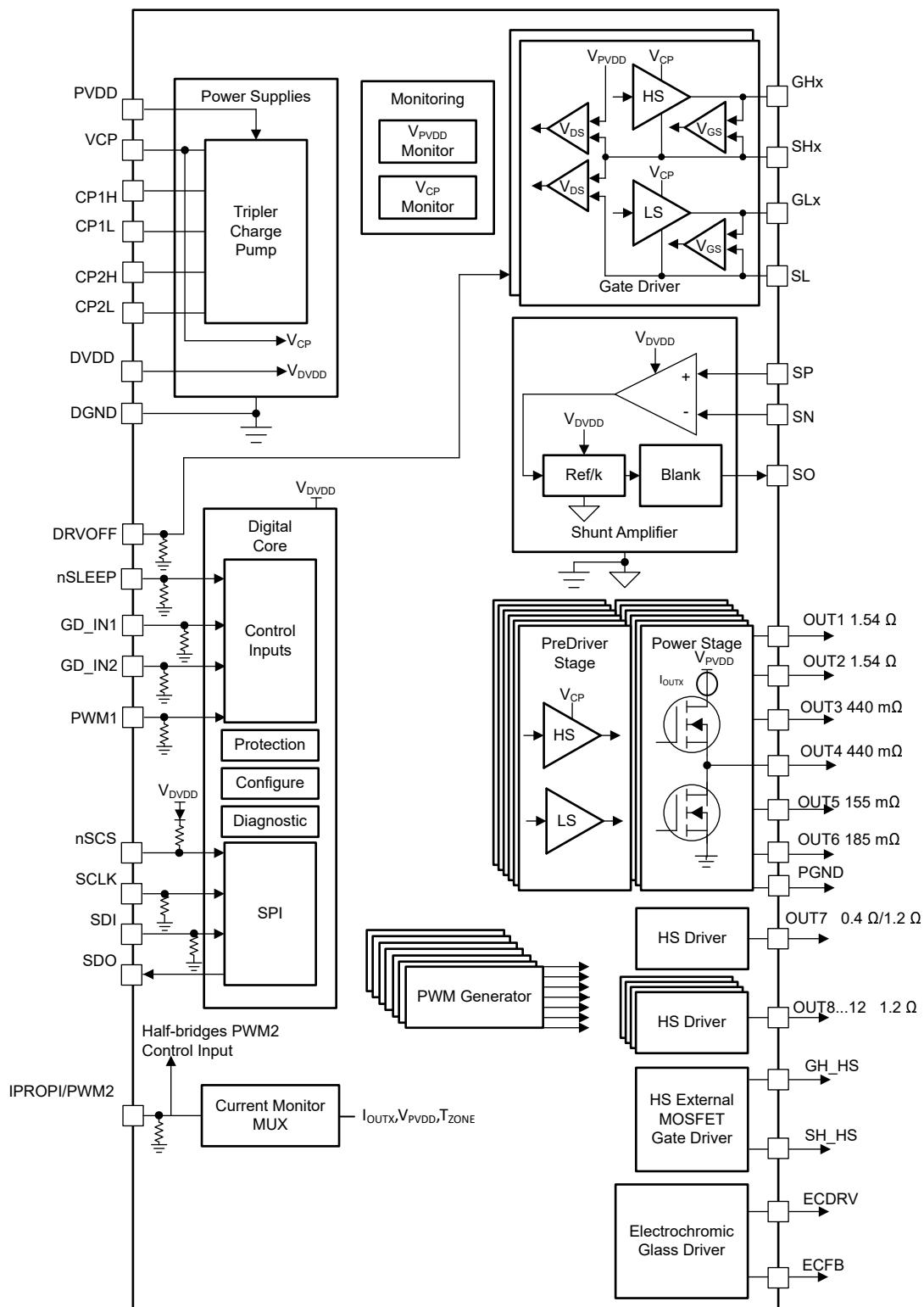


図 7-1. DRV8000-Q1 のブロック図

## 7.3 外付け部品

表 7-1 に、推奨の外付け部品を示します。部品の配置例についてはセクション 9.2 を参照してください。

**表 7-1. 推奨外付け部品**

部品	ピン 1	ピン 2	推奨
C <sub>PVDD1</sub>	PVDD	GND	0.1μF、低 ESR セラミックコンデンサ、PVDD 定格。
C <sub>PVDD2</sub>	PVDD	GND	PVDD 定格の 10μF 以上のローカル バルク容量。
C <sub>DVDD</sub>	DVDD	GND	1μF 6.3V、低 ESR セラミックコンデンサ
C <sub>VCP</sub>	VCP	PVDD	1μF 16V、低 ESR セラミックコンデンサ
C <sub>FLY1</sub>	CP1H	CP1L	0.1μF 100V、低 ESR セラミックコンデンサ
C <sub>FLY2</sub>	CP2H	CP2L	0.1μF 100V、低 ESR セラミックコンデンサ
R <sub>IPROPI</sub>	IPROPI	GND	通常、コントローラの電源電圧レールに応じて、最大 2.35kΩ、0.063W、許容差 1% の抵抗が使用されます。
R <sub>FILT</sub>	R <sub>IPROPI</sub>	C <sub>FILT</sub>	コントローラ入力に応じて、RC フィルタの一部としてオプションで抵抗を使用します。
C <sub>FILT</sub>	R <sub>FILT</sub>	GND	コントローラ入力に応じて、RC フィルタの一部としてオプションで低 ESR セラミックコンデンサを使用します。
R <sub>ECDRV</sub>	ECDRV	GND	通常、制御ループを安定させるために、ECDRV ピンと外付け MOSFET のゲート間に 220Ω の直列抵抗を挿入します (ESD 対策のみ)。 R <sub>ECDRV</sub> は、C <sub>ECDRV</sub> の後の外部 MOSFET のゲートの近くに配置します。
C <sub>ECDRV</sub>	ECDRV	GND	4.7nF、低 ESR セラミックコンデンサ。C <sub>ECDRV</sub> は、直列抵抗 R <sub>ECDRV</sub> の ECDRV ピン側に配置します。  <b>注</b> このコンデンサの電圧定格は、ECFB のバッテリ短絡の想定に基づいています。
C <sub>ECFB</sub>	ECFB	GND	220nF、低 ESR セラミックコンデンサ  <b>注</b> このコンデンサの電圧定格は、ECFB のバッテリ短絡の想定に基づいています。
C <sub>SO1</sub>	SO	GND	100nF 16V、低 ESR セラミックコンデンサ。 シャントアンプ出力フィルタの部品。
C <sub>SO2</sub>	SO	GND	0.01μF 16V、低 ESR セラミックコンデンサ シャントアンプ出力フィルタの部品。
R <sub>SO</sub>	C <sub>SO1</sub>	C <sub>SO2</sub>	通常 0Ω、シャントアンプ出力フィルタの部品。
R <sub>GH_HS</sub>	GH_SH	MOSFET ゲート	オプションの 0Ω を使用して、ヒーターのスルーレート制御を実現できます。
R <sub>SH_HS</sub>	SH_SH	MOSFET ソース	オプションの 0Ω はヒーターのバッテリ短絡の想定に使用できます。  <b>注</b> 誘導性の短絡が発生した場合に備えて、適切な電流定格を持つ外付けダイオードを推奨します。

## 7.4 機能説明

次の表に、デバイスの主要なブロックの機能に関するすべての説明へのリンクを示します。

表 7-2. セクションごとのデバイスの特長表

デバイスのブロック
ヒータ MOSFET ドライバ
エレクトロクロミック ガラスドライバ
ハイサイド ドライバ
ハーフ ブリッジ ドライバ
ゲート ドライバ
I2C/I2S
保護回路
サーマル クラスター
障害表

### 7.4.1 ヒータ MOSFET ドライバ

表 7-3. ヒータ ドライバ セクションの目次

ヒータ セクション	セクションへのリンク
機能セクションのトップに戻る	<a href="#">セクション 7.4</a>
ヒータドライバ制御	<a href="#">セクション 7.4.1.1</a>
ヒータドライバの保護	<a href="#">セクション 7.4.1.2</a>

これは、抵抗性発熱素子の駆動に使用できる外付けのハイサイド MOSFET ゲートドライバです。ドライバは SPI または PWM で制御され、アクティブ短絡検出とオフ状態での開放負荷検出がプログラム可能です。

#### 7.4.1.1 ヒータ MOSFET ドライバ制御

ヒータ MOSFET ドライバ制御モードは、レジスタ [HS\\_HEAT\\_OUT\\_CNFG](#) の [HEAT\\_CNFG](#) ビットで設定されます。ヒータ構成ビットは、ヒーター出力の制御をイネーブルまたはディセーブルにし、制御ソースを構成します。ヒータドライバの場合、制御ソースは SPI レジスタ制御と PWM ピン制御です。

SPI レジスタ制御モード ([HEAT\\_CNFG = 01b](#)) では、レジスタ [HS\\_EC\\_HEAT\\_CTRL](#) のビット [HEAT\\_EN](#) をセットすることで、ヒータ MOSFET ゲート駆動がイネーブルおよびディスエーブルされます。

PWM 制御モード ([HEAT\\_CNFG = 10b](#)) では、ゲートドライバは PIN PWM1 の外部 PWM 信号によって制御されます。ヒータドライバが PWM 制御モードにある場合、[HEAT\\_EN](#) は無視されます。

次の表は、ヒータドライバの設定および制御オプションをまとめたものです。

表 7-4. ヒータの設定

HEAT_CNFG ビット	構成	説明
00b	ディセーブル	ヒータコントロール無効
01b	SPI レジスタの制御	ヒータ SPI 制御がイネーブル
10b	PWM1 制御	PWM1 ピンによるヒーター制御
11b	予約済み	予約済み

以下は、ヒータドライバ ブロックのブロック図です。

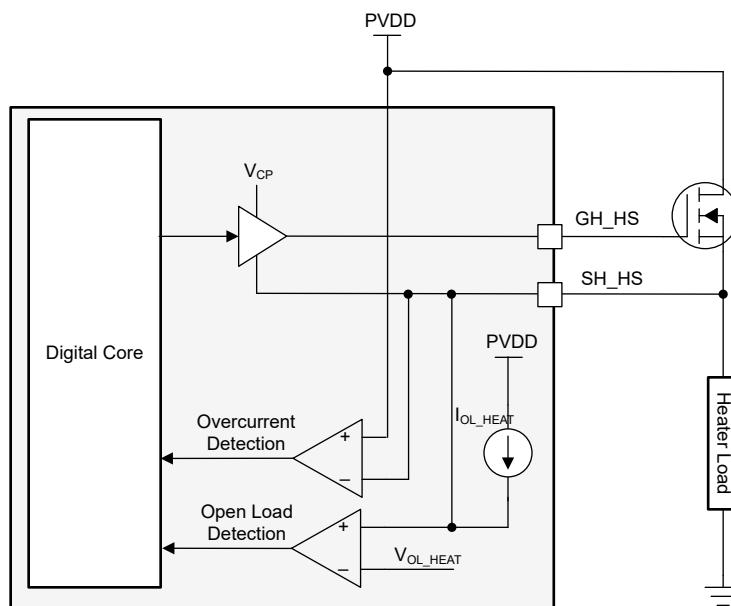


図 7-2. ヒータ MOSFET ドライバのブロック図

以下のタイミング波形は、ヒータドライバに予想されるタイミングを示しています。

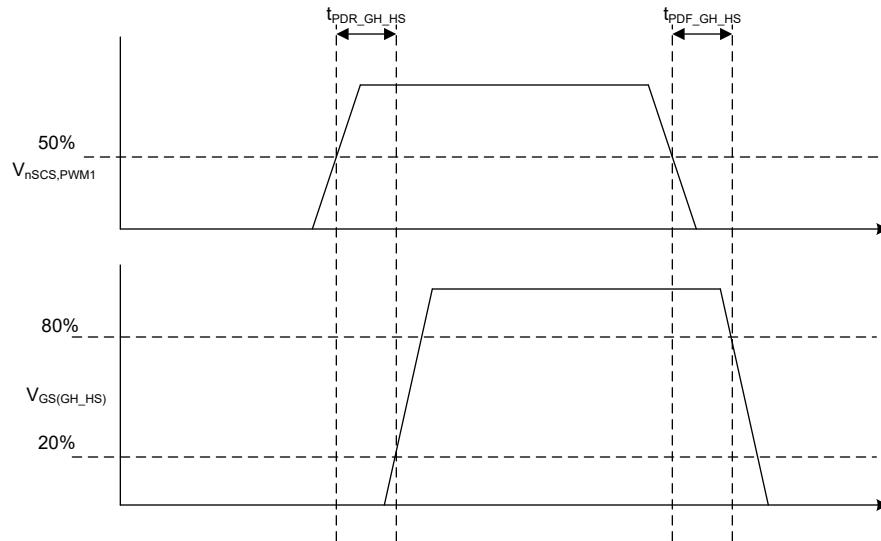


図 7-3. ヒータのタイミング図

#### 7.4.1.2 ヒータ MOSFET ドライバの保護

ヒータドライバは、アクティブな短絡検出と、オフ状態の開路検出を備えています。

##### 7.4.1.2.1 ヒータ SH\_HS 内部ダイオード

SH\_HS ピンの内部 ESD ダイオードによって消費されるのは、限られた量のエネルギー(1mJ 未満)のみです。負荷短絡が発生した場合に備え、グランドと SH\_HS ピンの間に外付けダイオードを追加することを TI は推奨しています。ヒータ負荷が短絡しているとき、電流は外部ヒータ MOSFET の飽和電流のみによって制限されます。短絡検出によりヒータ出力をシャットオフするように構成した場合、同じ電流がグランドから SH\_HS まで内部 ESD ダイオードを経由して消費されますが、これは、内部 ESD ダイオードが消費できる量より大きい値です。

##### 7.4.1.2.2 ヒータ MOSFET $V_{DS}$ 過電流保護(HEAT\_VDS)

ヒータドライバ  $V_{DS}$  過電流コンパレータの両端の電圧が、 $V_{DS\_LVL\_HEAT}$  を超えた状態が、 $t_{DS\_HEAT\_DG}$  時間より長く続くと、ヒータ過電流状態が検出されます。電圧スレッショルドとグリッチ除去時間は、[HEAT\\_CNFQ](#) レジスタの設定により調整できます。

表 7-5. ヒータ VDS レベル

HEAT_VDS_LVL	VDS 電圧レベル
0000b	0.06V
0001b	0.08V
0010b	0.10V
0011b	0.12V
0100b	0.14V
0101b	0.16V
0110b	0.18V
0111b	0.2V
1000b	0.24V
1001b	0.28V
1010b	0.32V
1011b	0.36V
1100b	0.4V

**表 7-5. ヒータ VDS レベル (続き)**

HEAT_VDS_LVL	VDS 電圧レベル
1101b	0.44V
1110b	0.56V
1111b	1V

**表 7-6. ヒータ VDS グリッチ除去時間**

HEAT_VDS_DG	時間
00b	1μs
01b	2μs
10b	4μs
11b	8μs

ヒータ MOSFET  $V_{DS}$  モニタ ブランкиング期間もあり、レジスタ **HEAT\_CNFG** 内のビット **HEAT\_VDS\_BLK** で設定されます。4 つのブランкиング時間の選択肢があります。

**表 7-7. ヒータ VDS のブランкиング時間**

HEAT_VDS_BLK	時間
00b	4μs
01b	8μs
10b	16μs
11b	32μs

ヒータ過電流モニターは、**HEAT\_VDS\_MODE** レジスタ設定により設定された 4 つの異なるモードで応答し、回復することができます。

- **ラッチ フォルト モード:** 過電流イベントの検出後、ゲートドライバ プルダウンはイネーブルになり、**HEAT\_VDS** ビット、**EC\_HEAT** ビットがアサートされます。ゲート フォルト イベントの解消後、**CLR\_FLT** が発行されるまではフォルト状況はラッチされた状態のままです。
- **サイクルごとのモード:** 過電流イベントの検出後、ゲートドライバ プルダウンはイネーブルになり、**HEAT\_VDS**、**EC\_HEAT**、**FAULT** ビットがアサートされます。レジスタ **IC\_STAT1** の **EC\_HEAT** および **FAULT** ステータス ビットは、ドライバ制御入力が変化するまでアサートされたままで(SPI または PWM)。**HEAT\_VDS** ビットをクリアするには、入力の変更後に **CLR\_FLT** コマンドを送信する必要があります。入力を変更する前に **CLR\_FLT** が発行された場合、すべてのステータス ビットはすべてアサートされたままで、ドライバ プルダウンはイネーブルのままです。
- **警告レポートのみモード:** 過電流イベントは、警告と関連する **WARN** と **HEAT\_VDS** ビットで通知されます。デバイスは何も動作を行いません。**CLR\_FLT** が発行されるまで、警告はラッチされたままで。
- **ディセーブル モード:** ヒータ  $V_{DS}$  過電流監視はディセーブルとなり、応答や通知を行いません。

#### 7.4.1.2.3 ヒータ MOSFET 開放負荷検出

オフ状態の開放負荷監視は、電流源でプルアップしたときの電圧差 **SH\_HS** ノードを開放負荷スレッショルド電圧 **V<sub>OL\_HEAT</sub>** と比較することで行われます。**SH\_HS** 電圧が開放負荷スレッショルド **V<sub>OL\_HEAT</sub>** をフィルタ時間 **t<sub>OL\_HEAT</sub>** より長い時間上回ると、開放負荷ビット **HEAT\_OL** が設定されます。開放負荷モニタはビット **HEAT\_OLP\_EN** で制御されます。

##### 注

ヒータの開放負荷診断は、ヒータ構成が無効化されており、ビット **HEAT\_CNFG** が 00b である必要がある場合のみ機能します。

## 7.4.2 ハイサイド ドライバ

表 7-8. ハイサイド ドライバ セクションの目次

ハーフブリッジ セクション	セクションへのリンク
機能セクションのトップに戻る	<a href="#">セクション 7.4</a>
ハイサイド ドライバ制御	<a href="#">セクション 7.4.2.1</a>
ハイサイド ドライバ レギュレータ	<a href="#">セクション 7.4.2.1.3</a>
ハイサイド ドライバ保護	<a href="#">セクション 7.4.2.2</a>

このデバイスは、6つのハイサイド ドライバ(OUT7~OUT12)を統合しており、複数の負荷タイプを駆動するようにプログラムできます。各ハイサイド ドライバは、高電流または低電流の保護と、開放負荷電流のスレッショルドを選択できます。OUT7 は、ランプ、電球、または LED を駆動するように構成できます。すべてのハイサイド ドライバには、高容量 LED モジュールを駆動するための固定時定電流モードもあります。

すべてのハイサイド ドライバには、開放負荷検出と短絡保護機能が搭載されています。低  $R_{DSON}$  モードと高  $R_{DSON}$  モードのどちらのモードでも、OUT7 は、ランプまたは電球負荷用のオプションの ITRIP レギュレーション機能を備えています。OUT8-OUT12 にはオプションの ITRIP レギュレーションもあり、それぞれの過電流スレッショルド (high または low) を超えた場合にアクティブになります。この機能は、より大きな LED モジュールや、OUT8-OUT12 を使用して他の負荷タイプを駆動するために使用できます。エレクトロクロミック ドライバが使用される場合、OUT11 は EC 素子用の保護されたバッテリ電圧を供給するために使用されます。

ハイサイド ドライバのブロック図を以下に示します。

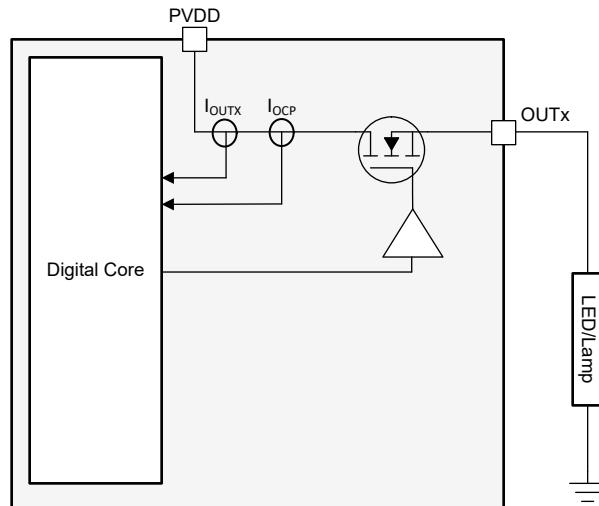


図 7-4. ハイサイド ドライバ ブロック図

表 7-9 以下の表に、すべてのデバイスのハイサイド ドライバと、それぞれに対応する機能セットを示します。

表 7-9. ハイサイド ドライバとその機能

ハイサイド ドライバ	$R_{DSON}(\Omega)$	OL 検出	過電流および短絡保護	ITRIP	CCM	EC 電源に使用
OUT7	0.4/1.2	あり	あり	あり	あり	なし
OUT8	1.2	あり	あり	あり	あり	なし
OUT9	1.2	あり	あり	あり	あり	なし
OUT10	1.2	あり	あり	あり	あり	なし
OUT11	1.2	あり	あり	あり	あり	あり
OUT12	1.2	あり	あり	あり	あり	なし

#### 7.4.2.1 ハイサイド ドライバ制御

ハイサイド ドライバは、SPI レジスタ、10 ビット PWM ジェネレータから内部で生成される PWM 信号、PWM1 ピンからの外部 PWM 信号による制御用に構成できます。この構成は、レジスタ **HS\_HEAT\_OUT\_CNFG** の **OUTx\_CNFG** (OUT7 ~ OUT12) ビットを設定することで行われます。

SPI レジスタ制御モード (**OUTx\_CNFG** = 01b) では、ハイサイド出力は **HS\_EC\_HEAT\_CTRL** 内の各出力の有効ビット (ON/OFF) に従います。

次の表に、ハイサイド ドライバの構成オプションを要約します。

**表 7-10. ハイサイド ドライバ構成**

<b>OUTx_CNFG</b> ビット	構成	説明
00	OFF	ハイサイド ゲート ドライバが無効
01	SPI レジスタの制御	ハイサイド ドライバの SPI 制御が有効
10	PWM1 ピン制御	PWM1 ピン によるハイサイド ドライバ制御
11	PWM ジェネレータ	専用内部 PWM ジェネレータを搭載したハイサイド ドライバ制御

##### 7.4.2.1.1 ハイサイド ドライバ PWM ジェネレータ

各ハイサイド ドライバには、10 ビットのデューティ サイクル分解能を持つ専用の PWM ジェネレータがあります。各 PWM ジェネレータの周波数とデューティは、互いに独立して制御できます。

ハイサイド ドライバのデューティサイクルを設定する際、最大 1022 (99.8%) までの値を選択できます。

必要なレジスタ設定シーケンス:

- レジスタ **HS\_PWM\_FREQ\_CNFG** のハイサイド ドライバ PWM 周波数値を設定します
- デューティ サイクルをレジスタ **OUTx\_DC** に設定します。設定値は 0 から 1022 (デューティサイクル 0%~99.8%) です
- レジスタ **HS\_HEAT\_OUT\_CNFG** でドライバの動作モードを設定します

PWM ジェネレータの周波数は、以下の表に示すように、レジスタ **HS\_PWM\_FREQ\_CNFG** の **PWM\_OUTX\_FREQ** ビットで制御されます。

**表 7-11. PWM 周波数**

<b>PWM_OUTX_FREQ</b>	PWM 周波数(Hz)
00b	108
01b	217
10b	289
11b	434

##### 7.4.2.1.2 定電流モード

すべてのハイサイド ドライバにはタイマー付き定電流モード (CCM) 機能があり、所望の出力に対して短時間の定電流を供給するために使用できます。このモードは、レジスタ **HS\_REG\_CNFG2** 内のビット **OUTx\_CCM\_EN** を使用してイネーブルされます。有効化されると、ハイサイド ドライバからの電流は、設定された制限値に 10ms の短時間制限されます。

定電流モードには 2 つの電流制限オプションがあります。これは、レジスタ **HS\_REG\_CNFG2** 内のビット **OUTx\_CCM\_TO** で構成されます (以下の表を参照)。

**表 7-12. 定電流モードに関する複数のオプション :**

ハイサイド出力	<b>OUTx_CCM_TO</b>	電流制限 ( $I_{CCM}$ )	タイムアウト ( $t_{CCMto}$ )
OUT7 (RDSON High)	0b	250mA	10ms
	1b	330mA	10ms

**表 7-12. 定電流モードに関する複数のオプション：(続き)**

ハイサイド出力	OUTX_CCM_TO	電流制限 ( $I_{CCM}$ )	タイムアウト( $t_{CCMto}$ )
OUT7 (RDSON Low)	0b	360mA	10ms
	1b	450mA	10ms
OUT8-12	0b	350mA	10ms
	1b	450mA	10ms

この定電流モード機能は、構成された出力をイネーブルにする前に OUTx\_CCM\_EN ビットが構成されている場合、および出力がディスエーブル状態の場合にのみイネーブルされます。CCM は、有効時間  $t_{CCMto}$  が経過すると自動的に終了します。タイムアウト後も、ドライバはレジスタ HS\_HEAT\_OUT\_CNFG 内の OUTx\_EN ビットに従って有効のまま保持され、HS\_OUT\_CNFG レジスタ内の OUTx\_CNFG ビット設定に基づいて構成されます。

必要なレジスタ設定シーケンス：

- レジスタ HS\_REG\_CNFG2 のハイサイドドライバ CCM モードを設定します
- レジスタ HS\_HEAT\_OUT\_CNFG のハイサイドドライバの動作を設定します

CCM モードが設定され、ドライバ構成が完了すると、レジスタ HS\_HEAT\_OUT\_CNFG に対応する OUTx\_EN ビットが設定されると、CCM タイマが開始されます。

CCM タイマが終了した後は、SPI 制御または外部 PWM ジェネレータ制御 (OUTx\_CNFG = 01b または 10b) のみがサポートされます。内部 PWM ジェネレータ制御は CCM モードをサポートしていません。

ハイサイドドライバを構成した後に定電流モードを構成した場合、CCM モードはレギュレートされません。

OUTx\_CCM\_EN ビットの場合：

- 定電流モードのタイムアウト前にコントローラによって OUTx\_CCM\_EN がクリアされた場合、ドライバはこのコマンドに従い、OUTx\_CNFG ビットに対応するモードに切り替えます
- ドライバがすでにイネーブルになってから OUTx\_CCM\_EN がセットされると、OUTx\_CCM\_EN ビットは無視されます。この場合、OUTx\_CCM\_EN はオフのままでです。

短絡および過電流検出は、ドライバがオンで PWM 駆動されているが定電流モードではない場合、アクティブ/イネーブルになります。開放負荷検出は常に機能しています。

#### 7.4.2.1.3 OUTx HS ITRIP 動作

すべてのハイサイドドライバには、HS\_ITRIP と呼ばれる固定周波数の電流制御機能が利用できます。この機能は、特定の負荷を駆動中に過電流状態が発生した場合、ドライバを再起動します。過電流検出は、検出された負荷電流に基づいています。この機能は、ドライバの過電流しきい値を超える大きな突入電流を伴う負荷、例えばランプ、電球、大型 LED モジュールなどを駆動するために使用されます。

ハイサイドドライバは、OUT7 用には HS\_REG\_CNFG1 レジスタ内の OUT7\_ITRIP\_EN を、OUT8~12 用には HS\_REG\_CNFG3 レジスタ内の HS\_OUTx\_ITRIP\_EN を設定することで、ITRIP 制御を有効に構成できます。デフォルトでは、ITRIP レギュレーションは、すべてのハイサイドドライバに対して無効になっています。ITRIP レギュレーションがディセーブルされていて、ブランク時間後にドライバ電流がグリッチ除去時間の間過電流スレッショルド ( $I_{OCx}$ ) を超えると、出力は無効になります。

**ITRIP レギュレーション有効：**

ITRIP レギュレーションがイネーブルになった場合、ブランク時間後にドライバ電流がグリッチ除去時間の間、過電流スレッショルド  $I_{OCx}$  を超えると、出力はオフになります。ITRIP サイクルが終了すると、自動的に再度オンになります。過電流スレッショルド (high または low) は、HS\_OC\_CNFG レジスタの OUT7 の OUT7\_RDSON\_MODE ビットを、OUT8~12 ビットの OUTx\_OC\_TH ビットをセットすることで構成されます。

ITRIP レギュレーションのブランク時間は、すべてのハイサイドドライバ出力の 40μs です。OUTx が無効になると、ブランク時間が開始されます。OUT7 には専用の ITRIP 周波数およびグリッチ除去時間の設定があり、HS\_REG\_CNFG1 レ

ジスタ内の [OUT7\\_ITRIP\\_FREQ](#) ビットおよび [OUT7\\_ITRIP\\_DG](#) ビットで構成できます。OUT8~12 については、ITRIP 周波数およびグリッヂ除去時間の設定は共通であり、[HS\\_REG\\_CNFG3](#) レジスタ内の [HS\\_OUT\\_ITRIP\\_FREQ](#) ビットおよび [HS\\_OUT\\_ITRIP\\_DG](#) ビットで構成できます。 $V_{PVDD} < 20V$  の場合、すべてのグリッヂ除去オプション(24、32、40、48μs)が使用可能です。 $V_{PVDD} > 20V$  の場合、グリッヂ除去時間は自動的に 10μs に短縮されます。

ITRIP 制御が有効で、過電流が検出されると、OUT7 ドライバの場合は [EC\\_HEAT\\_ITRIP\\_STAT](#) レジスタ内の [OUT7\\_ITRIP\\_STAT](#) ビットが、OUT8~12 ドライバの場合は [HS\\_ITRIP\\_STAT](#) レジスタ内の [OUTx\\_ITRIP\\_STAT](#) ビットがセットされ、ラッチされます。この故障ビットは、[CLR\\_FLT](#) ビットがセットされるまでセットされたままです。

表 7-13. ハイサイド ITRIP 周波数オプション概要

周波数( $f_{ITRIP\_HS}$ )	<a href="#">HS_OUT_ITRIP_FREQ/OUT7_ITRIP_FREQ</a>
1.7kHz	00b
2.2kHz	01b
3kHz	10b
4.4kHz	11b

表 7-14. ハイサイド ITRIP グリッヂ除去オプション概要

グリッヂ除去時間( $t_{ITRIP\_HS\_DG}$ )	<a href="#">HS_OUT_ITRIP_DG/OUT7_ITRIP_DG</a>
48 μs	00b
40 μs	01b
32 μs	10b
24 μs	11b

ITRIP グリッヂ除去タイマは、OUTx の ITRIP ブランディング時間が経過すると開始します。最小 OUTx ITRIP オン時間は、ブランディング時間とグリッヂ除去時間の合計であり、合計期間は OUTx の ITRIP 周波数によって決定されます。下の図は ITRIP の動作を示しています。

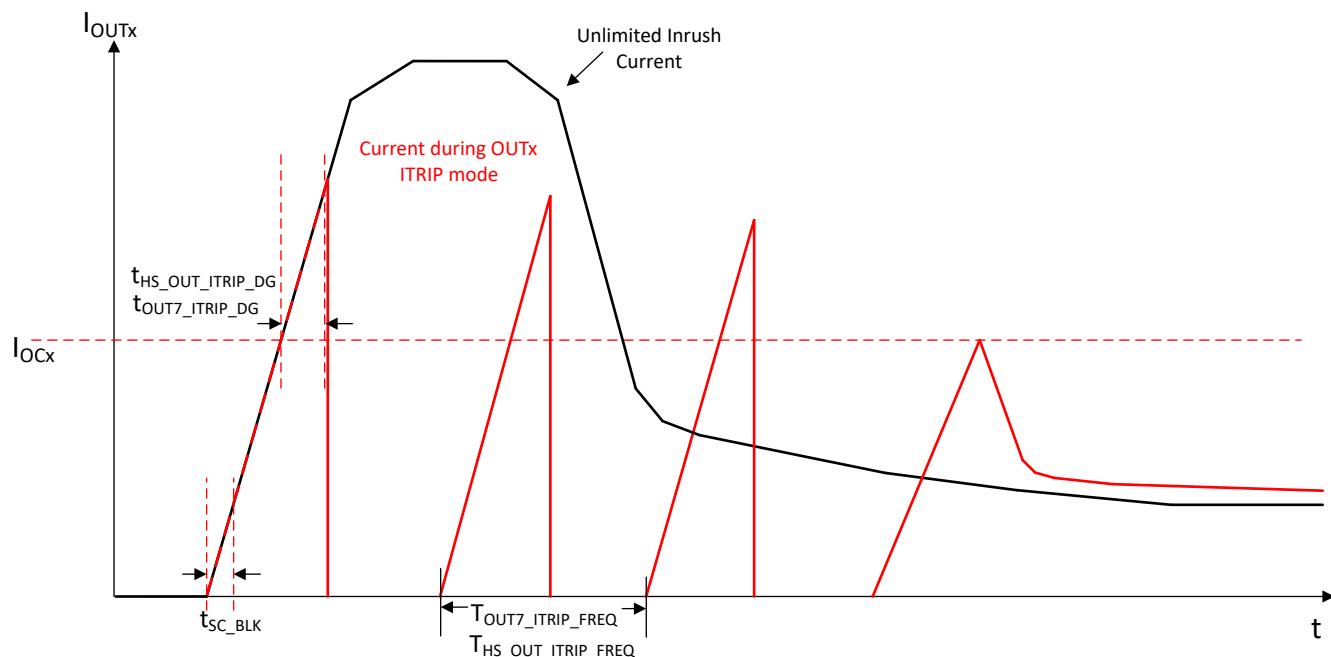


図 7-5. 白熱電球を使用した OUTx HS の ITRIP 動作

ブランディング時間  $t_{SC\_BLK}$  は 40μs であり、その後に過電流状態を検出できます。 $t_{OUT7\_ITRIP\_DG}$  または  $t_{HS\_OUT\_ITRIP\_DG}$  は、過電流保護スレッショルドを超えた後も OUTx がオンのまま維持される時間です。

$T_{OUT7\_ITRIP\_FREQ}$  または  $T_{HS\_OUT\_ITRIP\_FREQ}$  は ITRIP ループの周期であり、 $t_{OUT7\_ITRIP\_FREQ}$  または  $t_{HS\_OUT\_ITRIP\_FREQ}$  の逆数に相当します。OUT7 ~ 12 の ITRIP 故障は、レジスタ **OUT7\_ITRIP\_STAT** および **OUTx\_ITRIP\_STAT** で通知されます。

#### 7.4.2.1.4 ハイサイド – パラレル出力

ハイサイドドライバ OUT8 から OUT12 までを並列に接続することで、さらに大きな電流負荷をサポートできます。たとえば、OUT8 と OUT9 を効果的に  $600m\Omega$  ドライバとして並列に接続するか、OUT9、OUT10、OUT12 を実質的に  $400m\Omega$  ドライバとして並列に接続できます。

ただし、この動作モードには以下の制限があります。

- 並列ハイサイドドライバでは内部 PWM 制御は機能しないため、この動作モードには設定しないでください。
- 定電流モードは不可能であり、無効にする必要があります。
- ITRIP レギュレーションはサポートされていません。
- 過電流保護、短絡保護回路、アクティブ開放負荷検出をサポートしています。

並列動作する場合は、ハイサイドドライバをオン / オフ SPI レジスタ制御用に構成するか、ピンによる外部 PWM 信号制御用に構成する必要があります。

#### 7.4.2.2 ハイサイド ドライバ保護回路

##### 7.4.2.2.1 ハイサイド ドライバの内部ダイオード

各ハイサイドドライバには、ESD 保護用に、グランドからハイサイド OUTx ノードまでの内部ダイオードが搭載されています。次のいずれかが発生すると、このダイオードは大きなエネルギー消費にさらされる可能性があります。

- ハイサイド出力で、グランド接続が喪失し、グランドへの短絡が両方とも発生します。
- ハイサイド出力には誘導性負荷が接続されています

フリーホイール中に内部 ESD ダイオードによって消費されるのは、限られた量のエネルギー ( $1mJ$  未満)のみです。 $100\mu H$  を超える誘導性負荷の場合、PGND と対応する出力との間に外部フリーホイール ダイオードに接続する必要があります

##### 7.4.2.2.2 ハイサイド ドライバの短絡保護回路

短絡保護回路は、OUTx ノードの 2V コンパレータを使用して、各ハイサイド出力 (OUT7 ~ 12) を監視します。ブランク時間後に OUTx 電圧がグリッチ除去時間内で 2V の短絡スレッショルドを超えた場合、グランド短絡故障が検出され、出力は無効化されます。

2V のコンパレータ ブランク時間 ( $t_{SC\_BLK}$ ) は、すべてのハイサイドドライバ出力の  $40\mu s$  です。OUTx がイネーブルになると、ブランク時間が開始します。OUT7 には専用のグリッチ除去時間設定があり、**HS\_REG\_CNFG1** レジスタの **OUT7\_ITRIP\_DG** ビットで構成可能です。OUT8~12 のグリッチ除去時間の設定は共有され、**HS\_REG\_CNFG3** レジスタ内の **HS\_OUT\_ITRIP\_DG** ビットで構成できます。 $V_{PVDD} < 20V$  の場合、すべてのグリッチ除去オプション (24、32、40、 $48\mu s$ ) が使用可能です。 $V_{PVDD} > 20V$  の場合、グリッチ除去時間は自動的に  $10\mu s$  に短縮されます。

短絡検出時に、**HS\_STAT** レジスタの対応する **OUTx\_OCP** 故障ステータスビットがラッチされ、対応する出力がシャットオフされます。この故障ビットは、**CLR\_FLT** ビットがセットされるまでセットされたままです。次の図に、ハイサイドドライバの短絡動作を示します：

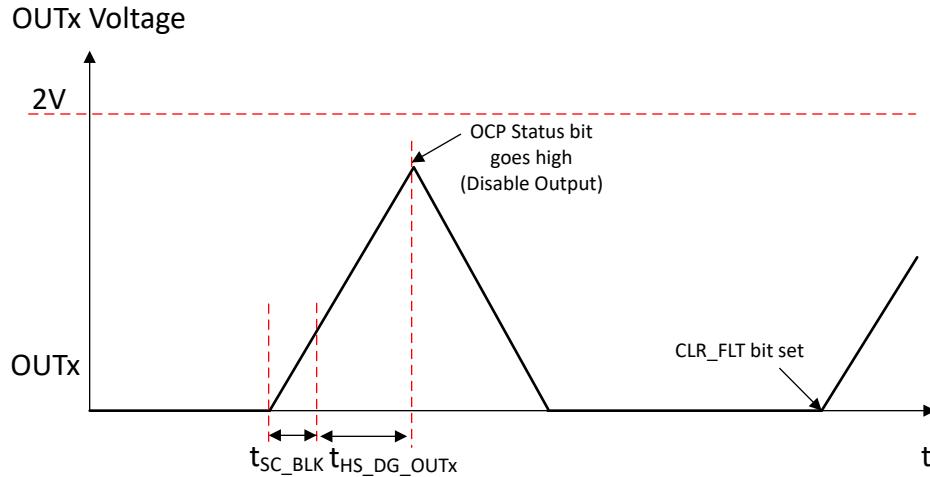


図 7-6. ハイサイド ドライバ短絡保護回路

#### 7.4.2.2.3 ハイサイド ドライバの過電流保護

過電流保護機能は、ITRIP レギュレーションが無効の場合に利用できます。すべてのドライバ (OUT7-OUT12) の出力電流が監視され、ブランク時間の後にグリッチ除去時間の経過後に電流が過電流スレッショルドを超えると、出力が無効になります。

`HS_REG_CNFG1` で `OUT7_ITRIP_EN` = 0b を構成することで、OUT7 の ITRIP を無効にします。また、`HS_REG_CNFG3` レジスタで `HS_OUTx_ITRIP_EN` = 0b 構成することで、OUT8 ~ 12 の ITRIP を無効化します。過電流スレッショルド (high または low) は、`HS_OC_CNFG` レジスタの OUT7 の `OUT7_RDSON_MODE` ビットを、OUT8 ~ 12 ビットに対して `OUTx_OC_TH` ビットを設定することで構成されます。

過電流保護のブランク時間は、すべてのハイサイドドライバ出力の  $40\mu s$  です。OUTx が無効になると、ブランク時間が開始されます。OUT7 には専用のグリッチ除去時間設定があり、`HS_REG_CNFG1` レジスタ内の `OUT7_ITRIP_DG` ビットで構成可能です。OUT8 ~ 12 のグリッチ除去時間の設定は共有され、`HS_REG_CNFG3` レジスタ内の `HS_OUT_ITRIP_DG` ビットで構成できます。 $V_{PVDD} < 20V$  の場合、すべてのグリッチ除去オプション (24, 32, 40,  $48\mu s$ ) が使用可能です。 $V_{PVDD} > 20V$  の場合、グリッチ除去時間は自動的に  $10\mu s$  に短縮されます。過電流検出が検出されると、OUT7 ドライバの `EC_HEAT_ITRIP_STAT` レジスタの `OUT7_ITRIP_STAT` ビット、または OUT8-12 ドライバの `HS_ITRIP_STAT` レジスタの `OUTx_ITRIP_STAT` ビットがラッチされ、対応する出力が遮断されます。この故障ビットは、`CLR_FLT` ビットがセットされるまでセットされたままです。

#### 7.4.2.2.4 ハイサイド ドライバの開放負荷検出

ハイサイド ドライバは、開放負荷検出機能を備えています。DRV800x-Q1 のハーフブリッジ ドライバ OLA 検出方式と同様に、ハイサイド ドライバの開放負荷検出方式では、各ドライバを順番にチェックし、負荷電流が開放負荷電流スレッショルド以下であるかどうかを確認します。開放負荷電流スレッショルド  $I_{OLDx}$  は、OUT8-12 のレジスタ `HS_OL_CNFG` のビット `OUTx_OLA_TH` を使って、高電流スレッショルドと低電流スレッショルドの間で設定できます。これらのスレッショルドは、`OUT7_RDSON_MODE` に基づいて、ハイサイド ドライバ OUT7 に対してのみ自動的に調整されます。

開放負荷検出は、OUT7-12 ハイサイド ドライバに対してレジスタ `HS_OL_CNFG` のビット `OUTx_OLA_EN` をイネーブルにする必要があります。

負荷電流  $I_{OUTx}$  が  $t > t_{OLD\_HS}$  の間、開放負荷スレッショルド ( $I_{OLD\_HS}$ ) を下回ると、対応するハイサイド開放負荷ステータスビット `OUTx_OLA` がステータス レジスタに設定されます。開放負荷で検出されたドライバはオフになりません。

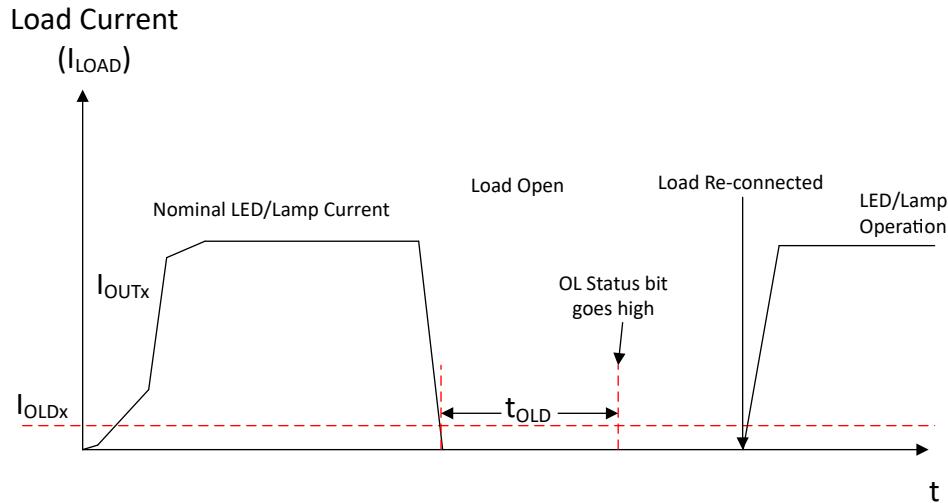


図 7-7. ハイサイド ドライバの開放負荷検出

各ハイサイド ドライバの開放負荷検出テスト時間は  $200\mu\text{s}$  です。出力がイネーブルになるまで、タイマは起動しません。イネーブルになっているすべてのドライバがサイクルされると、検出サイクルが再開されます。OUTx に対して OLA ビットのフラグが設定されると、ステータスはラッチされ、OUTx は検出サイクルから除外されます。OUTx の OLA チェックを再開するには、CLR\_FLT が必要です。

OLA 検出を完了するには、下限側ドライバを最小  $200\mu\text{s}$  でオンにする必要があります。それ以外の場合、本デバイスは次の PWM サイクルまで待機します。OLA 検出用の OFF カウンタは、ハイサイド ドライバがオフになると開始し、ドライバが  $10\text{ms}$  を超えてオフになった場合に OLA 検出を終了します。

### 7.4.3 エレクトロクロミック ガラス ドライバ

表 7-15. EC ドライバ セクションの目次

EC ドライバ セクション	セクションへのリンク
機能セクションのトップに戻る	<a href="#">セクション 7.4</a>
EC ドライバ制御	<a href="#">セクション 7.4.3.1</a>
EC ドライバの保護	<a href="#">セクション 7.4.3.2</a>

このデバイスは、ミラーのエレクトロクロミック素子を充電または放電するために使用できる統合エレクトロクロミック ドライバ ブロックを搭載しています。エレクトロクロミック ドライバ ブロックは、外部 MOSFET を充電し、素子の充電電圧と放電電圧を制御します。ドライバ構成は、OUT11 を素子への保護された電源として使用するか、OUT11 を使用しない(OUT11 を独立制御)かのいずれかで動作します。

#### 7.4.3.1 エレクトロクロミック ドライバ制御

エレクトロクロミック ドライバのブロック図を以下に示します。

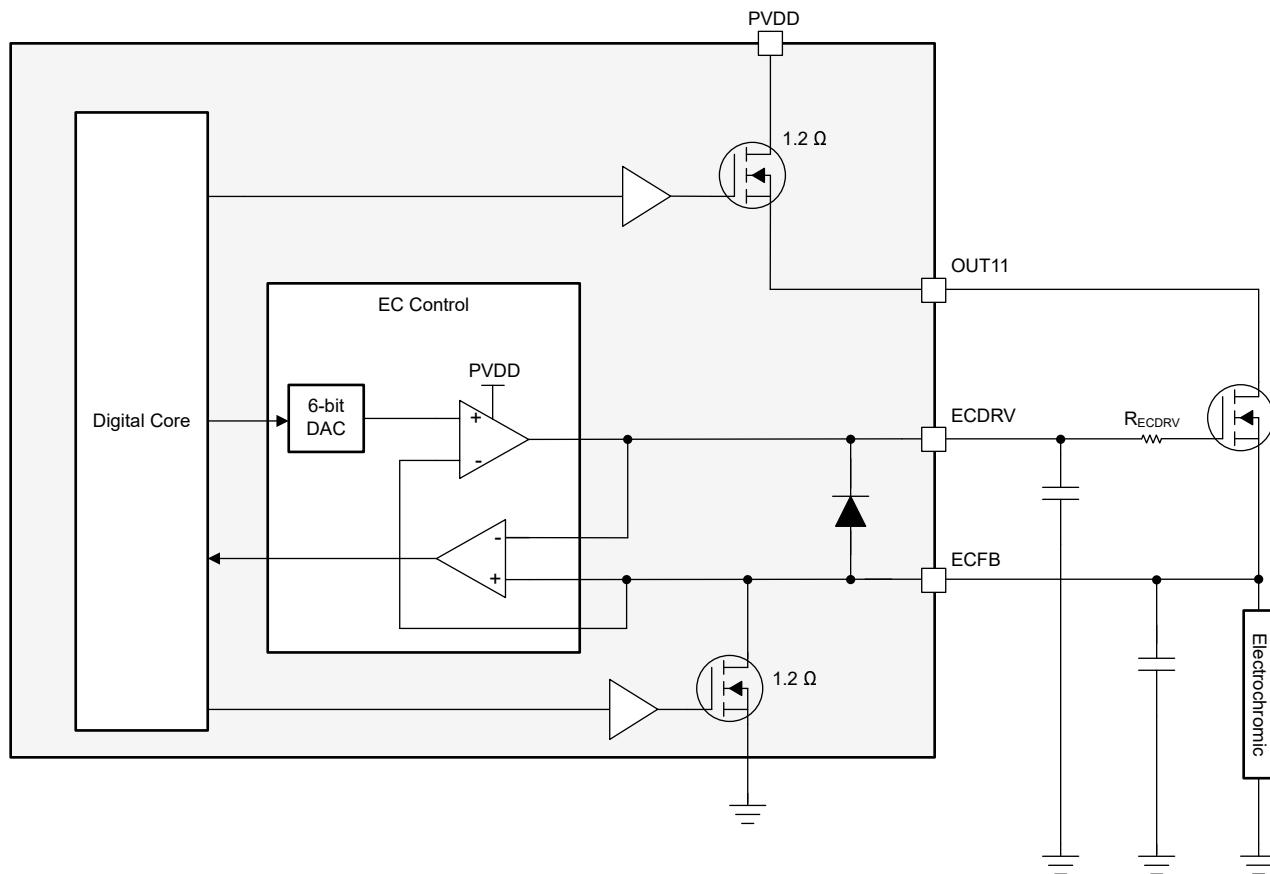


図 7-8. エレクトロクロミック ドライバのブロック図 - デフォルト構成

システムの実装に応じて、エレクトロクローム ドライバは、エレクトロクローム ハイサイド電荷 MOSFET のドレインをハイサイド ドライバ OUT11 から供給するか、または電源電圧 (PVDD) から直接供給する構成をサポートします。EC 制御ブロックは、OUT11 または外部 FET 電源 (PVDD) とは独立して動作でき、いずれの構成においても独立した保護回路を備えています。この機能は、別の負荷を駆動するために追加のハイサイド ドライバが必要な場合に役立ちます。この構成における主な制限は、チャージ MOSFET がショートで故障した場合、OUT11 が EC 電源として使用されていると、電源への接続を遮断できないことです。EC が PVDD から直接供給される場合 (OUT11 が独立に構成されている場合) でも、短絡、過電圧、開放負荷の状態を検出できます。

**EC 電源の OUT11:**この構成はレジスタ **HS\_OC\_CNFG** のビット **OUT11\_EC\_MODE** で設定されます。デフォルトでは **OUT11\_EC\_MODE = 1b** であり、ブロック図 [エレクトロクロミック ドライバのブロック図 - デフォルト構成](#) に示すように EC 駆動の電源として構成されています。この構成では、レジスタ **HS\_HEAT\_OUT\_CNFG** の **OUT11\_CNFG** ビットは無視されます(オン/オフ、SPI/PWM)。OUT11 と  $1.2\Omega$  の ECFB ローサイド放電 MOSFET は、EC の充電および放電状態において、それぞれ過電流、過電圧、およびパッシブ開放負荷検出が有効になっています。

**EC 電源の PVDD、独立した OUT11:**OUT11 を独立したハイサイド ドライバとして(EC 制御に独立して)使用して別の負荷を駆動するには、EC 充電 MOSFET のドレインを電源電圧に直接接続するので、レジスタ **HS\_OC\_CNFG** の **OUT11\_EC\_MODE = 0b** に設定します。

独立モードの ITRIP レギュレーションは、OUT11 に対して、ピンが EC として使用されていない場合、有効です。OUT11 が EC モードの場合、レギュレーション モードが設定されていても、電流レギュレーションは実行されません。

以前と同様に、ECFB ローサイド放電 MOSFET 保護回路は、EC 放電状態中アクティブになります。次の図は、この構成を示しています。

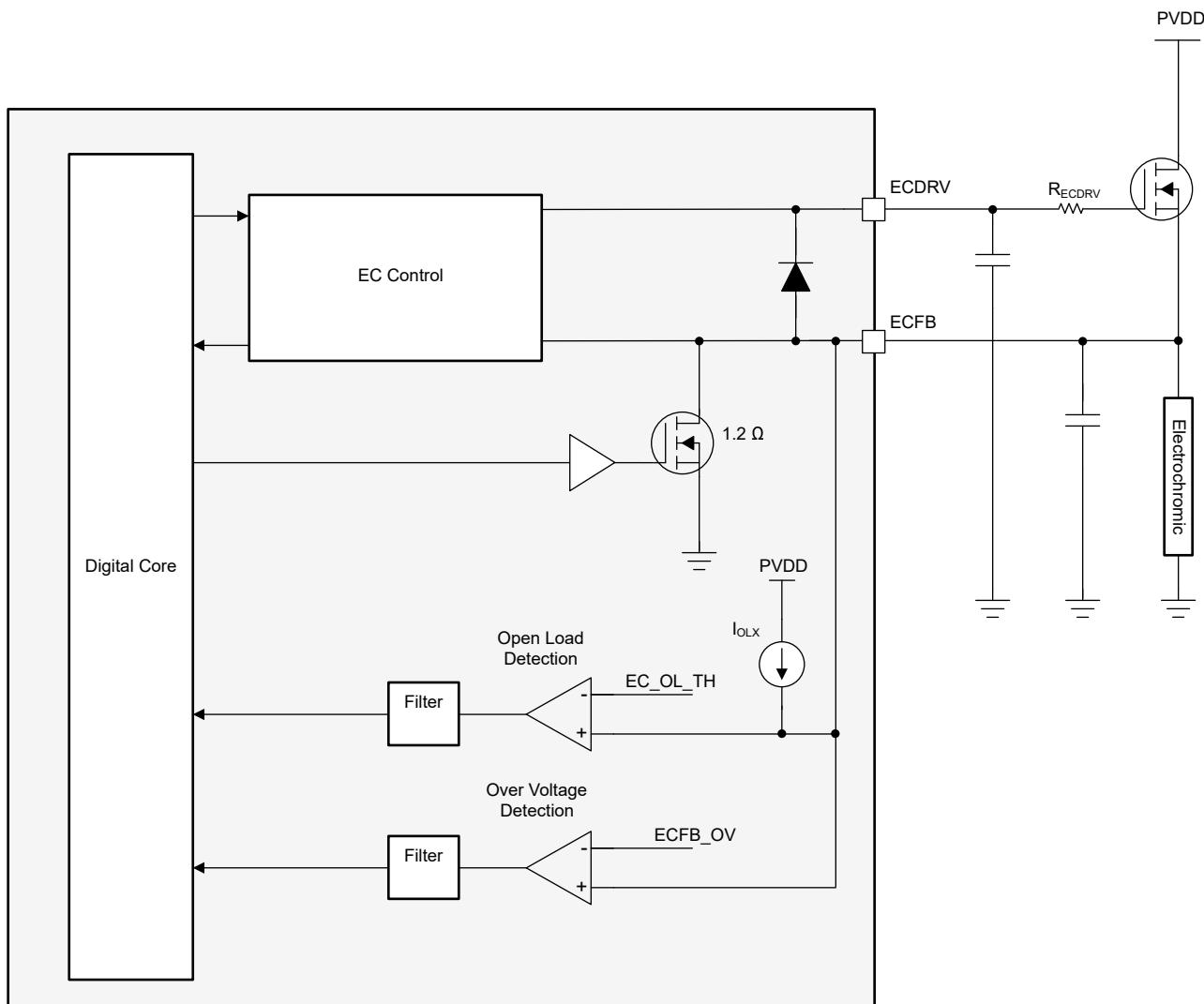


図 7-9. 直接 PVDD 供給によるエレクトロクロム (OUT11 独立)

**EC ドライバをイネーブルにする場合:** **EC\_ON** ビットと **EC\_V\_TAR** ビットをレジスタ **HS\_EC\_HEAT\_CTRL** 内で目的の目標電圧に設定し、EC ドライバの制御ループをイネーブルします。これらのビットを設定すると、EC ドライバの制御ループがイネーブルになります。

**EC 素子の電圧制御:** EC ドライバがイネーブルになると、ドライバの帰還ループがアクティブになり、ECFB ピンの電圧はレジスタ **HS\_EC\_HEAT\_CTRL** のビット **EC\_V\_TAR** で設定された目標電圧にレギュレートされます。ECFB ピンの目標電圧は、レジスタ **EC\_CNFG** の **ECFB\_MAX** ビットがそれぞれ 1 または 0 に設定されているかどうかに応じて、1.5V または 1.2V のフルスケール範囲でバイナリコード化されます。**ECFB\_MAX = 0b** はデフォルト値(1.2V)です。

EC 電圧の新しい値が設定されるたびに、制御ループが新しい目標値へのレギュレーションを開始すると、**ECFB\_HI** の 250 $\mu$ s のブランкиング時間  $t_{BLK\_ECFB}$  または ECFB の **ECFB\_LO** ステータス表示が行われます。

このデバイスには、高速放電と PWM 放電の 2 つの放電モードがあります。

**EC 素子の高速放電:** 高速放電 **ECFB\_LS\_PWM** を使用して EC 素子を完全に放電するには、0b に設定する必要があります。**EC\_CNFG** の目標出力電圧 **EC\_V\_TAR** も 0b に設定し、**ECFB\_LS\_EN** ビットと **EC\_ON** ビットを 1b に設定する必要があります。これら 4 つの条件が満たされると、ECFB ピンの内部 1.2 $\Omega$  ローサイド MOSFET がグランドにプルダウンされ、ピン ECFB の電圧が放電されます。

1. レジスタ **EC\_CNFG** で **ECFB\_LS\_PWM = 0b** に設定します
2. **ECFB\_LS\_EN = 1b**、**EC\_ON = 1b**、**EC\_V\_TAR = 0b** をレジスタ **HS\_EC\_HEAT\_CTRL** 内で設定します。
3. ECFB LS MOSFET がイネーブルになり、EC ミラーの高速放電を実行します。

**EC 素子の PWM 放電:** エレクトロクロム ドライバの PWM 放電サイクルの概要を以下に示します。

1. レジスタ **EC\_CNFG** で **ECFB\_LS\_PWM = 1b** に設定します
2. レジスタ **HS\_EC\_HEAT\_CTRL** 内のビット **ECFB\_LS\_EN = 1b**、**EC\_ON = 1b** を設定します。
3. 制御ループが  $V_{ECDRV} < V_{ECFB}$  かつ  $V_{ECDRV} < 400\text{mV}$  の状態が  $t_{RECHARGE}$  または 3ms を超えて続くと、ECDRV レギュレータはオフになり、ECFB 上の LS MOSFET が約 300ms ( $t_{DISCHARGE}$ ) の間アクティブ化されます。この放電中は、ECDRV 出力が Low になり、貫通電流が防止されます。
4. 放電パルス  $t_{DISCHARGE}$  の終わりに、放電 MOSFET のスイッチがオフになり、新しい低い値でレギュレーション ループが再度アクティブになります。制御ループはステップ 2 に戻り、再び制御外の状態 ( $V_{ECDRV} < 400\text{mV}$  または  $V_{ECDRV} < V_{ECFB}$ ) が確認されます。レギュレーション範囲外の条件が満たされない場合、ループは通常動作状態に戻ります。

次の図は、エレクトロクロム ドライバの PWM 放電サイクルを示しています。

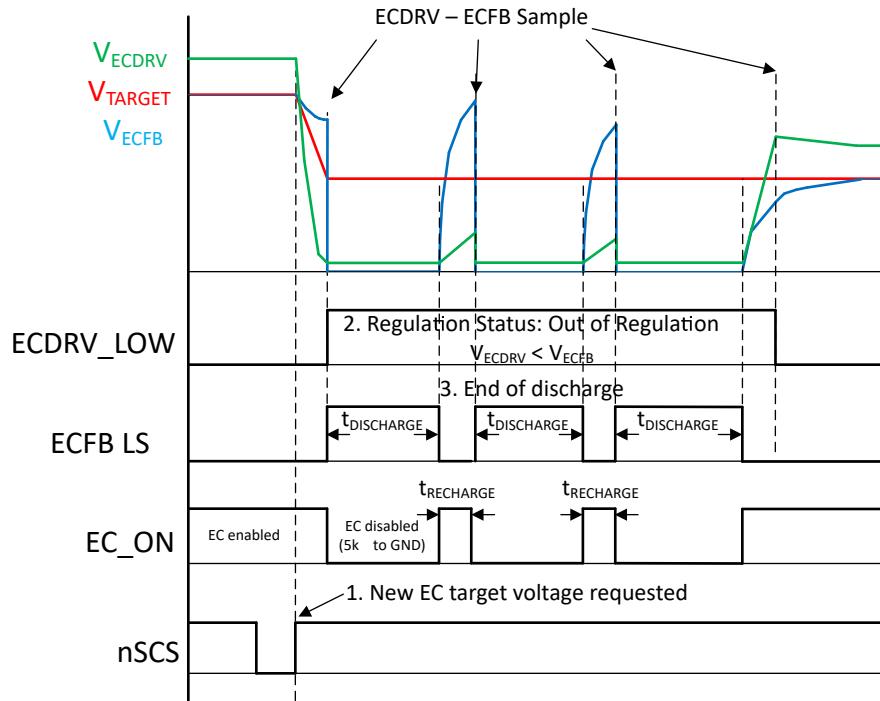


図 7-10. PWM によるエレクトロクロム放電

電圧制御ループのステータスは SPI 経由で通知されるため、EC の充電／放電制御タイミングを判断するには、このレポートを参考することが TI により推奨されています。ECFB ピンの電圧が目標値より 120mV を超えて高い場合、ビット **ECFB\_HI** が設定されます。ECFB ピンの電圧が目標値より 120mV 低い場合、**ECFB\_LO** が設定されます。ビット **t\_FT\_ECFB** 以上のフィルタ時間にわたって安定している場合、ECFB ステータスビット **ECFB\_HI** と **ECFB\_LO** の両方が有効になります。これらのビットはラッチされず、グローバル フォルトとして指定されません。

**終了放電モード:** 放電モードを終了するには、**EC\_V\_TAR** をゼロ以外の値に設定します。新しい目標電圧がプログラムされる際に、**ECFB\_LS\_EN** ビットを変更する必要はありません。制御ループ内部ロジックにより、**OUT11** と ECFB LS の両方が同時にオンになることが防止されます。

ピン **ECDRV** に 4.7nF 以上のコンデンサを追加し、ECFB とグランドとの間に 220nF のコンデンサを追加して、制御ループの安定性を高める必要があります。ノイズ耐性を高めるために、ループコンデンサはそれぞれのピンのできるだけ近くに配置することを TI は推奨しています。

EC ドライバを使用しない場合は、ECFB ピンをグランドに接続できます。

#### 7.4.3.2 エレクトロクロミック ドライバ保護

エレクトロクロミック ドライバ ブロックには、充電および放電状態の両方に対応する複数の保護および検出回路が搭載されています。コンパレータ ベースの検出回路、EC 充電状態(**OUT11** を電源として構成した場合)でアクティブになる **OUT11** の保護回路、ECFB 低側ディスチャージ MOSFET の保護回路があります。

**OUT11 から供給される EC:** エレクトロクロム駆動が統合されたハイサイド ドライバ **OUT11** から供給されるように構成されている場合、他のハイサイド ドライバと同様の保護および診断機能が利用できます(例えば、過電流検出時には制御ループがオフになります)。これらのハイサイド ドライバ保護は、エレクトロクロームが充電状態のとき(電圧上昇時)にアクティブになります。**OUT11\_EC\_MODE** (**OUT11\_EC\_MODE** = 1b) の場合、**OUT11** を PWM モードで制御できず、**EC\_CNFG** は診断の構成に使用されます。**EC\_OUT11\_OCP\_DG** の場合、 $V_{PVDD} < 20V$  のとき、グリッヂ除去オプション(6μs, 10μs, 15μs, 60μs)が使用可能です。 $V_{PVDD} > 20V$  の場合、グリッヂ除去時間は自動的に 10μs に短縮されます。

**EC 充電中の OUT11 での故障:** **EC\_ON** = 1b (EC 制御イネーブル) のときに過熱シャットダウン故障 (ゾーン 3 または 4) または OUT11 の過電流故障が発生した場合:

- OUT11 がシャットオフされます (ステータス レジスタ セット)
- ECDRV ピンはグランドにプルされます
- EC\_ON** は「1」のまま
- ECFB\_LS\_EN** はプログラムされたままになります

OUT11 の障害が発生した後に EC 制御を再開するには、コントローラが対応するフォルトを読み取り、クリアする必要があります。再起動が発生すると、ドライバは以前の **EC\_V\_TAR** 値に戻ります。

EC 充電中に OUT11 で開放負荷が検出されると、レジスタ **HS\_STAT** の OUT11\_OLA ビットがセットされます。

**放電過電流保護 LS FET:** ローサイド FET (LSFET) による ECFB の放電中、ECFB ピンの負荷電流が過電流スレッショルド ( $I_{OC\_ECFB}$ ) を超えると、過電流故障が検出されます。過電流故障応答はレジスタ **EC\_CNFG** の **EC\_FLT\_MODE** ビットで設定できます。

#### **EC\_FLT\_MODE = 0b:**

EC LSFET を流れる電流がグリッチ除去時間の後に OCP スレッショルド ( $I_{OC\_ECFB}$ ) を超えると、LSFET はディスエーブルになります。EC LSFET のグリッチ除去時間は  $V_{PVDD}$  に依存します。 $V_{PVDD} < 20V$  の場合、グリッチ除去時間は  $40\mu s$  です。 $V_{PVDD} > 20V$  の場合、グリッチ除去時間は自動的に  $15\mu s$  に短縮されます。

#### **EC\_FLT\_MODE = 1b:**

ブランク時間の後に EC LSFET を流れる電流がグリッチ除去時間の間 OCP スレッショルド ( $I_{OC\_ECFB}$ ) を超えると、ドライバは HS ドライバ OUT7-12 の ITRIP レギュレーションと同様に過電流回復モード (OCR) に移行します。グリッチ除去時間と ITRIP 周波数は、OUT7 の ITRIP 設定から取得されます。

OCR モードがイネーブルの場合、ECFB から  $V_{PVDD}$  への短絡により **ECFB\_OV** ビットが High の場合、ドライバはシャットオフされます。**ECFB\_OV** のグリッチ除去時間は、**ECFB\_OV\_DG** 構成設定に関係なく  $20\mu s$  です。

**表 7-16. 放電過電流保護**

<b>EC_FLT_MODE</b>	フォルト応答
0b	ラッチ (Hi-Z)
1b	過電流復帰 (OUT7 ITRIP 設定)

**開放負荷検出あり:** EC の放電中は、開放負荷も検出できます。レジスタ **EC\_CNFG** の **EC\_OLEN** ビットをセットする必要があります。ECFB の負荷電流が  $t_{DG\_OL\_ECFB\_LS}$  より長い間  $I_{OL\_ECFB\_LS}$  を下回ると、開放負荷ステータスビット **ECFB\_OL** がセットされ、レジスタ **IC\_STAT1** の **WARN** ビットがセットされます。

**バッテリ OV 検出までの時間:**

**EC\_ON** = 1 の時に、ECFB 電圧が  $V_{ECFB\_OV\_TH}$  を超え、その状態がグリッチ除去時間  $t_{ECFB\_OV\_DG}$  を超えて続くと、ECFB の過電圧またはバッテリ短絡が検出されます。ビット **ECFB\_OV\_MODE** は、ドライバ ECFB 過電圧フォルト応答を決定します。EC 過電圧グリッチ除去時間は、レジスタ **EC\_CNFG** のビット **ECFB\_OV\_DG** で設定されます。

過電圧フォルト応答制御の場合、ビット **ECFB\_OV\_MODE** をレジスタ **EC\_CNFG** で設定できます。**ECFB\_OV\_MODE** = 00b の場合、このフォルト中は何の動作も行われません。**ECFB\_OV\_MODE** = 01b の場合、ECFB 電圧が設定されたデグリッチ時間  $t_{ECFB\_OV\_DG}$  を超えて 3V を超えると、**EC\_HEAT\_ITRIP\_STAT** レジスタ内の **ECFB\_OV** ビットがセットされ、さらに **IC\_STAT1** レジスタ内の **EC\_HEAT** フォルトビットがセットされます。**ECFB\_OV\_MODE** = 10b の場合、ECFB の OV が発生すると、ECDRV ピンがプルダウンされ、ECFB LS FET は Hi-Z です。**ECFB\_OV\_MODE** = 01b の場合と同じレジスタでフォルトが通知されます。

フォルト応答とビット値を以下の表にまとめます。

**表 7-17. エレクトロクロム 過電圧障害応答**

ECFB_OV_MODE	フォルト応答
00b	何も起こらない
01b	レジスタで故障を通知
10b	プルダウン ECDRV および ECFB LS FET、レジスタの故障を通知
11b	何も起こらない

**表 7-18. EC 過電圧グリッチ除去時間**

ECFB_OV_DG	グリッチ除去時間
00b	20μs
01b	50μs
10b	100μs
11b	200μs

短絡または開放負荷の検出: EC 診断は、短絡または開放負荷を通知するように構成できます。このモードは、**EC\_CNFG** レジスタの **ECFB\_DIAG** ビットをセットすることで選択され、**EC\_ON** ビットが 0b である必要があります。

**表 7-19. ECFB 診断検出オプション**

ECFB_DIAG	検出設定
00b	ディセーブル
01b	短絡
10b	開放回路

**短絡の検出:** 短絡の検出は、ECFB と GND の間に低インピーダンス状態を検出できます。ビット **ECFB\_SC\_RSEL** は、 $0.5\Omega \sim 3\Omega$  の短絡が検出されるインピーダンスを選択します。電圧  $V_{ECFB\_SC\_TH}$  は  $I_{ECFB\_SC} * ECFB\_SC\_RSEL$  と比較されます。EC アンプがオフ、**ECFB\_DIAG = 01b**、**EC\_ON = 0b** のとき、以下の短絡検出が実行されます：

- $I_{ECFB\_SC}$  電流を ECFB ピンに供給し、最初の 3ms ブランкиング時間を待機します
- 短絡検出を有効にした後で ECFB 電圧が  $I_{ECFB\_SC} * ECFB\_SC\_RSEL$  よりも低い場合、**ECFB\_DIAG\_STAT = 1b** を設定することで、レジスタ A の短絡 (ECFB\_SC) を登録します。
- 短絡検出がアクティブである限り、 $I_{ECFB\_SC}$  は ECFB ピンを通過し続けます。

**表 7-20. ECFB 診断検出オプション**

ECFB_SC_RSEL	インピーダンス スレッショルド
00b	$0.5\Omega$
01b	$1.0\Omega$
10b	$2.0\Omega$
11b	$3.0\Omega$

**開放負荷検出:** パッシブ開放負荷検出は、**ECFB\_DIAG = 10b**、**EC\_ON = 0b** のとき、EC アンプがオフになります。出力インピーダンスが  $4k\Omega$  より高いときに開放負荷が検出されると、 $I_{ECFB\_OLP} * 4k\Omega$  の ECFB 電圧スレッショルド  $V_{ECFB\_OLP\_TH}$  が生成されます。開放負荷検出の手順は次のとおりです：

- $I_{ECFB\_OLP}$  電流を ECFB ピンに流し、最初の 3ms のブランкиング時間を待機します
- 検出された ECFB 電圧が  $V_{ECFB\_OLP\_TH}$  より大きい場合、**ECFB\_DIAG\_STAT = 1b** を設定することで、開放負荷条件 (ECFB\_OLP) を登録します。
- 開放負荷検出がアクティブである限り、 $I_{ECFB\_OLP}$  は ECFB ピンを通過し続けます。

### 7.4.4 ハーフブリッジ ドライバ

表 7-21. ハーフブリッジセクションの目次

ハーフブリッジセクション	セクションへのリンク
機能セクションのトップに戻る	<a href="#">セクション 7.4</a>
ハーフブリッジ制御	<a href="#">セクション 7.4.4.1</a>
ハーフブリッジレギュレーション	<a href="#">セクション 7.4.4.4</a>
ハーフブリッジ保護	<a href="#">ハーフブリッジの保護と診断</a>

このデバイスは、合計 6 つのハーフブリッジハイサイドおよびローサイド FET を統合し、最大 5 つのモータの双方向駆動をサポートします。1.54Ω ハーフブリッジ 2 つ、440mΩ ハーフブリッジ 2 つ、185mΩ ハーフブリッジ 1 つ、155mΩ ハーフブリッジ 1 つで構成されています。これらのドライバはすべて、SPI レジスタ、PWM1 ピンまたは IPROPI/PWM2 ピンから供給される PWM 信号で制御できます。各ドライバには、ITRIP と呼ばれる構成可能な電流レギュレーション機能もあります。ハーフブリッジ保護回路には、過電流保護、オフ状態、アクティブの開路診断が含まれます。

下の図は、最大 5 つのミラーおよびロックモーター、およびすべてのミラーモータをサポートする統合ハーフブリッジの一般的な構成を示しています。

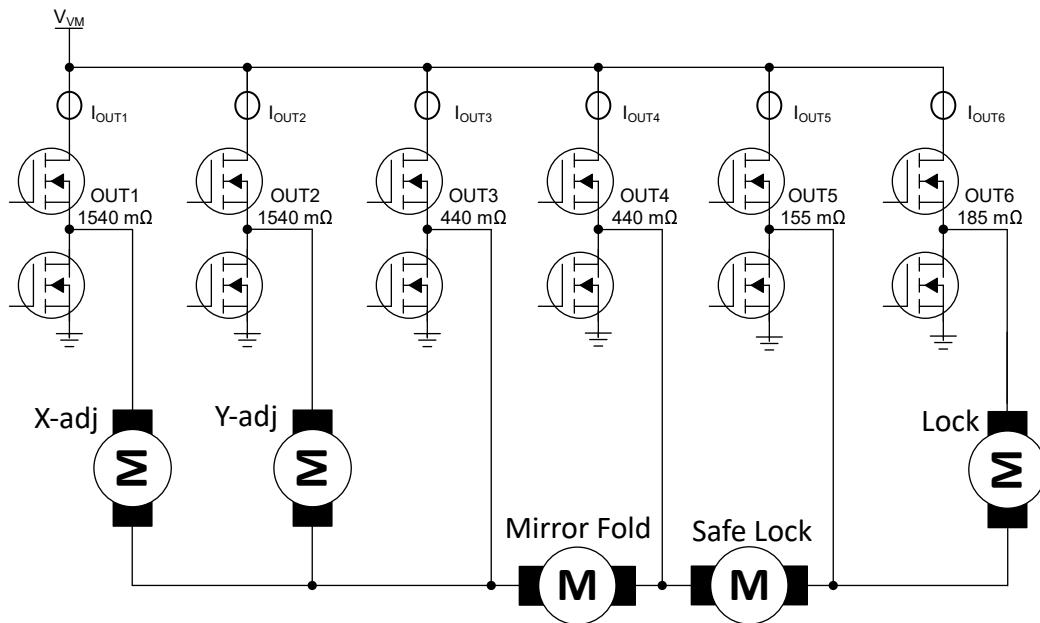


図 7-11. 最大 5 つのモータ（ミラーおよびロック）のハーフブリッジ構成

次の図は、ミラーリングのみの負荷の構成を示しています。

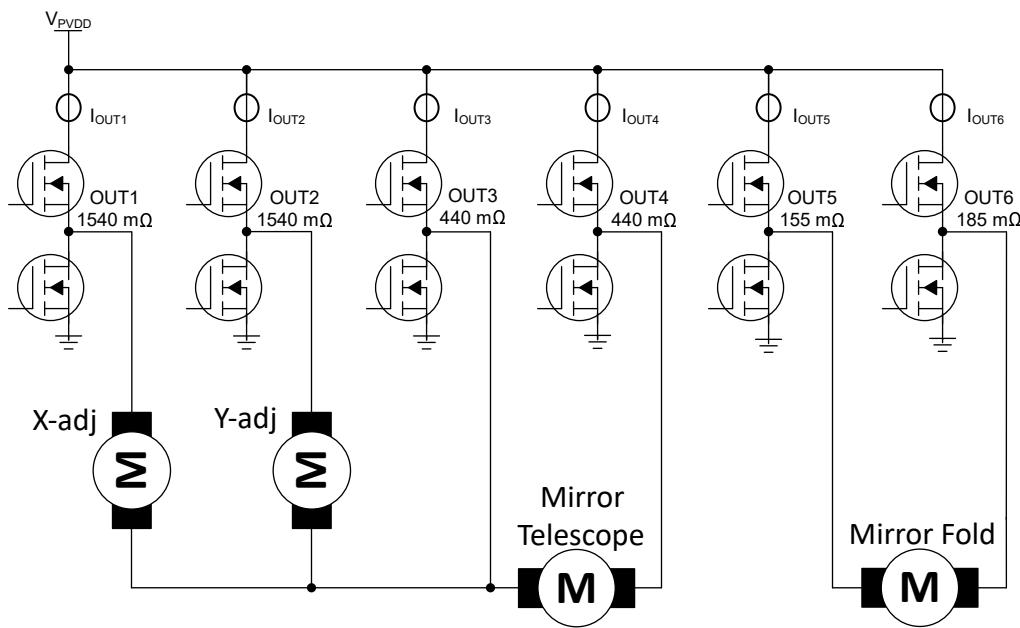


図 7-12. 最大 4 つのモータのハーフ ブリッジ構成（ミラーのみ）

#### 7.4.4.1 ハーフブリッジ制御

ハーフブリッジドライバは 2 つのモードで制御することにより、PWM 入力ピンまたは SPI レジスタでの制御方式をサポートします。ハーフブリッジドライバには、ハーフブリッジ制御をイネーブルにし、制御モード(PWM または SPI)を設定するための構成レジスタ(HB\_OUT\_CNF1 および HB\_OUT\_CNF2)があります。

ハーフブリッジは、PWM1 ピンと IPROPI/PWM2 ピンのどちらかからの入力信号で制御するように構成できます。PWM1 ピンへの信号は、ハーフブリッジ、ハイサイド ドライバ、ヒータ ドライバに内部で多重化できます。PWM2 ピンによる IPROPI/PWM2 制御は、ハーフブリッジにのみ使用できます。PWM/PWM2 ピンが PWM 入力に構成されている場合、IPROPI 検出出力は利用できなくなります。各ハーフブリッジ ドライバのスルーレートは HB\_SR\_CNF で設定できます。

IPROPI/PWM2 は、デフォルトではセンス出力です。構成表を以下に示します。OUT5 と OUT6 は HB\_OUT\_CNF1 で構成され、OUT4 経由で OUT1 は HB\_OUT\_CNF2 で構成されていることに注意します。

表 7-22. OUTX\_CNF1 ハーフブリッジ構成

OUTX_CNF1[2]	OUTX_CNF1[1]	OUTX_CNF1[0]	OUTx	HS オン	LS オン
0	0	0	OFF	OFF	OFF
0	0	1	SPI レジスタの制御	OUTX_CTRL	OUTX_CTRL
0	1	0	PWM 1 相補制御	約 PWM1	PWM1
0	1	1	PWM 1 LS 制御	OFF	PWM1
1	0	0	PWM 1 HS 制御	PWM1	OFF
1	0	1	PWM 2 相補制御	~ IPROPI / PWM2	IPROPI/PWM2
1	1	0	PWM 2 LS 制御	OFF	IPROPI/PWM2
1	1	1	PWM 2 HS 制御	IPROPI/PWM2	OFF

ハーフブリッジを SPI レジスタ制御用に構成した場合(OUTX\_CNF1 = 01b)、ビット OUTX\_CTRL を持つレジスタ GD\_HB\_CTRL で、ハーフブリッジのハイサイドおよびローサイド MOSFET を個別に制御できます。以下に、独立ハーフブリッジ モードの真理値表を示します。

**表 7-23. ハーフ ブリッジ ドライバ コントローラ**

OUTx_CTRL(OUT1~6)ビット	構成	説明
00	OFF	ハーフブリッジ制御 OFF
01	HS オン	ハイサイド MOSFET ON
10	LS オン	ローサイド MOSFET ON
11	RSVD	予約済み。

ハーフブリッジ制御モードは、SPI 通信が利用可能なときに、そのビットに書き込むことで、いつでも変更できます。この変更はすぐに反映されます。

ハーフブリッジが PWM 動作用に構成されている場合 (OUTx\_CFG = 01xb, 10xb または 11xb)、入力は 100% 駆動モードまたは PWM 駆動モードの静的またはパルス幅変調 (PWM) 電圧信号を受け付けます。

本デバイスは、ハーフブリッジ切り替え時におけるハイサイド FET とローサイド FET の切り替え時に必要なデッドタイムを自動的に生成します。このタイミングは、内部での FET ゲートとソース間電圧フィードバックに基づきます。外部タイミングは必要ありません。この方式では、ショートスルー電流を防止しながら、デッドタイムを最小限に抑えます。

#### 7.4.4.2 OUT1 および OUT2 ハイサイド ドライバ モード

OUT1 および OUT2 のハーフブリッジは、HB\_OUT\_CFG2 レジスタの OUT1\_MODE ビットと OUT2\_MODE ビットを設定することで、ハイサイド ドライバとして構成できます。OUTx\_MODE が 1b に設定されている場合、対応する出力はハイサイド モードで動作します。

ハイサイド ドライバ構成では、OUT1 と OUT2 出力は、内部 PWM ジェネレータによってのみ制御されます。この制御は、OUT1\_CFG と OUT2\_CFG を xx1b に設定することで有効化されます。これらのビットを xx0b に設定すると、出力 OUT1 および OUT2 はディスエーブルになります。

ハイサイド モードに設定された場合、OUT1 および OUT2 の PWM 周波数は、HB\_ITRIP\_FREQ レジスタ内の PWM\_OUT1\_FREQ ビットおよび PWM\_OUT2\_FREQ ビットを使用して設定できます。ビット OUT1\_DC および OUT2\_DC は、内部 PWM ジェネレータからのデューティ サイクル制御を 1022 (99.8% デューティ サイクル) の値まで設定します。

**表 7-24. ハイサイド ドライバ モードでの OUT1 または OUT2 PWM 周波数**

PWM_OUTx_FREQ	PWM 周波数(Hz)
00b	108
01b	217
10b	289
11b	434

ハーフブリッジ モードと同じ保護機能および診断機能が、ハイサイド モードの OUT1 および OUT2 に適用されます。

#### 7.4.4.3 ハーフ ブリッジ レジスタ コントロール

ハーフブリッジはデフォルトで無効化されていますが、SPI レジスタ制御モードで動作するように設定すると、GD\_HB\_CTRL レジスタ内の OUTx\_CTRL ビットにあるハイサイド (HS\_ON) およびローサイド (LS\_ON) の個別イネーブルビットを構成することで、任意のハイサイドまたはローサイドを有効化できます。

例として、2 つのハーフブリッジ (OUT1/OUT2, OUT3/OUT4, OUT5/OUT6) を、それぞれハーフブリッジ X (OUTX) およびハーフブリッジ Y (OUTY) として接続する場合が挙げられます。特定のハーフブリッジのハイサイドおよびローサイドのイネーブルビットは、モータを順転モード、逆転モード、ブレーキ モード、コスト モードで駆動するように、以下のように構成されます：

**表 7-25. モーターの動作 (OUTX と OUTY の間に接続されたモーター)**

nSLEEP	ハーフブリッジ X HS	ハーフブリッジ X LS	ハーフブリッジ Y HS	ハーフブリッジ Y LS	OUTX	OUTY	
0	X	X	X	X	Z	Z	スリープ
1	0	0	0	0	Z	Z	コースト
1	HS_ON = 1	LS_ON = 0	HS_ON = 0	LS_ON = 1	H	L	順方向
1	HS_ON = 0	LS_ON = 1	HS_ON = 1	LS_ON = 0	L	H	逆方向
1	HS_ON = 0	LS_ON = 1	HS_ON = 0	LS_ON = 1	L	L	ブレーキ (ローサイド)
1	HS_ON = 1	LS_ON = 0	HS_ON = 1	LS_ON = 0	H	H	ブレーキ (ハイサイド)

#### 7.4.4.4 ハーフブリッジ ITRIP レギュレーション

デバイスのハーフブリッジには、ITRIP と呼ばれるオプションの固定周波数負荷電流調整機能があります。具体的にはアクティブな出力電流を、[OUTx\\_ITRIP\\_LVL](#) で決定される設定済み電流スレッショルドと比較します。OUT1-2 には 2 つの ITRIP 電流スレッショルドがあり、OUT3-6 には 3 つの電流スレッショルド オプションもあります。ITRIP スレッショルド、イネーブル、およびタイミング設定は、[HB\\_ITRIP\\_CONFIG](#)、[HB\\_ITRIP\\_FREQ](#)、および [HB\\_ITRIP\\_DG](#) で各ハーフブリッジに対して個別に設定されます。

このデバイスには常にイネーブルになる複数のドライバが内蔵されているため、ITRIP ハーフブリッジ レギュレーション中の消費電力を低減する目的でフリーホイール構成があります。同期整流 (MOSFET) により、非同期整流 (ダイオード) に比べて消費電力が低くなります。ハーフブリッジのフリーhoiール動作は、非同期 (パッシブ フリーhoiール) と同期整流 (アクティブ フリーhoiール) の間で構成可能です。ITRIP レギュレーション中のハーフブリッジの同期整流は、構成レジスタ [HB\\_OUT\\_CNF1](#) の [NSR\\_OUTx\\_DIS](#) ビットを設定することでイネーブルになります。

ITRIP 検出は各ハーフブリッジのハイサイドおよびローサイド MOSFET の両方で行われ、ブランкиングは内部で制御されます。

設定可能な ITRIP タイミング パラメータは、周波数およびグリッチ除去です。以下の表に、ITRIP の設定オプションをまとめます。

**表 7-26. ハーフブリッジの ITRIP 同期整流設定**

NSR_OUTx_DIS	ITRIP ハーフブリッジのオフ時間応答
0b	ハイインピーダンス
1b	相補型 MOSFET がオン

**表 7-27. ハーフブリッジの ITRIP 電流スレッショルド**

ハーフブリッジ	ITRIP 電流スレッショルド (標準値)	OUTx_ITRIP_LVL
OUT6	6.2A	10b
	5.4A	01b
	2.3A	00b
OUT5	7.6A	10b
	6.6A	01b
	2.9A	00b
OUT3 および OUT4	3.4A	10b
	2.5A	01b
	1.3A	00b

**表 7-27. ハーフ ブリッジの ITRIP 電流スレッショルド (続き)**

ハーフ ブリッジ	ITRIP 電流スレッショルド(標準値)	OUTx_ITRIP_LVL
OUT1 および OUT2	0.875A	1b
	0.7A	0b

**表 7-28. ITRIP タイミング - グリッチ除去オプション**

グリッチ除去時間	OUTx_ITRIP_DG
2μs	00b
5μs	01b
10 μs	10b
20 μs	11b

**表 7-29. ITRIP タイミング - 周波数オプション**

ITRIP 周波数	OUTx_ITRIP_FREQ
20kHz	00b
10kHz	01b
5kHz	10b
2.5kHz	11b

**注**

20kHz の ITRIP 周波数が必要な場合は、最も速いグリッチ除去時間を推奨します(2μs)。

ITRIP レギュレーションは、次のステップに従います。

- ハーフブリッジのローサイドまたはハイサイドがイネーブルになります。最初の ITRIP クロック エッジは、ハーフ ブリッジがイネーブルのときに発生します。
- ローサイドまたはハイサイドのいずれかで ITRIP 制限を超過すると、デバイスはグリッチ除去時間  $t_{DG\_ITRIP\_HB}$  よりも長い間待機します。
- グリッチ除去時間が経過しても ITRIP 制限を超えた場合、どちらかのハーフブリッジが Hi-Z に入るか、  
**NSR\_OUTx\_DIS** ビットの設定に応じて、ITRIP サイクルの残りの期間中、反対側の MOSFET をオンにします。  
ITRIP ステータス ビットが設定され、レギュレーション ループが再起動します。
- NSR\_OUTx\_DIS = 1b** (同期整流がイネーブル) の場合、イネーブルされている MOSFET を流れる電流が反転しているかどうかを監視されます。電流の反転が検出された場合、ITRIP サイクルの残りの期間、ハーフブリッジ出力は Hi-Z になります。

同期整流またはフリーホール機能は、**NSR\_OUTx\_DIS** ビットを構成レジスタ **HB\_OUT\_CFG1** で設定することによって有効になります。**NSR\_OUTx\_DIS = 0b** の場合、いずれかの MOSFET で ITRIP が発生すると、ハーフブリッジは Hi-Z になります。**NSR\_OUTx\_DIS = 1b** の場合、いずれかの MOSFET で ITRIP が発生すると、反対側の MOSFET がイネーブルになります。

例えば、補完モードでは **NSR\_OUTx\_DIS = 1b**、**OUTx\_CFG = 101b** および **010b** に設定します。PWM 入力が HS MOSFET をオンに設定し、HS MOSFET の ITRIP に達すると、ITRIP サイクルの残りの時間にわたって LS MOSFET がオンになります。HS MOSFET はサイクルの終わりにオンになります。PWM 入力が ITRIP 周期内に変化すると、ITRIP カウンタはリセットされ、LS MOSFET がオンの間、ITRIP レギュレーションがアクティブです。

ITRIP が発生したときに同期整流が有効であり MOSFET がオンになると、電流の反転またはゼロクロス検出が監視されます。ハイサイドとローサイドの両方の MOSFET にゼロクロス検出があります。ITRIP レギュレーション中に、検出された負荷電流がグリッチ除去時間より長い間 0A に達すると、ITRIP サイクルの残りの期間、ハーフブリッジ出力は Hi-Z になります。ゼロクロス グリッチ除去時間は、同じ ITRIP グリッチ除去時間です。

下の図は、OUTx\_ITRIP\_LVL、NSR\_OUTx\_DIS、HB\_ITRIP\_FREQ、HB\_TOFF\_SEL、HB\_ITRIP\_DG を設定した後のハーフブリッジにおける ITRIP 動作を示しています：

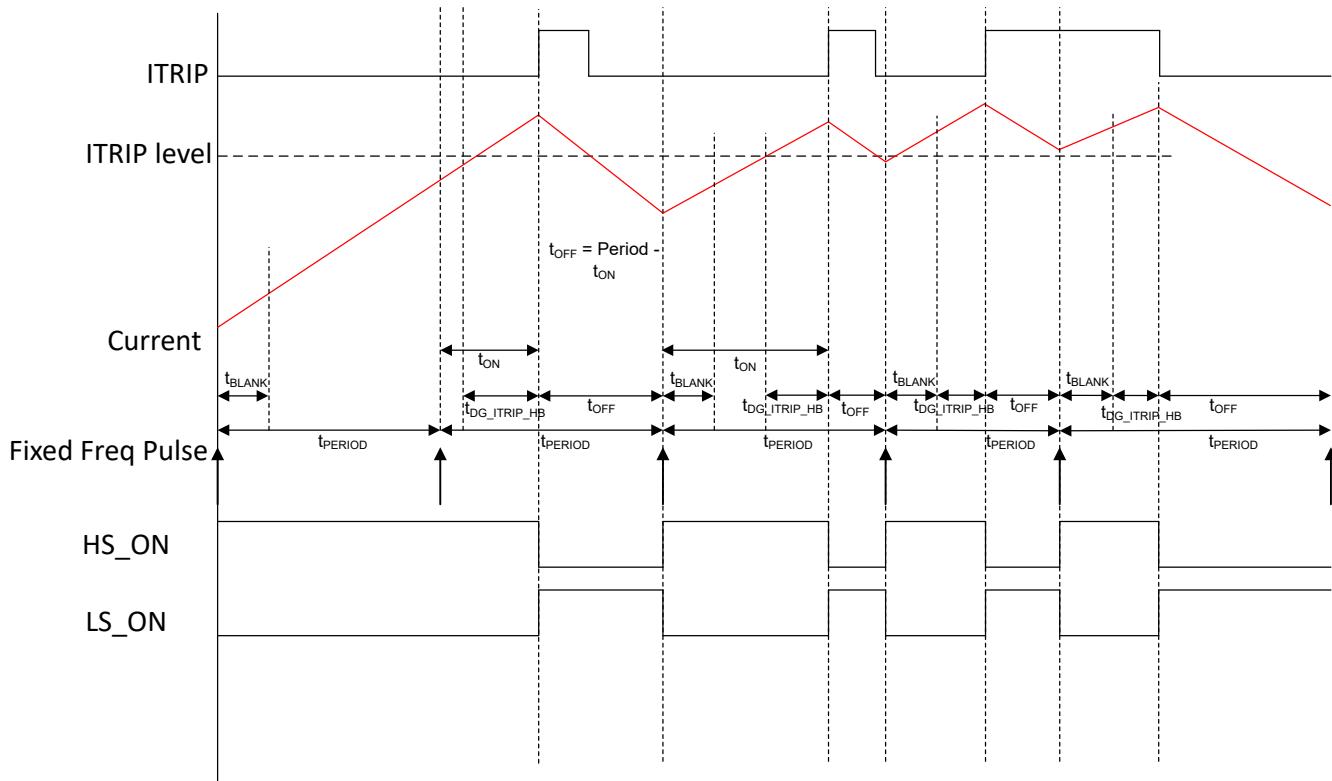


図 7-13. ハーフブリッジの固定周波数 ITRIP 電流レギュレーション

ITRIP の設定は、SPI 通信が利用可能な場合、**OUTx\_ITRIP\_LVL** ビットへの書き込みによりいつでも変更できます。変更は即座にデバイスの動作に反映されます。

ハーフブリッジが PWM 制御と ITRIP 用に構成されている場合、ITRIP に達すると、動作は SPI レジスタ制御の場合と同じですが、入力は構成された PWM ピンから行われます。

**HB\_ITRIP\_FREQ** レジスタの **HB\_TOFF\_SEL** ビットに基づいて、 $t_{OFF}$  の最小値が強制されます。この設定を有効にすると、 $Period = 1/f_{PWM}$ 、 $t_{OFF} = (Period - t_{ON})$  となります。 $(Period - t_{ON}) > t_{OFF\_MIN}$  または  $t_{OFF} = t_{OFF\_MIN}$  ( $Period - t_{ON} < t_{OFF\_MIN}$ ) の場合です。

たとえば、HB TOFF SEL = 01b の場合、T/2 の  $t_{OFF}$  の最小挿入です。

1. ITRIP がデューティサイクルの 50% を超えて発生した場合、ITRIP 後に最小固定 T/2 オフ時間が挿入されます。動作は  $t_{OFF} = T/2$  です。
  2. ITRIP が 50% デューティサイクル以内に発生した場合、動作は  $t_{OFF} = (\text{周期} - t_{ON})$  です。

表 7-30. 最小  $t_{OFF}$  時間オプション

HB_TOFF_SEL	最小 $t_{OFF}$ は強制
00b	ディセーブル、ゼロ
01b	$T_{OFF} = T/2, 50\% T$
10b	$T_{OFF} = T/4, 25\% T$
11b	$T_{OFF} = T$

#### 7.4.4.5 ハーフブリッジの保護と診断

ハーフブリッジドライバは過電流から保護されています。また、このデバイスは、オン状態およびオフ状態の負荷監視機能も備えています。フォルト信号はレジスタ **HB\_STATX** によって行われます。

##### 7.4.4.5.1 ハーフブリッジオフ状態診断 (OLP)

ユーザーは、ハーフブリッジが無効になっている間、レジスタ **HB\_OUT\_CNFGx** でハーフブリッジがディセーブルされているときに、オフ状態診断を使用して、ペアのハーフブリッジのインピーダンスを判断できます。この診断により、次の故障状態をパッシブに検出することが可能です：

- VM または GND への出力短絡  $< 1000\Omega$
- ハイサイド負荷での開放負荷  $> 1.5k\Omega$ 、VM = 13.5V

##### 注

この診断では、**負荷の短絡**を検出することはできません。しかし、出力がアクティブに駆動されている際に過電流エラー (OCP) が発生しているにもかかわらず、出力が無効になっている際に OLP 診断がエラーを報告しない場合、ユーザーはこれを論理的に推論することができます。出力がアクティブに駆動されているときに OCP が発生し、出力が無効化されているときに OLP が発生する場合、端子短絡 (選択された出力ノードでの短絡) を意味します。

- ユーザーは、次の組み合わせを設定できます。
  - OUTx** 上の内部プルアップ抵抗 ( $R_{OLP\_PU}$ )
  - OUTx** 上の内部プルダウン抵抗 ( $R_{OLP\_PD}$ )
  - コンパレータの基準電圧レベル
- この組み合わせは、**HB\_OL\_CNFG1** レジスタの **HB\_OLP\_CNFG** ビットによって決定されます。
- 診断されるハーフブリッジペアは、**HB\_OL\_CNFG1** レジスタの **HB\_OLP\_SEL** ビットによって決定されます。
- オフ状態診断コンパレータ出力は、**HB\_OLP\_STAT** ビットを **HB\_STAT2** レジスタ内で利用可能です。出力はラッチされません。
- ユーザーはすべての組み合わせを切り替え、出力が安定した後のステータスビット出力を記録することが期待されます。
- 入力の組み合わせとステータスレジスタに基づいて、ユーザーは出力にエラーがあるかどうかを判断できます。

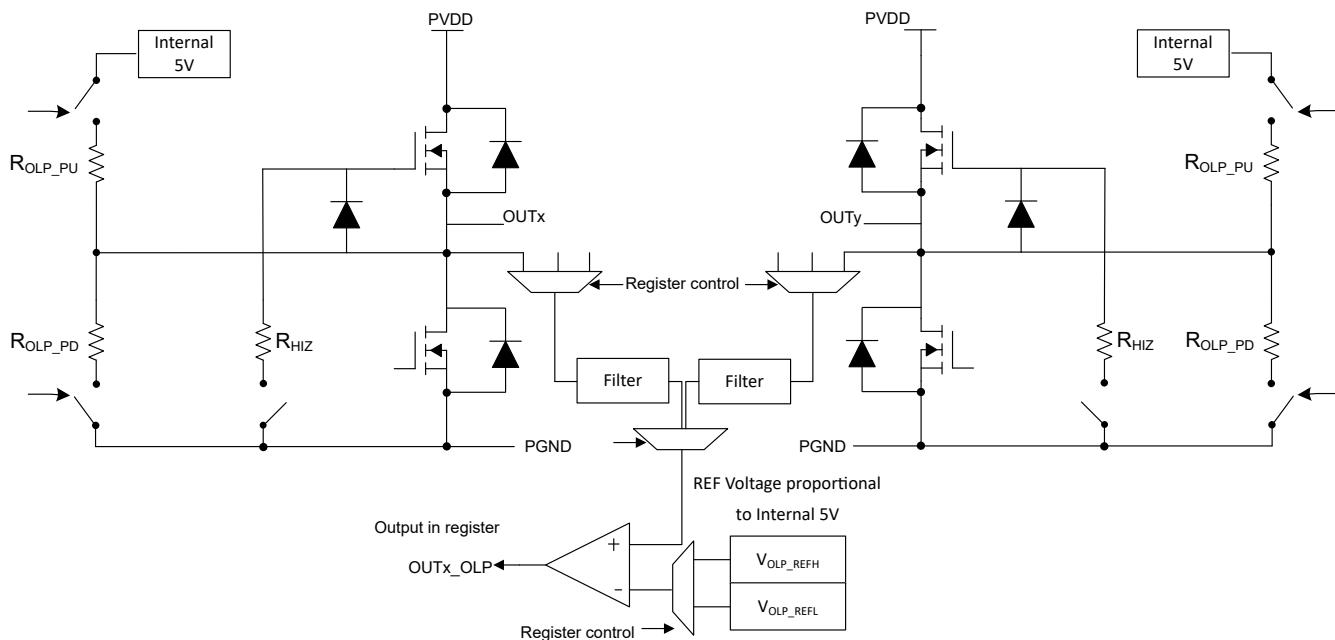


図 7-14. オフ状態 (パッシブ) 診断

以下の出力、プルダウン / プルアップ、VREF の組み合わせを示します。

**表 7-31. オフ状態の出力プルアップ / プルダウンおよび VREF オプション**

HB_OLP_CNFG	説明
00b	OLP オフ
01b	出力 X プルアップ有効、出力 Y プルダウン有効、出力 Y 選択、VREF Low
10b	出力 X プルアップ有効、出力 Y プルダウン有効、出力 X 選択、VREF High
11b	出力 X プルダウン有効、出力 Y プルアップ有効、出力 Y を選択、VREF Low

故障がないシナリオおよびフォルトのあるシナリオに対する OLP の組み合わせおよび真理値表を表 7-32 に示します。診断がアクティブかつ有効になるにはビット OUTx\_CNFG をレジスタ HB\_OUT\_CNFgx において、すべてのハーフブリッジ構成をゼロ (ディスエーブル) にする必要があります。

**表 7-32. オフ状態診断制御表**

ユーザー入力		OLP の設定					HB_OLP_STAT		
HB_OLP_C_NFG	nSLEEP	OUTX	OUTY	CMP REF	選択された出力	正常	オープン	GND 短絡	VM 短絡
01b	1	R <sub>OLP_PU</sub>	R <sub>OLP_PD</sub>	V <sub>OLP_REFL</sub>	OUTY	1b	0b	0b	1b
10b	1	R <sub>OLP_PU</sub>	R <sub>OLP_PD</sub>	V <sub>OLP_REFH</sub>	OUTX	0b	1b	0b	1b
11b	1	R <sub>OLP_PD</sub>	R <sub>OLP_PU</sub>	V <sub>OLP_REFL</sub>	OUTY	1b	1b	0b	1b

以下に、ハーフブリッジのペアのオフ状態の組み合わせと選択値を示します。

#### 注

いずれかのハーフブリッジが有効化されると、すべてのハーフブリッジ OLP ビットは自動的に無効化され、デバイスはオフ状態診断を終了します。

**表 7-33. OUTx と OUTy の構成**

HB_OLP_SEL	OUTX と OUTY ペアが選択されています
0000b	出力なし
0001b	OUT1 および OUT2
0010b	OUT1 および OUT3
0011b	OUT1 および OUT4
0100b	OUT1 および OUT5
0101b	OUT1 および OUT6
0110b	OUT2 および OUT3
0111b	OUT2 および OUT4
1000b	OUT2 および OUT5
1001b	OUT2 および OUT6
1010b	OUT3 および OUT4
1011b	OUT3 および OUT5
1100b	OUT3 および OUT6
1101b	OUT4 および OUT5
1110b	OUT4 および OUT6

**表 7-33. OUTx と OUTy の構成 (続き)**

HB_OLP_SEL	OUTX と OUTY ペアが選択されています
1111b	OUT5 および OUT6

#### 7.4.4.5.2 ハーフブリッジ開放負荷検出

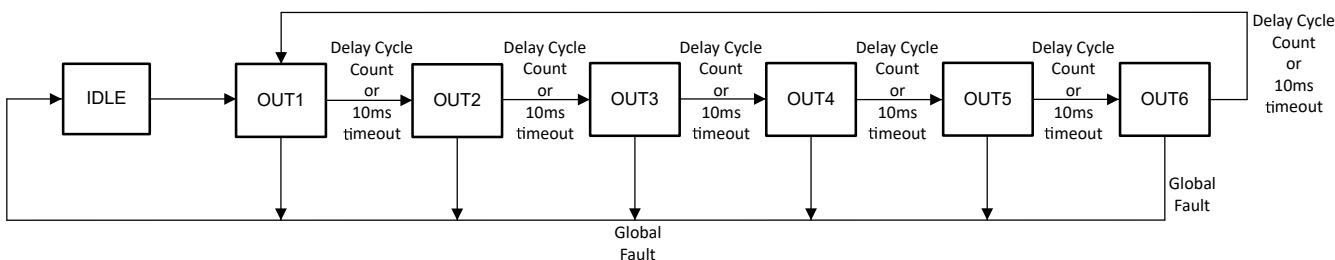
デバイスがアクティブで駆動コマンドを待機しているとき、ハーフブリッジ OUT1～OUT6 には開放負荷検出ループがあります。検出方式では、各ハーフブリッジ出力のハイサイドとローサイドそれぞれの開放負荷ステータスを順にチェックし、レジスタ **HB\_STAT2** の **OUTx\_xx\_OLA** ビット、およびレジスタ **IC\_STAT1** の **WARN** ビットのステータスを報告します。

スタンバイまたはスリープ モードから、OUT1 から開始して、制御ループは開放負荷フィルタ時間の完了後に、そのハーフブリッジの電流を低電流のスレッショルドと比較することで開放負荷状態を確認し始めます。PWM モードで動作する場合、この遅延は、レジスタ **HB\_OL\_CNF2** の **OUTx\_OLA\_TH** ビットを使用して、32、128、512、1024 PWM サイクルに設定できます。読み戻しには 1 つの追加サイクルが必要です。たとえば、**OUTx\_OLA\_TH** が 32 サイクルに構成されている場合、読み戻しする値が 33 番目のサイクルの終了時に利用可能になります。出力が **EN/DIS** のみで駆動される場合 (PWM スイッチングなし)、開放負荷検出の遅延は 10ms です。

**表 7-34. 開放負荷検出サイクル遅延**

OUTx_OLA_TH	遅延サイクル カウント
00b	32
01b	128
10b	512
11b	1024

サイクル カウント スレッショルドの終了時、または 10ms のタイムアウトが発生した場合、**OUTx\_HS\_OLA**/**OUTx\_LS\_OLA** ビットが報告されます。設定された遅延サイクル数の後に開放負荷が検出されなければ、ループは次のハーフブリッジに移ります。ループは OUT6 を介して各出力のチェックを継続し、その後 OUT1 に戻り、OLA ループを再起動します。開放負荷チェックを有効にするには、ハーフブリッジの開放負荷検出が有効化されている必要があります (**OUTx\_OLA** = 1b)、かつ出力 **OUTx\_CNF2** が無効化されていない必要があります。下の図は、OLA スキームを示しています。

**図 7-15. ハーフブリッジ開放負荷アクティブ検出**

次の 3 つの条件のいずれかが満たされると、いずれかのハーフブリッジはスキップされます。

1. OUTx は無効化されます (**OUTx\_CNF2** = 00b)。
2. ハーフブリッジの開放負荷検出はイネーブルされていません (**OUTx\_OLA** = 0b)。
3. OUTx は 10ms を超える間オフになります
4. HS\_OLA と LS\_OLA の両方がすでに検出されフラグが立っている場合、または OUTx に他のフォルト状態 (過電流、過熱) が発生している場合

すべてのハーフブリッジ OUTx が PWM なしで有効になっている場合、すべてのハーフブリッジを巡回するループの合計時間は最大 60 ミリ秒かかる可能性があります。ハーフブリッジが個別または順次に駆動される場合、ループは 10ms 以上 (**EN** または PWM 制御周波数に依存) で開放負荷を検出します。ハーフブリッジが低周波の外部 PWM 信号で駆

動される場合、出力のオフ時間が 10ms の開放負荷検出ウィンドウを超えることがあります。そのため、ハーフブリッジはタイムアウト終了時、または PWM サイクル数が 10ms 未満の場合にステータスを報告し、その後処理を継続します。

#### 7.4.4.5.3 ハーフブリッジ過電流保護

ハーフブリッジがアクティブのとき、ハード短絡事象の発生時に各 MOSFET のアナログ電流保護回路により MOSFET がシャットオフされます。出力電流が過電流スレッショルド  $I_{OCP\_OUTx}$  を上回る状態になり、その時間が  $t_{DG\_OCP\_HB}$  を超えると、過電流フォルトが検出されます。対応する出力は Hi-Z(ラッチ動作)であり、レジスタ(HB\_STAT1)にフォルトがラッチされます。PVDD\_OV\_MODE で  $V_{PVDD} > V_{PVDD\_OV}$  が設定されている場合、ハーフブリッジはディセーブルになります。

ハーフブリッジドライバの過電流グリッチ除去時間  $t_{DG\_OCP\_HB}$  の場合、以下の表にまとめる 4 つの過電流グリッチ除去のオプションがあります。

表 7-35. ハーフブリッジ過電流グリッチ除去

OUTx_OCP_DG	電圧制限	グリッチ除去時間
00b	$V_{PVDD} < V_{PVDD\_OV}$	6 $\mu s$
01b	$V_{PVDD} < V_{PVDD\_OV}$	10 $\mu s$
10b	$V_{PVDD} < V_{PVDD\_OV}$	15 $\mu s$
11b	$V_{PVDD} < 20 V$	60 $\mu s$
	$V_{PVDD} > 20 V$	15 $\mu s$

ドライバを再起動するには、まず MCU がステータス レジスタを読み取ってレジスタ内のエラーをクリアする必要があります。次の図に、ハーフブリッジの過電流動作を示します。

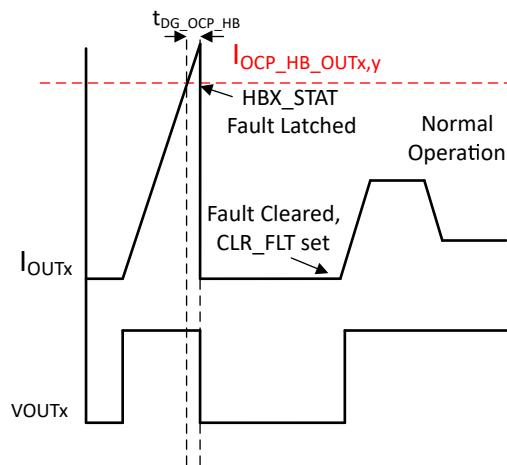


図 7-16. ハーフブリッジの過電流動作

## 7.4.5 ゲート ドライバ

このデバイスは、フル H ブリッジ 1 回路またはハーフ ブリッジ 2 回路の負荷を駆動するための、ハイサイドおよびローサイドの外部 MOSFET ゲートドライバをそれぞれ 2 系統内蔵しています。また、ハイサイド、ローサイド、インライン電流検出をサポートする電流シャントアンプも内蔵されています。

### 7.4.5.1 入力 PWM モード

DRV800x-Q1 には、複数の入力 PWM モードがあり、さまざまな制御スキーマと出力負荷構成をサポートします。ゲートドライバ出力は、GD\_IN1、GD\_IN2、DRVOFF、および nSLEEP 入力ピンを介して制御できます。出力は、S\_IN1 および S\_IN2 レジスタ設定により制御することもできます。PWM モードは、SPI レジスタ設定 BRG\_MODE により設定します。各モードと、それぞれの機能の詳細は以下の通りです。

表 7-36. 入力 PWM モード

入力モード	BRG_MODE	
セクション 7.4.5.1.1	00b	独立ハーフブリッジ
セクション 7.4.5.1.2	01b	(PH/EN)
	10b	(PWM)
予約済み	11b	予約済み

#### 7.4.5.1.1 ハーフブリッジ制御

ハーフブリッジ制御モードでは、各ハーフブリッジのゲートドライバを対応する IN1、IN2 ピンまたはレジスタ経由で個別に制御できます。DRVOFF 信号は、IN1 および IN2 信号よりも優先されます。ハーフブリッジ制御の場合、INx はハーフブリッジを示します。DRV800x-Q1 は、ハイサイド スイッチングとローサイド スイッチング間のデッドタイム生成を内部的に処理し、各ハーフブリッジを単一の PWM 入力で制御できるようにします。

ハーフブリッジは、INx\_MODE ビットで SPI 制御用に構成できます。INx\_MODE = 1b のとき、ハーフブリッジは S\_INx ビットでイネーブルにできます。

ハーフブリッジは、S\_HIZx ビットを使用して個別にハイインピーダンス状態に設定できます。両方のハーフブリッジは、DRVOFF ピンによりハイインピーダンスを同時に設定できます。

表 7-37. ハーフブリッジ制御モード (BRG\_MODE = 00b)

S_HIZx	DRVOFF	INx	GHx	GLx	SHx
1	1	X	L	L	Z
0	0	0	L	H	L
0	0	1	H	L	H

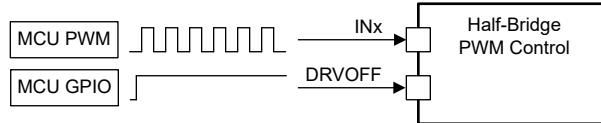


図 7-17. ハーフブリッジ制御

#### 7.4.5.1.2 H ブリッジ制御

H ブリッジ制御では、IN1 および IN2 入力ピン、またはレジスタ GD\_HB\_CTRL 内の S\_IN1 ビットと S\_IN2 ビットの組み合わせにより、両方のハーフブリッジ ゲートドライバを H ブリッジ ゲートドライバとして制御できます。

ハーフブリッジ ゲートドライバの制御モードを設定するには、SPI BRG\_MODE ビットを PH/EN 制御モードまたは PWM 制御モードに構成できます。PH/EN モードでは、1 つの PWM 信号と 1 つの GPIO 信号によってコマンド制御される速度 / 方向タイプのインターフェイスにより、H ブリッジを制御できます。PWM モードでは、通常は 2 つの PWM 信号を必要とする、より高度なスキーマにより、H ブリッジを制御できます。この結果、H ブリッジ ドライバは 4 つの異なる出力状態に入るので、必要に応じて制御のフレキシビリティがさらに高まります。

PH/EN モードでは、各ハーフブリッジ入力制御モードはレジスタ **GD\_CNFG** のビット **INx\_MODE** で設定されます。デフォルトでは、**INx\_MODE = 0b** で、両方のハーフブリッジはピンから制御されます。**INx\_MODE = 1b** の場合、ハーフブリッジは SPI ビット **S\_INx** で制御されます。**INx\_MODE = 1b** の場合、ピン **IN1** と **IN2** の両方に続いて、**S\_IN1** は **EN** になり、**S\_IN2** は **PH** になります。

H ブリッジのフリーホイール状態は、**BRG\_FW** レジスタ設定により構成できます。PH/EN モードと PWM モードの両方で、デフォルトのアクティブ フリー ホイール モードがローサイドでアクティブです。この設定を使用すると、ローサイドとハイサイドのアクティブ フリー ホイール間のブリッジを変更できます。

H ブリッジは、**DRVOFF** ピンまたは **S\_HIZx** ビットを使用して、PWM または PH/EN 制御モードにより Hi-Z 状態に設定できます。**S\_HIZx** ビットは、ゲートドライバが PH/EN 制御モードの場合またはいずれかになり、両方の出力 **SHx** を高インピーダンスにします。

**表 7-38. H ブリッジ PH/EN 制御 (BRG\_MODE = 01b, INx\_MODE = 0b)**

DRVOFF	IN1 (EN)	IN2 (PH)	BRG_FW	GH1	GL1	GH2	GL2	SH1	SH2	説明
1	X	X	X	L	L	L	L	Z	Z	高インピーダンス
0	0	X	0b	L	H	L	H	L	L	ローサイド アクティブ フリー ホイール
0	0	X	1b	H	L	H	L	H	H	ハイサイド アクティブ フリー ホイール
0	1	0	X	L	H	H	L	L	H	ドライブ SH2 → SH1 (逆方向)
0	1	1	X	H	L	L	H	H	L	ドライブ SH1 → SH2 (順方向)

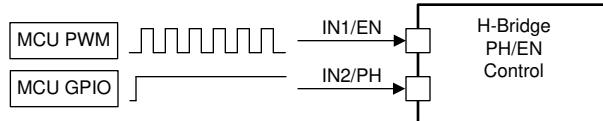


図 7-18. H ブリッジ PH/EN 制御

表 7-39. H ブリッジ PH/EN 制御 (BRG\_MODE = 01b、IN2\_MODE = 1b)

DRV0FF	IN1 (EN)	S_IN2 (PH)	BRG_FW	GH1	GL1	GH2	GL2	SH1	SH2	説明
1	X	X	X	L	L	L	L	Z	Z	高インピーダンス
0	0	X	0b	L	H	L	H	L	L	ローサイド アクティブ フリーホール
0	0	X	1b	H	L	H	L	H	H	ハイサイド アクティブ フリーホール
0	1	0b	X	L	H	H	L	L	H	ドライブ SH2 → SH1 (逆方向)
0	1	1b	X	H	L	L	H	H	L	ドライブ SH1 → SH2 (順方向)

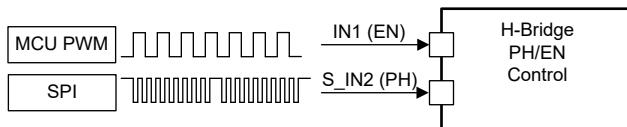


図 7-19. H ブリッジ PH/EN 混合制御

表 7-40. H ブリッジ PH/EN 制御 (BRG\_MODE = 01b、IN1\_MODE = 1b)

DRV0FF	S_IN1 (EN)	IN2 (PH)	BRG_FW	GH1	GL1	GH2	GL2	SH1	SH2	説明
1	X	X	X	L	L	L	L	Z	Z	高インピーダンス
0	0b	X	0b	L	H	L	H	L	L	ローサイド アクティブ フリーホール
0	0b	X	1b	H	L	H	L	H	H	ハイサイド アクティブ フリーホール
0	1b	0	X	L	H	H	L	L	H	ドライブ SH2 → SH1 (逆方向)
0	1b	1	X	H	L	L	H	H	L	ドライブ SH1 → SH2 (順方向)

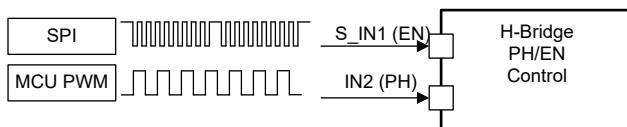
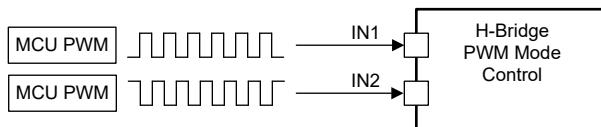


図 7-20. H ブリッジ PH/EN 制御 (BRG\_MODE = 01b、IN1\_MODE = 1b)

**表 7-41. H ブリッジ PWM 制御 (BRG\_MODE = 10b)**

DRVOFF	IN1	IN2	BRG_FW	GH1	GL1	GH2	GL2	SH1	SH2	説明
1	X	X	X	L	L	L	L	Z	Z	高インピーダンス
0	0	0	X	L	L	L	L	Z	Z	ダイオードフリーイール(滑走)
0	0	1	X	L	H	H	L	L	H	ドライブ SH2 → SH1 (逆方向)
0	1	0	X	H	L	L	H	H	L	ドライブ SH1 → SH2 (順方向)
0	1	1	0b	L	H	L	H	L	L	ローサイド アクティブフリーイール
0	1	1	1b	H	L	H	L	H	H	ハイサイド アクティブフリーイール



**図 7-21. H ブリッジ PWM 制御**

#### 7.4.5.1.3 DRVOFF - ゲート ドライバシャットオフピン

DRV8000-Q1 は、DRVOFF ピンにより専用の H ブリッジ ゲート ドライバ ディスエーブル機能を備えています。DRVOFF ピンは、SPI コマンドや PWM 入力の変更に依存せずにゲート ドライバをシャットダウンするための直接的なハードウェア ピンを提供します。DRVOFF がアサートされると、他のピンや SPI 入力に関係なくゲート ドライバのプルダウンが有効化され、両方のゲート ドライバ ハーフブリッジはハイインピーダンス状態になります。内蔵ドライバとチャージ ポンプは、DRVOFF ピンから独立しています。

DRVOFF ピンにはレジスタ **GD\_STAT** にラッチされたステータス ビット **DRVOFF\_STAT** があり、DRVOFF ピンの状態を反映するように連続的に更新されます。これにより、DRVOFF ピンがアサートまたはデアサートされたことを確認するために使用できます。

#### 注

有効な DRVOFF コマンドを登録するには、ホスト コントローラは 3ms 以上 DRVOFF をアサートする必要があります。DRVOFF ステータス ラッチを適切にクリアするには、DRVOFF が Low になって 3ms 後に CLR\_FLT を発行する必要があります。TI は DRVOFF ステータスがクリアされたことを確認するために、CLR\_FLT を発行する前と後で、レジスタ **GD\_STAT** の DRVOFF ステータス **DRVOFF\_STAT** ビットをホストがチェックすることを推奨します。DRVOFF シャットダウンから復帰するには、DRVOFF ピンの立ち上がりエッジ後に **DRVOFF\_STAT** および **DRVOFF\_STAT\_FB** が HIGH を報告するまで待ち、その後 DRVOFF ピンを ZERO に設定して **CLR\_FLT** コマンドを発行します。

DRVOFF がアサートされている間は、DVDD が存在している限り、SPI 通信およびロジック入力は利用可能です。

#### 7.4.5.2 ゲート ドライバ - 機能ブロック図

##### 7.4.5.2.1 スマート ゲート ドライバ

DRV8000-Q1 は、高度で調整可能なフローティング スマート ゲート ドライバ アキテクチャを採用し、MOSFET を精密に制御するとともに、堅牢なスイッチング性能を実現します。スマート ゲート ドライバ アキテクチャは、スルーレート制御用のドライバ機能に加え、デッドタイムのハンドシェイク、寄生  $dV/dt$  によるゲート結合の防止、MOSFET ゲート故障検出のためのドライバ ステート マシンを提供します。

高度な適応型駆動機能により、伝搬遅延の低減、デューティ サイクルの歪みの低減、閉ループのプログラム可能なスルーフィードバックを実現しています。高度なスマート ゲート ドライバ機能は、一度にシングル ハーフブリッジとして、どのブリッジモード

一でも利用できます。高度な機能はゲートドライバの標準動作を妨げることではなく、システム要件で必要に応じて利用できます。

スマートゲートドライブアーキテクチャの各種機能を以下に要約し、さらに以下のセクションで詳細を説明します。

スマートゲートドライバのコア機能:

- [図 7-22](#)
- [セクション 7.4.5.2.3](#)
- [セクション 7.4.5.2.4](#)
- 高度: [セクション 7.4.5.2.5](#)
- 高度: [セクション 7.4.5.2.9](#)
- 高度: [セクション 7.4.5.2.10](#)

#### 注

高度で適応的なドライブ機能やレジスタは、デバイスの通常動作には必要なく、特定のシステム要件に対応するため用意されています。

**表 7-42. スマートゲートドライバ用語の説明**

コア機能	用語	説明
IDRIVE/TDRIVE	$I_{DRV_P}$	可変 MOSFET スルーレート制御を行うためのプログラマブル ゲートドライバ駆動ソース電流。 $I_{DRV_P\_X}$ 制御レジスタを使用して構成。
	$I_{DRV_N}$	可変 MOSFET スルーレート制御を行うためのプログラマブル ゲート駆動シンク電流。 $I_{DRV_N\_X}$ 制御レジスタを使用して構成。
	$I_{HOLD}$	非スイッチング期間中の固定ゲートドライバホールドプルアップ電流。
	$I_{STRONG}$	非スイッチング期間中の固定ゲートドライバ強プルダウン電流。これは、ハーフブリッジ内の反対側の MOSFET がスイッチング中または Hi-Z 状態にある場合を含みます。
	$t_{DRIVE}$	$I_{HOLD}$ または $I_{STRONG}$ 以前の $I_{DRV_P/N}$ 駆動電流期間。 $V_{GS}$ と $V_{DS}$ 障害監視ランキング期間も実現。 $VGS\_TDRV$ 制御レジスタを使用して構成。
	$t_{PD}$	ロジック制御信号からゲートドライバ出力変更までの伝搬遅延。
	$t_{DEAD}$	ハイサイドスイッチとローサイドスイッチの遷移間のボディダイオードの導通期間。 $VGS\_TDEAD$ 制御レジスタを使用して構成。
PDR (プリチャージ)	$I_{CHR\_INIT}$	充電制御ループのゲート駆動ソース電流の初期値。 $PRE\_CHR\_INIT$ 制御レジスタを使用して構成。
	$I_{PRE\_CHR}$	制御ループがロックされた後のプリチャージ期間におけるゲート駆動ソース電流。 $KP\_PDR$ 制御レジスタによって設定された調整レート。 $PRE\_MAX$ 制御レジスタで設定された最大電流クランプ。
	$t_{PRE\_CHR}$	ゲート駆動ソース電流のプリチャージ期間。 $T\_PRE\_CHR$ 制御レジスタを使用して構成。
	$t_{DON}$	プリチャージ期間の開始から立ち上がり $V_{SH}$ が $V_{SH\_L}$ スレッショルドを超えるまでの遅延時間。 $T\_DON\_DOFF$ 制御レジスタで設定。
	$I_{DCHR\_INIT}$	放電期間制御ループのゲート駆動シンク電流の初期値。 $PRE\_DCHR\_INIT$ 制御レジスタを使用して構成。
	$I_{PRE\_DCHR}$	制御ループがロックされた後のプリディスチャージ期間におけるゲート駆動シンク電流。 $KP\_PDR$ 制御レジスタによって設定された調整レート。 $PRE\_MAX$ 制御レジスタで設定された最大電流クランプ。
	$t_{PRE\_DCHR}$	ゲート駆動シンク電流事前放電期間。 $T\_PRE\_DCHR$ 制御レジスタを使用して構成。
	$t_{DOFF}$	事前放電期間の開始から $V_{SH}$ が $V_{SH\_H}$ スレッショルドを交差するまでの遅延時間。 $T\_DON\_DOFF$ 制御レジスタで設定。
	$V_{SH\_L}$	$V_{SH}$ スイッチノードの低電圧スレッショルド。 $AGD\_THR$ 制御レジスタを使用して構成。
	$V_{SH\_H}$	$V_{SH}$ スイッチノードの高電圧スレッショルド。 $AGD\_THR$ 制御レジスタを使用して構成。

**表 7-42. スマートゲートドライバ用語の説明(続き)**

コア機能	用語	説明
PDR (ポスト充電)	$I_{PST\_CHR}$	ポスト充電期間におけるゲート駆動ソース電流。KP_PST 制御レジスタで設定された調整レート。
	$t_{PST\_CHR}$	ポスト充電期間のゲート駆動ソース電流の継続時間。
	$I_{PST\_DCHR}$	ポスト放電期間のゲート駆動シンク電流。KP_PST 制御レジスタで設定された調整レート。
	$t_{PST\_DCHR}$	ポスト充電期間のゲート駆動ソース電流の継続時間。
	$I_{FW\_CHR}$	フリーホイール充電電流。FW_MAX 制御レジスタを使用して構成。
	$I_{FW\_DCHR}$	フリーホイール放電電流。FW_MAX 制御レジスタを使用して構成。
STC	$t_{RISE}$	$V_{SHx}$ が $V_{SHx\_L}$ スレッショルドから $V_{SHx\_H}$ スレッショルドに到達するまでの時間。T_RISE_FALL 制御レジスタを使用して構成。
	$t_{FALL}$	$V_{SHx}$ が $V_{SHx\_H}$ スレッショルドから $V_{SHx\_L}$ スレッショルドに到達するまでの時間。T_RISE_FALL 制御レジスタを使用して構成。

#### 7.4.5.2.2 機能ブロック図

セクション 7.2 は、ハーフブリッジ ゲートドライバ アーキテクチャの高レベル機能ブロック図を示しています。ゲートドライバ ブロックは、MOSFET 制御、フィードバック、保護のための各種機能を提供します。これには、可変駆動電流、制御ロジック レベル シフタ、 $V_{DS}$ 、 $V_{GS}$ 、 $V_{SH}$  (スイッチ ノード) フィードバックコンパレータ、ハイサイド ツエナー クランプ、パッシブ / アクティブ プルダウン抵抗を持つ、相補型のプッシュプル ハイサイド / ローサイド ゲートドライバが含まれています。

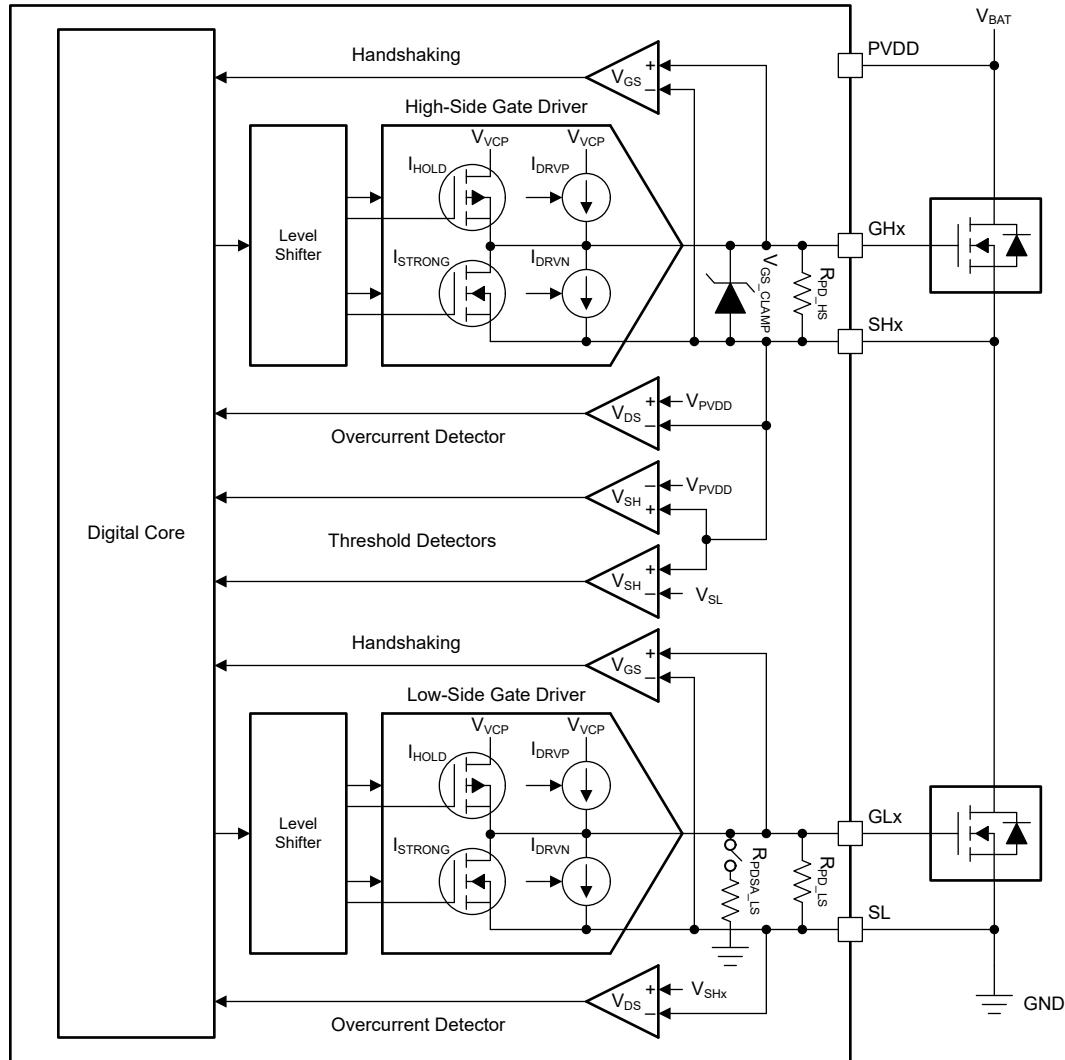


図 7-22. ゲート ドライバの機能ブロック図

#### 7.4.5.2.3 スルーレート制御 (IDRIVE)

スマートゲートドライブアーキテクチャの IDRIVE コンポーネントには、外部 MOSFET  $V_{DS}$  スルーレートを調整するための可変ゲートドライブ電流制御が実装されています。これは、内部ゲートドライバアーキテクチャ用に可変プルアップ ( $I_{DRVVP}$ ) およびプルダウン ( $I_{DRVN}$ ) 電流ソースを実装することで実現します。

外部 MOSFET の  $V_{DS}$  スルーレートは、放射ノイズ / 伝導ノイズ、ダイオード逆回復、 $dV/dt$  寄生ゲートカップリング、ハーフブリッジのスイッチノード上の過電圧または低電圧過渡を最適化するのに不可欠な要素です。IDRIVE は、 $V_{DS}$  スルーレートが主に MOSFET  $Q_{GD}$  またはミラー充電領域中のゲート電荷率（またはゲート電流）によって決定されるという原理に基づいて動作します。ゲート電流を調整できるようにすることで、ゲートドライバは外部パワー MOSFET のスルーレートを効果的に制御できます。

IDRIVE は、DRV8000-Q1 が **IDRVP\_X** および **IDRVN\_X** ビットを介してゲートドライバ電流設定を動的に変更することを可能にします。表 7-43 に示すように、このデバイスではソースとシンク電流について、0.5mA~62mA の範囲で、16 の設定が用意されています。ピークゲート駆動電流を、 $t_{DRIVE}$  期間に対して使用可能です。MOSFET がスイッチされ、 $t_{DRIVE}$  期間が経過した後、ゲートドライバは、短絡状態の場合に、プルアップソース電流に対するホールド電流 ( $I_{HOLD}$ ) へスイッチして出力電流を制限し、ドライバの効率を向上させます。

**IDRV\_LOX** ビットは、極めて低いスルーレート制御が必要な場合に、16 段階の設定 (0.5mA 未満) を可能にします。

**表 7-43. IDRIVE ソース ( $I_{DRVP}$ ) とシンク ( $I_{DRVN}$ ) 電流**

$IDRVP_x/IDRVN_x$	ゲートソース / シンク電流	
	$IDRV\_LOx = 0b$	$IDRV\_LOx = 1b$
0000b	0.5mA	50µA
0001b	1mA	110µA
0010b	2mA	170µA
0011b	3mA	230µA
0100b	4mA	290µA
0101b	5mA	350µA
0110b	6mA	410µA
0111b	7mA	600µA
1000b	8mA	725µA
1001b	12mA	850µA
1010b	16mA	1mA
1011b	20mA	1.2mA
1100b	24mA	1.4mA
1101b	31mA	1.6mA
1110b	48mA	1.8mA
1111b	62mA	2.3mA

#### 7.4.5.2.4 ゲート ドライブステート マシン (TDRIVE)

スマート ゲート ドライブ アーキテクチャの TDRIVE 構成要素は、自動デッドタイム挿入、寄生  $dV/dt$  ゲート カップリング防止、MOSFET ゲート障害検出を実現する統合型ゲート ドライブ ステート マシンです。

TDRIVE ステート マシンの最初の構成要素は自動デッドタイム ハンドシェイクです。デッドタイムとは、外部ハイサイド / ローサイド MOSFET のスイッチング間のボディ ダイオード伝導期間で、クロス伝導または貫通電流を防止します。DRV8000-Q1 のゲート ドライバは、外付け MOSFET の  $V_{GS}$  電圧を測定することで、外付け MOSFET を適切に有効化するタイミングを判断し、ブレークアンドメイク デッドタイム方式を実装するために  $V_{GS}$  モニタを使用します。このスキーマにより、ゲート ドライバが温度ドリフト、エージング、電圧変動、および外部 MOSFET パラメータの変動など、システム内の変動に対するデッドタイムを調整できるようになります。必要に応じて、固定デジタル デッドタイム ( $t_{DEAD\_D}$ ) を追加し、SPI レジスタにより調整できます。

2 番目の部品は、寄生  $dV/dt$  ゲート電荷カッピングの防止に重点を置いています。これは、ハーフブリッジ内の反対側の MOSFET がスイッチングしているかハイインピーダンスであるときに常に強ゲート電流プルダウン ( $I_{STRONG}$ ) をイネーブルにすることを実施します。この機能は、ハーフブリッジ スイッチノードのスルーレートが高い場合に外部 MOSFET ゲートにカッピングする寄生電荷を除去するのに役立ちます。

3 番目の部品は、ゲート電圧の問題を検出するためのゲート障害検出方法を実装しています。これは、ピン間の半田付け不良、MOSFET ゲート障害、またはゲートが High または Low に固着した状態を検出するために使用されます。これは、 $V_{GS}$  モニタを使用して、 $t_{DRIVE}$  時間の終了後にゲート電圧を測定することで行います。ゲート電圧が適切なスレッショルドに達していない場合、ゲート ドライバは対応するフォルト状況を通知します。障害が誤って検出されないように、MOSFET ゲートの充電または放電に必要な時間より長い  $t_{DRIVE}$  時間を選択する必要があります。 $t_{DRIVE}$  時間によって PWM 時間が延長されることではなく、別の PWM コマンドを受け取った場合はその時点で終了します。

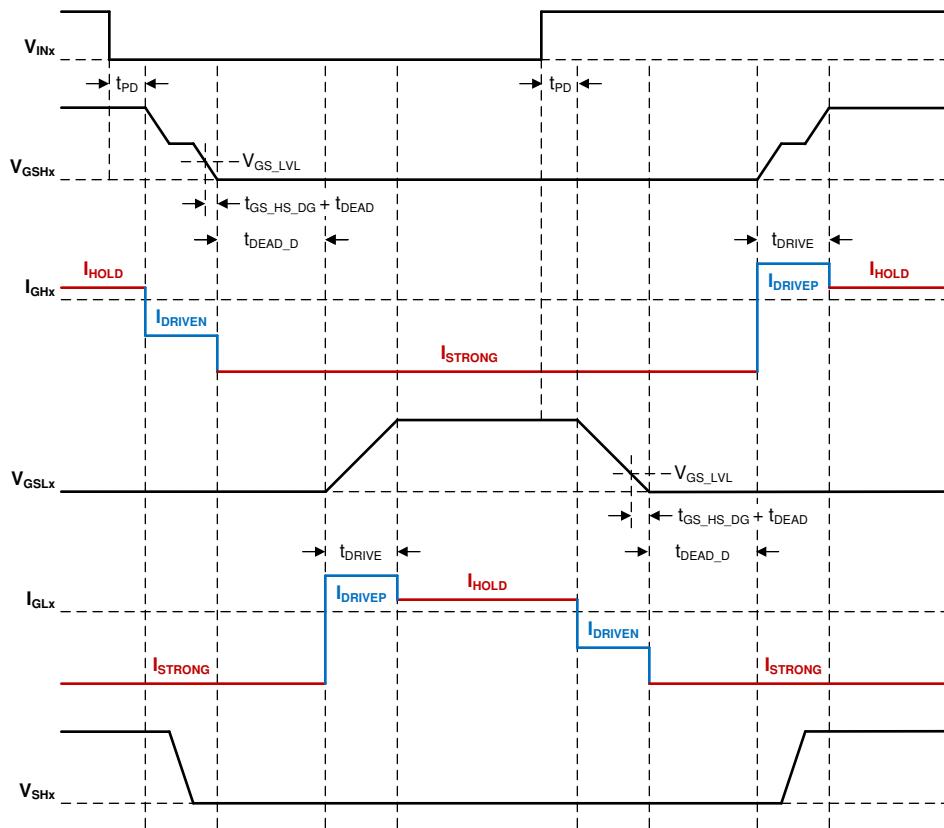


図 7-23. TDRIVE のオン / オフ

#### 7.4.5.2.4.1 $t_{DRIVE}$ 計算例

ドライバのゲート—ソース間監視のタイムアウト ( $t_{DRIVE}$ ) は、選択した  $I_{DRIVE}$  ゲート電流に対して外部 MOSFET が充電および放電するのに十分な時間を確保できるように構成されています。デフォルトでは設定は 8us であり、多くのシステムにとって十分な値です。適切な  $t_{DRIVE}$  値を決定するために、式 1 を使用できます。

$$t_{DRIVE} > Q_{G\_TOT} / I_{DRIVE} \quad (1)$$

入力設計パラメータを例として使用し、 $t_{DRIVE}$  の近似値を計算できます。

$$t_{DRIVE} > 30nC / 6mA = 5\mu s \quad (2)$$

これらの計算に基づき、 $t_{DRIVE}$  に対して 8us の値が選択されました。

#### 7.4.5.2.5 伝搬遅延の低減 (PDR)

伝搬遅延低減 (PDR) 制御には、充電前伝搬遅延低減機能と充電後加速度機能の 2 つの主な機能があります。

伝搬遅延低減 (PDR) の主な目的は、MOSFET の  $Q_{GD}$  ミラー領域に入る前に動的な充電前電流および放電前電流を使用して、外付け MOSFET のターンオンおよびターンオフ遅延を短縮することです。これにより、ドライバは厳しい EMI 要件を満たしつつ、より高いデューティサイクル分解能およびより低いデューティサイクル分解能を実現できます。

充電後の加速機能により、MOSFET はより迅速に低い抵抗またはオフ状態に到達でき、MOSFET の  $Q_{GD}$  ミラー領域の後に充電後および放電後のゲート電流を増やすことで電力損失を最小限に抑えることができます。

MOSFET の充電前および充電後電流プロファイルの例は、PDR 充電プロファイルに示されています。PDR 放電プロファイルに示すように、MOSFET の放電前と放電後に対して同じ制御ループが繰り返されます。セクション 7.4.5.2.8 に、各種 PWM およびモーターの場合における完全な制御ループの例をいくつか示します。

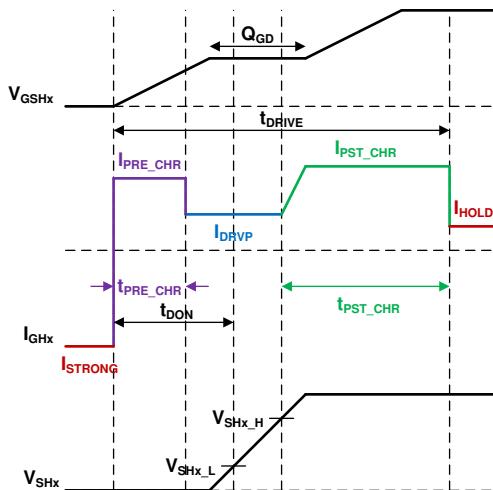


図 7-24. PDR 充電プロファイル

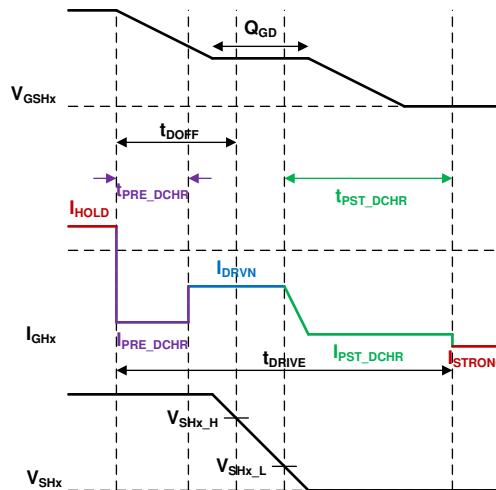


図 7-25. PDR 放電プロファイル

#### 7.4.5.2.6 PDR 事前充電 / 事前放電制御ループ動作の詳細

PDR 事前充電 / 事前放電制御ループは、比例ゲイン誤差コントローラ (KP\_PDR) を介してドライバの事前充電電流 ( $I_{PRE\_CHR}$ ) および事前放電電流 ( $I_{PRE\_DCHR}$ ) のレベルを動的に調整することで、ユーザーが設定したターンオン/ターンオフ伝搬遅延 ( $T_{DON\_DOFF}$ ) を実現します。エラー コントローラは、測定された伝搬遅延 ( $t_{ON}, t_{OFF}$ ) と設定された伝搬遅延 ( $T_{DON\_DOFF}$ ) の差を測定し、次のスイッチング サイクルのプリチャージ電流レベルを更新します。制御ループはデバイスのデフォルト設定で動作させることができます。タイミング パラメータ、初期電流レベル、エラーコントローラの強さ、その他の設定を構成できる柔軟性も完全に備えています。

#### 7.4.5.2.7 PDR 充電 / 放電後の制御ループ動作の詳細

PDR の充電後 / 放電後の制御ループは、MOSFET のスイッチング領域を通過した後にドライバのゲート電流を増加させることで動作します。これは、スイッチノード電圧 ( $V_{SHx}$ ) を測定してから、適切なスレッショルドを超えた後にゲート電流を増加させることで行います。制御ループは、デバイスのデフォルト構成設定で動作できますが、タイミング パラメータ、コントローラの強度、その他の設定を構成できる高い柔軟性があります。

##### 7.4.5.2.7.1 PDR の充電後 / 放電後の設定

- 充電前 / 放電後の制御ループを有効にします。[KP\\_PST](#) レジスタ設定。
- オプションの構成オプション:
  - 充電後 / 放電後の開始前に、追加の遅延を追加します。[EN\\_PST\\_DLY](#) レジスタの設定。
  - 比例ゲインコントローラの強度を調整します。[KP\\_PST](#) レジスタ設定。

#### 7.4.5.2.8 駆動およびフリーホール MOSFET の検出

デフォルトでは、PDR ループはハーフブリッジからの電流の極性を判定することで、どちらの MOSFET が駆動用 MOSFET で、どちらの MOSFET がフリーホール MOSFET かを自動的に検出します。これは、デッドタイム中のハーフブリッジ  $V_{SHx}$  電圧を測定して、ハイサイドとローサイドのどちらのボディダイオードが導通しているかを判定することで行われます。電流の極性を判定できない場合、[GD\\_STAT](#) レジスタで [IDIR\\_WARN](#) がフラグされます。自動フリーホール検出は、レジスタ [GD\\_AGD\\_CNFG](#) の [IDIR\\_MAN](#) ビットで無効化できます。手動フリーホールモードでは、PDR ループは、駆動 MOSFET である MOSFET、およびフリーホール MOSFET である MOSFET を決定するため、レジスタ [GD\\_STC\\_CNFG](#) の [IDIR\\_MAN\\_SEL](#) ビットに依存します。0b の場合、ハイサイド MOSFET はドライブ MOSFET、ローサイド MOSFET はフリーホール MOSFET です。1b の場合、ローサイド MOSFET はドライブ MOSFET、ハイサイド MOSFET はフリーホール MOSFET です。

HS 駆動 PWM のターンオン / オフの例に、 $V_{SHx}$  スイッチノード電圧遷移を制御するハイサイド MOSFET (HS1) と、フリーホイール MOSFET として動作するローサイド MOSFET (LS1) を示します。

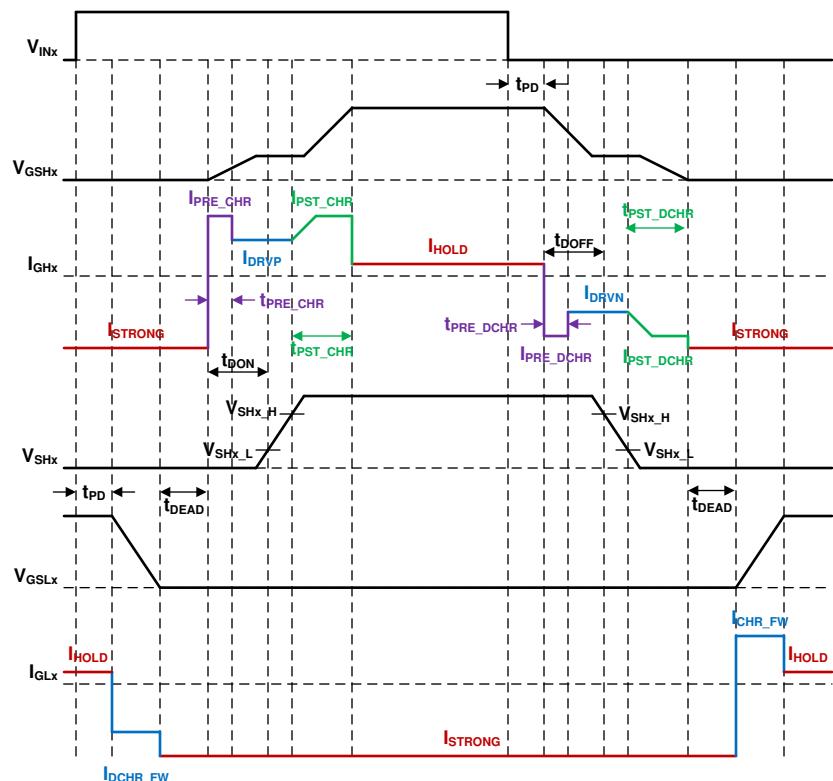
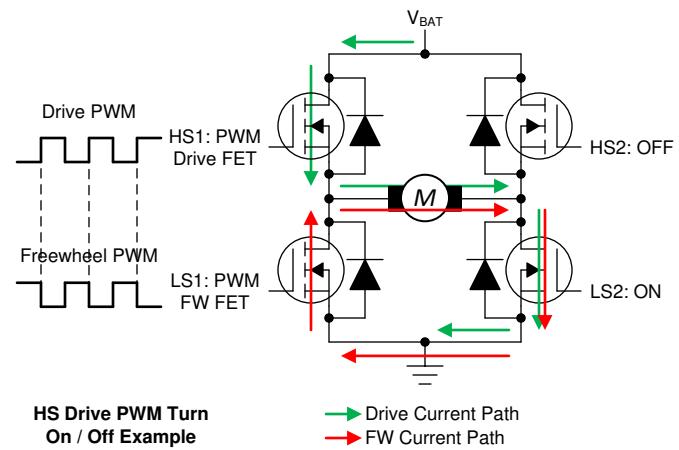


図 7-26. HS 駆動 PWM のターンオン / オフの例

LS 駆動 PWM のターンオン / オフの例に、 $V_{SHx}$  スイッチノード電圧遷移を制御するローサイド MOSFET (LS2) と、ハイサイド MOSFET (HS2) がフリーホイール MOSFET として動作する様子を示します。

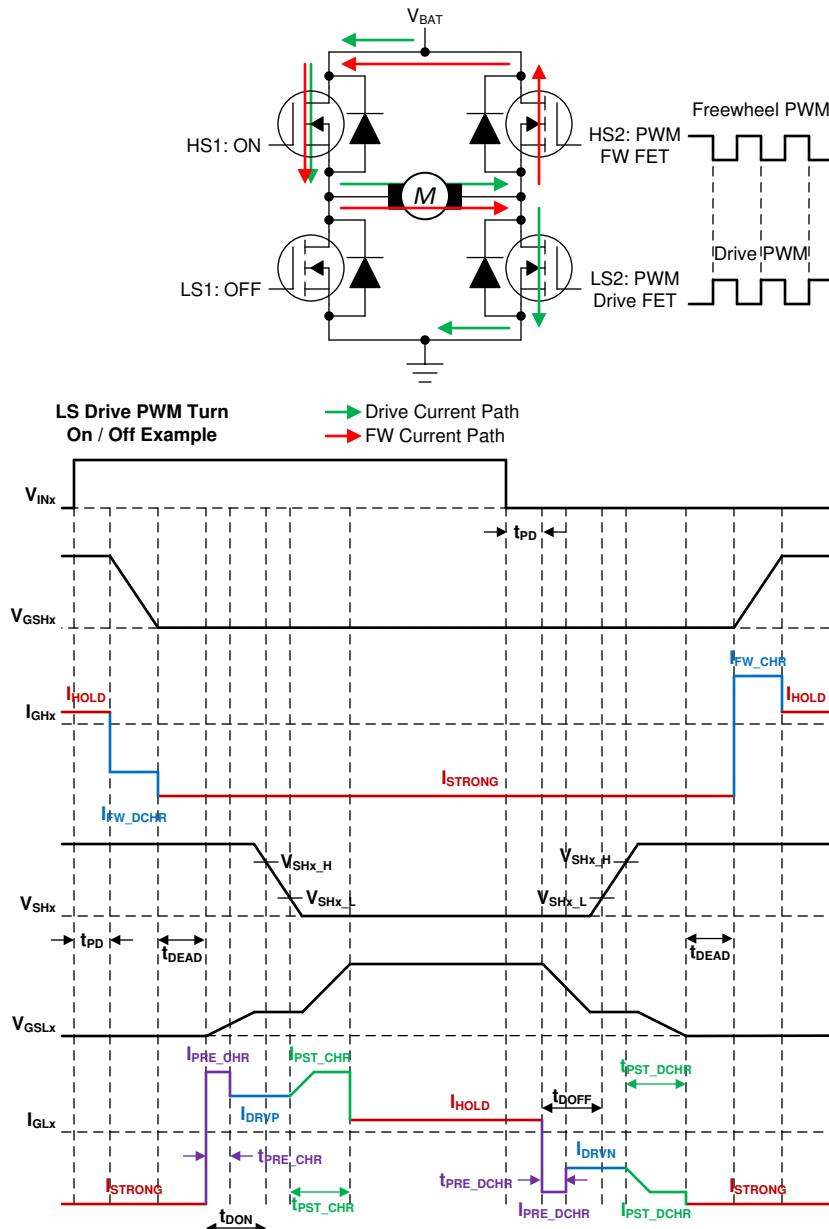


図 7-27. LS 駆動 PWM のターンオン / オフの例

#### 7.4.5.2.9 自動デューティ サイクル補償 (DCC)

自動デューティ サイクル補償 (DCC) スマートゲートドライバ機能は、オンおよびオフ信号を一致させることで、オンシーケンスとオフシーケンスの遅延差によって生じるデューティ サイクルの歪みを低減する機能です。ターンオン遅延とターンオフ遅延の差は、 $V_{SHx}$  のスルーパスが発生する前に、フリー ホイール MOSFET を充電または放電する必要があるかどうかによって決まります。フリー ホイール MOSFET がドライブ MOSFET より先に充電または放電すると、不一致が生じ、デューティ サイクルの歪みを引き起こす可能性があります。DCC 制御ループでは、ターンオンとターンオフの両方の遅延を

一致させるために、追加の遅延が追加されます。この機能は、標準的な駆動モードで、または PDR または STC 制御モードと組み合わせて使用できます。

DCC 機能は、[EN\\_DCC](#) ビットにより有効になります。[SET\\_AGD](#) ビットを使用して、アクティブ ハーフブリッジ受信 PWM 制御を設定します。

#### 7.4.5.2.10 閉ループスルー時間制御 (STC)

スルー時間制御 (STC) ループにより、出力スイッチ ノードに特定のスルー立ち上がりおよび立ち下がり時間を設定できます。このデバイスは、ゲート駆動出力電流 ( $I_{DRV_P}$  および  $I_{DRV_N}$ ) を目的の目標設定に合わせて調整されます。この機能は、標準的な駆動モードで、または PDR または DCC 制御モードと組み合わせて使用できます。

##### 7.4.5.2.10.1 STC 制御ループのセットアップ

- STC 制御ループを有効にします。[EN\\_STC](#) レジスタ設定
- アクティブ PWM ハーフブリッジを設定します。[SET\\_AGD](#) レジスタ設定。注: 高度なドライバ制御設定は、各ハーフブリッジペア間で共有されます。
- 目標  $t_{RISE}$  および  $t_{FALL}$  時間を設定します。[T\\_RISE\\_FALL](#) レジスタ設定。
- オプションの構成オプション:
- 比例ゲイン コントローラの強度を調整します。[KP\\_STC](#) レジスタ設定。

#### 7.4.5.3 トリプラー (2段) チャージポンプ

外付け MOSFET 用のハイサイド ゲート駆動電圧は、PVDD 電源入力から動作する三倍化 (二段式) チャージ ポンプを使用して生成されます。チャージ ポンプにより、広い入力電源電圧範囲にわたって、外付け N チャネル MOSFET のソース電圧に対して、ハイサイドおよびローサイドのゲートドライバを適切にバイアスすることができます。チャージ ポンプの出力 (VVCOP) は、VPVDD に対して一定の電圧を維持するように制御されています。チャージ ポンプは、MOSFET が十分に駆動されない状態や短絡状態を防ぐために、低電圧 (VCP\_UV) イベントについて常時監視されています。

チャージ ポンプには、複数の構成オプションがあります。デフォルトでは、電力損失を低減するために、PVDD ピン電圧が VCP\_SO しきい値を超えると、チャージ ポンプは自動的に三倍化 (二段式) モードと二倍化 (一段式) モードの間を切り替えます。また、チャージ ポンプは、SPI レジスタ設定 [CP\\_MODE](#) により、常に 3 倍速または 2 倍速のまま維持されるように構成することもできます。

チャージ ポンプには、ストレージ コンデンサとして機能させるために、PVDD ピンと VCP ピンの間に低 ESR の 1 $\mu$ F、16V セラミック コンデンサ (X7R 推奨) が必要です。さらに、CP1H と CP1L 間、および CP2H と CP2L 間には、フライング コンデンサとして機能するために、低 ESR の 100nF、PVDD 定格のセラミック コンデンサ (X7R 推奨) が必要です。

#### 注

チャージ ポンプは PVDD ピンに対して制御されているため、スイッチング動作中に外付け MOSFET の適切な VGS を確保できるよう、PVDD ピンと MOSFET 電源との電圧差がしきい値以内に制限されていることを確認します。

#### 7.4.5.4 広同相差動電流シャントアンプ

このデバイスは、外付けハーフブリッジにおいてシャント抵抗を用いた電流測定のために、高性能で広い同相モード範囲を持つ双方向の電流シャントアンプを内蔵しています。電流測定は、一般に、過電流保護、外部トルク制御、外部コントローラによる整流を実装するために使用されます。シャントアンプの高い同相範囲により、シャント アンプではローサイド、ハイサイド、またはインライン シャント構成をサポートできます。電流シャントアンプには、プログラマブル ゲイン、単方向および双方向のサポート、出力ブランкиング、さらにアンプ出力の中点バイアス電圧を設定するためのプログラマブル内部電圧リファレンスといった機能が含まれています。[図 7-28](#) に、簡略化したブロック図を示します。SP はシャント抵抗の正端子に接続され、SN はシャント抵抗の負端子に接続されます。SO ピンには、必要に応じて RC フィルタをアンプの出力に適用できます。アンプを使用しない場合、SN および SP 入力は PCB の GND に接続し、SO 出力は未接続のままにできます。

**注**

ハイサイド センス構成では、nSLEEP = 0V のとき、約  $600\text{k}\Omega$  から GND へのリーコンパスが存在することに注意してください。TI は、シャントアンプの入力ピン SP または SN にフィルタリングを追加することを推奨します。

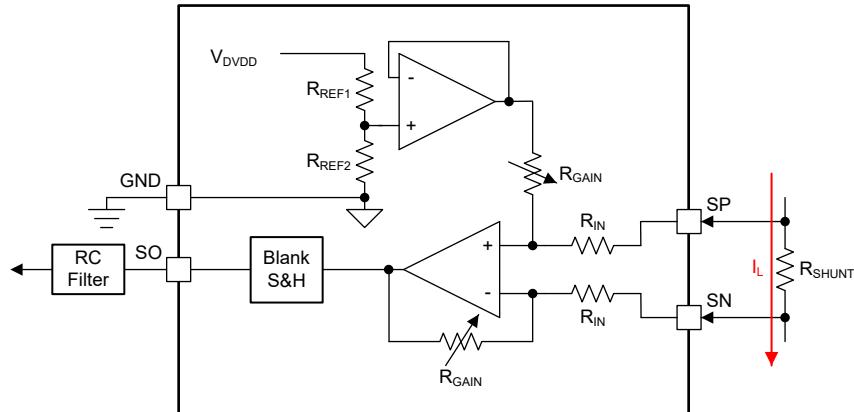


図 7-28. アンプのブロック概略図

以下に詳細なブロック図を示します。広同相アンプは、2段差動アーキテクチャで実装されています。1番目の差動段では、広い同相入力、差動出力をサポートし、ゲインは  $G = 2$  で固定されています。2番目の差動段では、可変ゲイン調整、 $G = 5, 10, 20, 40$  をサポートします。2つの段の合計ゲインは、 $G = 10, 20, 40$  または  $80$  となります。

内部リファレンス電圧は分圧ネットワークとバッファを経由し、その後差動アンプの出力電圧バイアスを設定します。レジスタ設定 CSA\_GAIN と CSA\_DIV による基準分圧比によって、ゲインが構成されます。

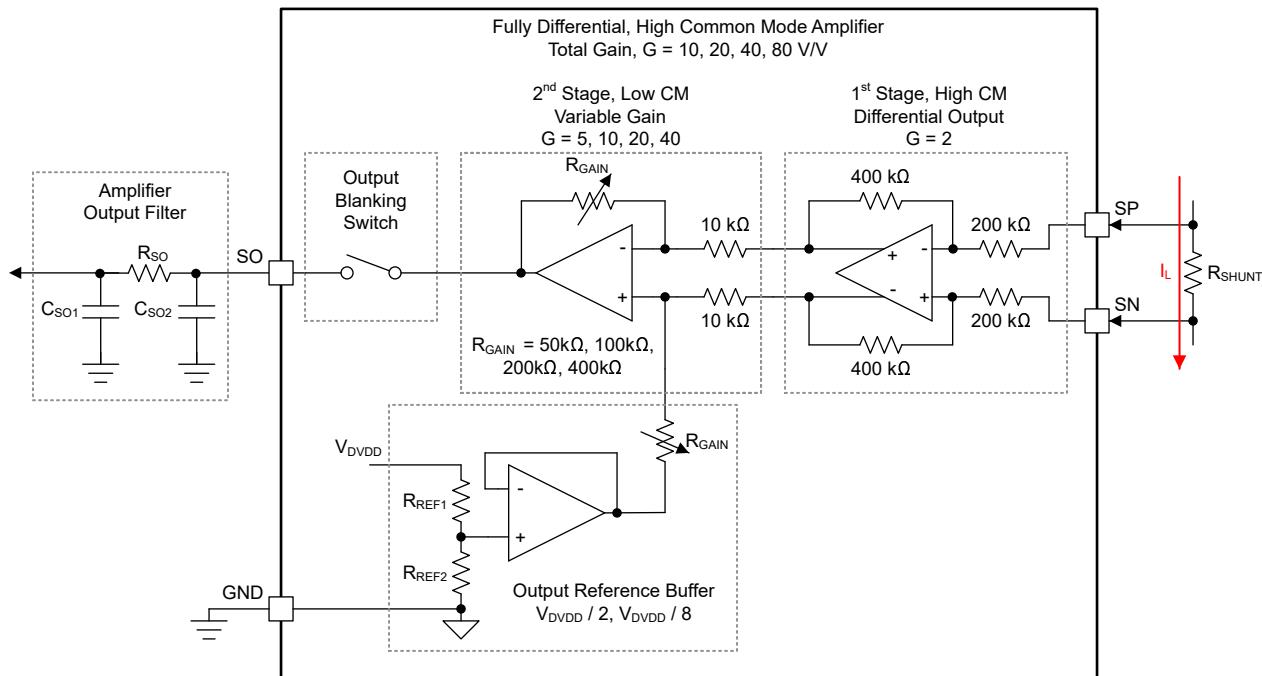


図 7-29. アンプの詳細ブロック図

最後に、アンプには出力ブランкиング スイッチがあります。出力スイッチを使用して、PWM スイッチング時にアンプ出力を接続解除し、出力ノイズ（ブランкиング）を低減できます。ブランкиング回路は、CSA\_BLK\_SEL レジスタ設定により、アク

タイプ ハーフブリッジでトリガを設定できます。ブランкиング期間は、**CSA\_BLK** レジスタ設定により構成できます。ゲートドライバがハイサイドとローサイド FET のオン / オフを切り替える際、出力のスイングやノイズがデッドタイム期間中に結合してアンプ信号にノイズを与えるのを避けるため、ブランкиング時間はデッドタイム ウィンドウ全体に延長されます。ブランキング中にアンプ出力が切断されたときにアンプ出力  $C_{SO2}$  を安定させるため、出力保持コンデンサを使用することをお勧めします。通常、このコンデンサはアンプ出力に直接見える容量を制限するため、 $R_{SO}$  および  $C_{SO1}$  で示される RC フィルタ構成において直列抵抗の後に配置されます。図 7-30 に、ブランキング機能の例を示します。

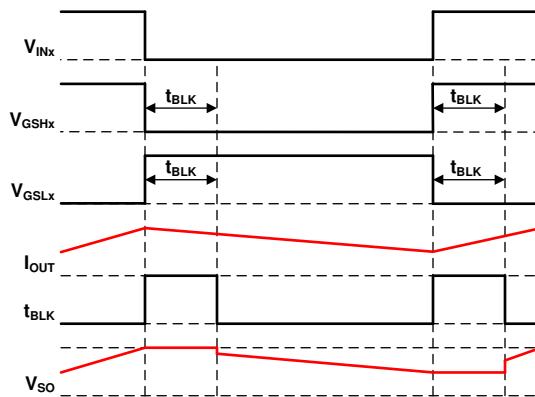


図 7-30. アンプ ブランкиング例

#### 7.4.5.5 ゲート ドライバ保護回路

##### 7.4.5.5.1 MOSFET $V_{DS}$ 過電流保護 (VDS\_OCP)

$V_{DS}$  過電流コンパレータの両端の電圧が  $V_{DS\_LVL}$  を  $t_{DS\_DG}$  時間より長い時間超えている場合、 $V_{DS}$  過電流状態が検出されます。電圧スレッショルドとグリッチ除去時間は、**VDS\_xx\_LVL** と **VDS\_DG** レジスタ設定により調整できます。

$V_{DS}$  過電流モニターは、**VDS\_MODE** レジスタ設定により設定された 4 つの異なるモードで応答し、回復することができます。

- **ラッチ フォルトモード:** 過電流イベントを検出すると、ゲートドライバのプルダウンが有効化され、**FAULT** レジスタビットおよび関連する **VDS** レジスタビットがアサートされます。ゲート フォルト イベントの解消後、**CLR\_FLT** が発行されるまではフォルト状況はラッチされた状態のままです。
- **サイクルごとのモード:** 過電流イベントを検出すると、ゲートドライバのプルダウンが有効化され、**FAULT** レジスタビットおよび関連する **VDS\_XX** レジスタビットがアサートされます。次の PWM 入力によって **FAULT** レジスタビットがクリアされ、ドライバが自動的に再有効化されます。関連する **VDS\_XX** レジスタビットは、**CLR\_FLT** が発行されるまでアサートされたまま残ります。
- **警告レポートのみモード:** 過電流イベントは、警告と関連する **VDS\_XX** レジスタビットで通知されます。デバイスは一切対応を行いません。**CLR\_FLT** が発行されるまで、警告はラッチされたままです。
- **ディセーブル モード:**  $V_{DS}$  過電流監視は無効となり、応答や通知を行いません。

$V_{DS}$  過電流の故障が発生したときは、外部 MOSFET を無効にする時間を延長または短縮するために、ゲート プルダウン電流を構成できます。これにより、大電流の短絡状況でのスロー ターンオフを回避できます。この設定は、**VDS\_IDRVN** レジスタ設定により構成されます。

##### 7.4.5.5.2 ゲート ドライバ フォルト (VGS\_GDF)

$V_{GS}$  電圧が  $V_{GS\_LVL}$  コンパレータ レベルを  $t_{DRIVE}$  時間よりも長い時間にわたって超えない場合、 $V_{GS}$  ゲート フォルト状況が検出されます。

さらに、独立ハーフブリッジ スプリット HS/LS PWM 制御 (**BRG\_MODE** = 00b) では、すべてのハーフブリッジ、または **VGS\_IND** レジスタ設定によりゲート障害が発生した関連するハーフブリッジのみをディセーブルにするようにデバイスを

構成できます。DRV800x -Q1 PH/EN および PWM H ブリッジ制御モード (**BRG\_MODE** = 01b、10b) では、**VGS\_IND** レジスタ設定を使用して、すべての H ブリッジをディセーブルにするか、または故障が発生した関連する H ブリッジのみをディセーブルにできます。

$V_{GS}$  ゲートフォルト モニタが **VGS\_MODE** レジスタ設定により、4 つの異なるモードで応答し、回復できます。

- **ラッチ フォルト モード**: ゲートフォルトイベントを検出すると、ゲートドライバのプルダウンが有効化され、**FAULT** レジスタビットおよび関連する **VGS** レジスタビットがアサートされます。ゲートフォルトイベントの解消後、**CLR\_FLT** が発行されるまではフォルト状況はラッチされた状態のままです。
- **サイクルごとのモード**: ゲートフォルトイベントを検出すると、ゲートドライバのプルダウンが有効化され、**FAULT** レジスタビット、**GD**、および関連する **VGS\_XX** レジスタビットがアサートされます。次の PWM 入力によって **FAULT** レジスタビットがクリアされ、ドライバが自動的に再有効化されます。**VGS\_XX** ビットおよび **GD** ビットは、**CLR\_FLT** が発行されるまでアサートされたまま残ります。
- **警告レポートのみモード**: 過電流イベントは、**WARN** ビットおよび関連する **VGS\_XX** レジスタビットで報告されます。デバイスは一切対応を行いません。**CLR\_FLT** が発行されるまで、警告はラッチされたままです。
- **ディセーブル モード**:  $V_{GS}$  ゲートのフォルト監視はディセーブルとなり、応答や通知を行いません。

#### 7.4.5.5.3 オフライン短絡とオープン負荷検出 (OOL / OSC)

このデバイスには、オフラインでの短絡を実行し、外部パワー MOSFET と負荷をオープン負荷診断するのに必要なハードウェアが搭載されています。これは、外部ハーフブリッジのスイッチノードに接続された **SHx** ピン上の集積プルアップおよびプルダウン電流源によって実現されます。オフライン診断は、対応するレジスタビット **EN\_OLSC** によって制御されます。まず、**EN\_OLSC** レジスタ設定により、オフライン診断モードをイネーブルにする必要があります。その後、個別の電流ソースを #none# および **PU\_SHx** レジスタ設定によりイネーブルにできます。

**SHx** ピンの電圧は、内部 **V<sub>DS</sub>** コンパレータによって連続的に監視されます。診断状態の間、**V<sub>DS</sub>** コンパレータは、関連する **VDS\_XX** レジスタステータスビット内の SPI レジスタ内の **SHx** ピンノード上のリアルタイムの電圧帰還を通知します。**V<sub>DS</sub>** コンパレータが診断モードの場合、グローバル **GD** SPI レジスタビットは故障や警告を通知しません。

オフライン診断を有効にする前に、外付け MOSFET ハーフブリッジを **EN\_GD** レジスタ設定によって無効状態にすることが TI により推奨されています。さらに、内部ロックングダイオードの順方向電圧降下に対して十分な余裕を確保するために、**V<sub>DS</sub>** コンパレータのスレッショルド(または )を 1V 以上に調整します。

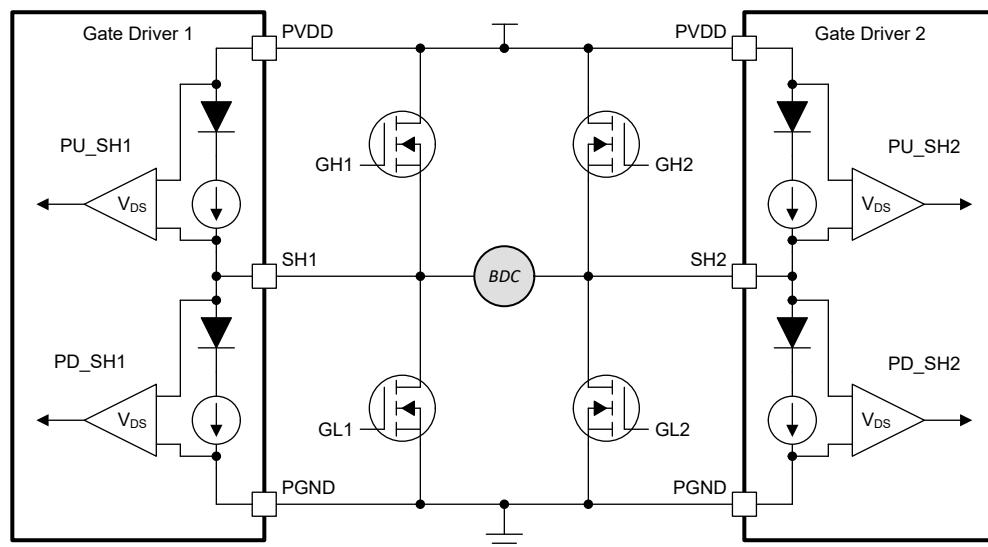


図 7-31. オフライン診断

## 注

$V_{DS}$  コンパレータは、[EN\\_OLSC](#) が設定された直後に、リアルタイム電圧帰還を開始します。適切なプルアップおよびプルダウン構成が設定されるまで、帰還は無視されます。

### 7.4.6 センス出力 (IPROPI)

このデバイスは、IPROPI ピンで電流センス、 $V_{PVDD}$  の監視、およびダイ温度の出力を備えています。この情報は、負荷のステータスやレギュレーション (OUTx 上)、ダイ温度のチェック、またはローカル モータ電源電圧の供給に使用できます。これらの統合機能により、複数の外部センス抵抗やセンス回路が不要になり、システム サイズ、コスト、複雑さを削減できます。

シャントレス ハイサイド電流ミラー構成により、負荷電流を検出します。IPROPI 出力電流は、有効化されたドライバ (OUTx) の瞬時電流に対して、固定の比率  $A_{IPROPI}$  で決まります。サーマル クラスタ出力は、対応するゾーン温度検出回路から供給されます。ローカル モータ電源の PVDD センスと温度センスは、IPROPI 抵抗を介して IPROPI ピンの電流出力に変換され、5V および 3.3V の ADC ピンに対応するスケーラブルな出力電圧を可能にします。

IPROPI センス出力においては、選択されたスケール (負荷電流、電圧、または温度) の最大値が、最大 IPROPI 出力電流 2mA で表されます。例えば、8A の負荷を駆動している場合 (これはドライバの最小 OCP)、OUT5 の IPROPI を選択すると、想定される IPROPI 出力電流は 2mA になります。負荷電流がドライバの最小 OCP をわずかに上回る場合、IPROPI 出力電流が IPROPI の電流検出比に従っているかどうかを確認できず、場合によっては OCP シャットダウンが発生することがあります。

ビット [IPROPI\\_SEL](#) は、IPROPI ピンにどの出力が多重化されるかを定義します (以下の表に示す制御値を示します):

**表 7-44. IPROPI\_SEL オプション**

IPROPI_SEL	出力
00000b	出力なし
00001b	OUT1 による電流検出
00010b	OUT2 による電流検出
00011b	OUT3 による電流検出
00100b	OUT4 による電流検出
00101b	OUT5 による電流検出
00110b	OUT6 による電流検出
00111b	OUT7 による電流検出
01000b	OUT8 による電流検出
01001b	OUT9 による電流検出
01010b	OUT10 による電流検出
01011b	OUT11 による電流検出
01100b	OUT12 による電流検出
01101b	RSVD
01110b	RSVD
01111b	RSVD
10000b	$V_{PVDD}$ 検出の公称範囲 (5V ~ 22V)
10001b	サーマル クラスタ 1
10010	サーマル クラスタ 2
10011	サーマル クラスタ 3
10100	サーマル クラスタ 4
10101	$V_{PVDD}$ 検出 High レンジ (20V ~ 32V)

IPROPI ピンは多目的ピンで、ハーフ ブリッジの 2 番目の PWM ピン制御入力オプションとしても使用できるため、IPROPI/PWM2 ピンのモードは、レジスタ **IC\_CTRL** のビット **IPROPI\_MODE** で制御されます。

次の図は、選択可能な IPROPI 出力の簡単なブロック図を示しています。

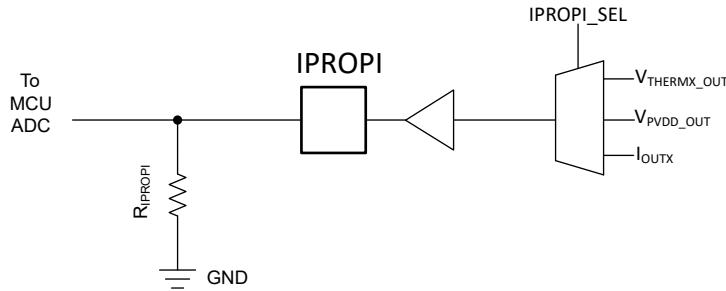


図 7-32. IPROPI 出力回路

**IPROPI リセット、ブランク、セトリング時間:** 上記の表から IPROPI 出力オプションのいずれかを選択するとき、**IPROPI\_SEL** ビットを使用して、最初に IPROPI 出力は  $5.5\mu\text{s}$  内で  $0\text{V}$  にリセットされます。このリセットは、すべての IPROPI 出力の選択または遷移に対して発生します。誤った読み取りを防ぐために、いずれかのドライバまたはセンス出力をオンにした後、回路が安定するまで IPROPI の信号はブランкиングされます。ハイサイド ドライバの場合、その時間はおよそ  $60\mu\text{s}$  です。

**電流 ( $I_{OUTx}$ ) センス:** 電流出力の場合、IPROPI 出力のアナログ電流は  $A_{IPROPI}$  で次のようにスケーリングされます。

$$I_{IPROPI} = I_{OUTx} / A_{IPROPI} \quad (3)$$

**PVDD センス:** PVDD 電圧センス出力には、次の 2 つの範囲があります：

- 公称範囲:  $5\text{V} \sim 22\text{V}$ 、ここで IPROPI 出力電流は  $V_{PVDD} / 11,000$
- ハイレンジ:  $20\text{V} \sim 32\text{V}$ 、ここで IPROPI 出力電流は  $V_{PVDD} / 16,500$

次に例を示します。

- 公称 PVDD 範囲 1 に対して **IPROPI\_SEL** を選択します (**IPROPI\_SEL** = 10000b)
- $V_{PVDD}$  は  $13.5\text{V}$  です
- $I_{IPROPI} = 1.2\text{mA}$

**PVDD 検出�ルト動作:** IPROPI PVDD 電圧センス出力は有効で、 $V_{PVDD}$  が PVDD UV スレッショルドを上回っているとき、および  $V_{DVDD}$  が推奨される最小動作電圧を上回っているときに利用可能です。

$V_{PVDD}$  が PVDD OV スレッショルドを上回っても、PVDD 検出出力はサポートされます。ただし、公称範囲 ( $5\text{V} \sim 22\text{V}$ ) の IPROPI PVDD 検出出力は、 $V_{PVDD} > 22\text{V}$  以上では検証できません。1/16,500 のハイレンジ IPROPI PVDD 検出出力比は  $20\text{V} \sim 32\text{V}$  以内で有効ですが、 $V_{PVDD}$  ( $32\text{V}$ ) を超えると検証することはできません。

PVDD センスが利用できない故障：

- チャージ ポンプ低電圧 (**VCP\_UV**)
- グローバル シャットダウン用に構成されている場合のサーマル シャットダウン (デフォルト)

**温度検出出力:** IPROPI 出力は、4 つのサーマル クラスタ温度のいずれか 1 つで、アナログ電圧を表現することもできます。これはテストと評価に使用することを意図していますが、デバイスの実行時に使用することはできません。

IPROPI 出力電流が利用可能な最大内部温度は  $195^\circ\text{C}$  で、この時点で IPROPI 出力電流は  $1.94\text{mA}$  です。IPROPI 電流出力は、 $40^\circ\text{C} \sim 195^\circ\text{C}$  の温度範囲に従ってスケーリングされます。IPROPI 出力電流の式は次のとおりです：

$$I_{IPROPI} = \alpha + \beta \times t$$

ここで、 $\alpha$  はオフセットが  $1.49\text{mA}$  にはほぼ等しく、 $\beta$  は  $2.32 \mu\text{A}/^\circ\text{C}$ 、「 $t$ 」は温度です。温度に戻すためには、温度について解くと次のようになります：

$$t = (I_{IPROPI} - \alpha)/\beta$$

$R_{IPROPI}$  で生成される電圧は、次のようにになります：

$$V_{IPROPI} = (I_{IPROPI} \cdot R_{IPROPI}) - \alpha$$

例えば、クラスタ温度が  $0^\circ\text{C}$  のとき、IPROPI 出力電流は  $1.49\text{mA}$  です。 $145^\circ\text{C}$  での IPROPI の出力電流は  $1.83\text{mA}$  です。

比例電圧  $V_{IPROPI}$  を生成するには、外付け抵抗 ( $R_{IPROPI}$ ) を介して IPROPI ピンをグランドに接続する必要があります。これにより、アプリケーション内の  $R_{IPROPI}$  抵抗の両端の電圧降下として IPROPI 電流を測定することができ、コントローラの ADC の全範囲が利用可能になります。

IPROPI 抵抗の値を選択するときは、最大動作 IPROPI 出力電圧は  $4.7\text{V}$  であることに注意してください。この値は、最大センス値 (ドライバの最大負荷電流など) で IPROPI 出力電圧を  $5.3\text{V}$  に駆動する IPROPI の出力誤差  $10\%$  を考慮しています。この電圧を下回るようにするには、 $2.35\text{k}\Omega$  による  $2\text{mA}$  が約  $4.7\text{V}$  であるため、 $2.35\text{k}\Omega$  未満の抵抗値を使用します。MCU の電圧  $3.3\text{V}$  が必要な場合、この IPROPI の出力誤差が  $10\%$  であることを考慮して、MCU の絶対最大電圧を下回るような抵抗を求めてください。

#### 7.4.7 保護回路

##### 7.4.7.1 フォルトリセット (CLR\_FLT)

DRV8000-Q1 には、ドライバからフォルト状況をクリアし、動作を再開するための特定のシーケンスが用意されています。この機能は **CLR\_FLT** レジスタ ビットによって動作します。フォルト通知をクリアするには、フォルト状況の解消後、**CLR\_FLT** レジスタビットをアサートする必要があります。アサート後、ドライバはフォルトをクリアし、**CLR\_FLT** レジスタビットをリセットします。

##### 7.4.7.2 DVDD ロジック電源パワーオンリセット (DVDD\_POR)

DVDD ピンの入力ロジック供給電圧が  $V_{DVDD\_POR}$  スレッショルドを下回る時間が、 $t_{DVDD\_POR\_DG}$  時間より長くなったり、nSLEEP ピンがローにアサートされたりすると、デバイスは非アクティブ状態に入り、ゲートドライバ、チャージポンプ、OUTx 出力、および保護モニタが無効になります。DVDD 低電圧状態が解消されるか、nSLEEP ピンが High にアサートされると、通常動作が再開されます。DVDD パワーオンリセット (POR) 後、**CLR\_FLT** が発行されるまで POR レジスタビットがアサートされます。

##### 7.4.7.3 PVDD 電源低電圧監視 (PVDD\_UV)

PVDD ピンの電源電圧が  $V_{PVDD\_UV}$  スレッショルドを下回る状態が、 $t_{PVDD\_UV\_DG}$  時間より長く続くと常に、DRV8000-Q1 は PVDD 低電圧イベントを検出します。低電圧状態の検出後、ゲートドライバ プルダウンはイネーブル、チャージポンプはディセーブルになり、すべての OUTx がディセーブルされ、**FAULT** ビット、および **PVDD\_UV** レジスタビットがアサートされます。

PVDD 低電圧モニタは **PVDD\_UV\_MODE** レジスタで設定される 2 つの異なるモードで回復できます。

- **ラッチ フォルト モード:** 低電圧状態の解消後、**CLR\_FLT** が発行されるまでは、フォルト状態はラッチされたままで、すべての出力はディセーブルのままでです。
- **自動回復 モード:** 低電圧状態が解消されると、**FAULT** レジスタのビットが自動的にクリアされ、出力は再びイネーブルになります。**PVDD\_UV** レジスタビットは、**CLR\_FLT** が発行されるまでラッチされたままでです。

##### 7.4.7.4 PVDD 電源過電圧監視 (PVDD\_OV)

DRV8000-Q1 には、2 つの  $V_{PVDD\_OV}$  スレッショルド、Low および High スレッショルドがあります。過電圧応答の選択肢は、構成されたドライバ出力 (ハイサイド、EC、ヒータードライバ、ゲートドライバ、ハーフブリッジドライバ) に依存します。IC\_STAT1 には、PVDD\_OV\_22V と PVDD\_OV\_28V の 2 つの故障ステータスビットが用意されています。

PVDD 低電圧モニタは **PVDD\_OV\_MODE** レジスタで設定される 2 つの異なるモードで回復できます。

- **ラッチ故障モード (0b):** 過電圧状態の検出後、すべてのドライバが無効になり、**FAULT** レジスタビットおよび **PVDD\_OV\_22V** または **PVDD\_OV\_28V** レジスタビットがアサートされます。過電圧状態の解消後、**CLR\_FLT** が発行されるまではフォルト状態はラッチされたままです。
- **自動回復モード (1b):** 過電圧状態の検出後、すべてのドライバが無効になり、**FAULT** レジスタビット、および **PVDD\_OV\_22V** または **PVDD\_OV\_28V** レジスタビットがアサートされます。過電圧状態が解消されると、**FAULT** レジスタのビットが自動的にクリアされ、チャージポンプは自動的に再びイネーブルになります。**PVDD\_OV\_22V** または **PVDD\_OV\_28V** レジスタビットは、**CLR\_FLT** が発行されるまでラッチされたままです。

#### ハイサイド、EC、ヒーター ドライバの過電圧フォルト (**PVDD\_OV\_22V**) :

- $V_{PVDD}$  が低い  $V_{PVDD}$  スレッショルド電圧 (22V) を超えると、ハイサイド ドライバ、EC ドライバ、およびヒーター ドライバはシャットオフします。
- **PVDD\_OV\_22V** 故障ステータスは、ハイサイド、EC、ヒーター ドライバの **PVDD** 過電圧動作表で定義されています。
- ハイサイド、EC、ヒーター ドライバの出力では、**PVDD\_OV\_LVL** 設定は利用できません
- **PVDD\_OV\_MODE** は、故障応答ラッチ故障モードまたは自動復帰モードに設定できます。

**表 7-45. ハイサイド、EC、ヒーター ドライバの PVDD 過電圧動作**

PVDD 電圧	ハイサイド、EC、ヒーター ドライバ	PVDD_OV_22V のステータス	PVDD_OV_28V	フォルト
$V_{PVDD} < 22 \text{ V}$	通常動作	0b	該当なし	0b
$V_{PVDD} > 22 \text{ V}$	シャットダウン	1b	該当なし	1b

#### ハーフ ブリッジおよびゲート ドライバ過電圧 (**PVDD\_OV\_22V** または **PVDD\_OV\_28V**) :

- ハーフブリッジおよびゲート ドライバは、 $V_{PVDD}$  が低い  $V_{PVDD}$  スレッショルド電圧 (22V) を超えた場合の警告またはシャットオフ、あるいは高い  $V_{PVDD}$  スレッショルド電圧 (28V) を超えた場合のシャットオフに対応しています。
- **PVDD\_OV\_22V** は、ハーフブリッジおよびゲート ドライバの **PVDD** 過電圧動作テーブルに定義されているように、これらのドライバ出力に対して利用可能なレジスタ **PVDD\_OV\_LVL** 設定を使用して、警告または故障条件に構成できます。
- **PVDD\_OV\_22V** のグリッチ除去時間は、**PVDD\_OV\_DG** レジスタ設定によって調整できます。
- **PVDD\_OV\_MODE** は、故障応答ラッチ故障モードまたは自動復帰モードに設定できます。

**表 7-46. ハーフブリッジとゲート ドライバの PVDD 過電圧動作**

PVDD_OV_LVL	PVDD 電圧	ハーフ ブリッジとゲート ドライバ	ハイサイド、EC、ヒーター ドライバ	PVDD_OV_22V	PVDD_OV_28V	フォルト
0b	$V_{PVDD} < 22 \text{ V}$	通常動作	通常動作	0b	0b	0b
0b	$V_{PVDD} > 22 \text{ V}$	シャットダウン	シャットダウン	1b	0b	1b
1b	$V_{PVDD} < 22 \text{ V}$	通常動作	通常動作	0b	0b	0b
1b	$28 \text{ V} > V_{PVDD} > 22 \text{ V}$	警告ありの通常動作	シャットダウン	1b	0b	1b
1b	$V_{PVDD} > 28 \text{ V}$	シャットダウン	シャットダウン	1b	1b	1b

#### 7.4.7.5 VCP チャージ ポンプ低電圧誤動作防止 (VCP\_UV)

VCP ピンの電圧が  $V_{VCP\_UV}$  スレッショルドを下回る状態が、 $t_{VCP\_UV\_DG}$  時間を超えると常に、DRV8000-Q1 は VCP 低電圧状態を検出します。低電圧状態の検出後、すべての出力イネーブル、ゲート ドライバ ブルダウンはイネーブル、**FAULT** レジスタビットおよび **VCP\_UV** レジスタビットがアサートされます。低電圧スレッショルドは、**VCP\_UV\_LVL** レジスタ設定により調整できます。

VCP 低電圧モニタは **VCP\_UV\_MODE** レジスタで設定される 2 つの異なるモードで回復できます。

- ラッチ フォルト モード:**さらに、ラッチ フォルト モードではチャージ ポンプがディセーブルになります。低電圧状態の解消後、**CLR\_FLT** が発行されるまでは、フォルト状態はラッチされたままで、チャージ ポンプはディセーブルのままです。
- 自動回復モード:**低電圧状態が解消されると、**FAULT** レジスタの **dfddfsdfsdfs** ビットがクリアされ、チャージ ポンプは自動的に再びイネーブルになります。**VCP\_UV** レジスタ ビットは、**CLR\_FLT** が発行されるまでラッチされたままです。

#### 7.4.7.6 サーマル クラスタ

このデバイスには複数のドライバとドライバの種類があるため、チップ上の主要ブロックの温度を監視するために、チップ上に複数の専用サーマル センサが配置されています。これらのセンサはそれぞれ、サーマル クラスタと呼ばれ、特定のデバイス ブロックのローカル ダイ 温度を測定します。これらの測定値は電流に変換され、**IPROPI** ピンから出力されます。これは、温度警告をトリガーしたり、許容温度範囲を超えた特定のクラスタ、またはデバイス全体をシャットダウンするために使用されます。

サーマル クラスタ警告に対するデバイスの応答は、**IC\_CNF1** レジスタの **OTSD\_MODE** ビットで構成できます。

- デフォルト モード(**OTSD\_MODE = 0b**):**いざれかのクラスタが  $t_{OTSD\_DG}$  より長い間サーマル シャットダウン スレッショルドに達すると、デバイス全体がシャットダウンされます。
- クラスタ モード(**OTSD\_MODE = 1b**):**クラスタが  $t_{OTSD\_DG}$  より長い間サーマル シャットダウン スレッショルドに達した場合、そのクラスタのみがシャットオフされます。

次の表と図に示すように、サーマル クラスタで定義された 4 つのゾーンがあります。

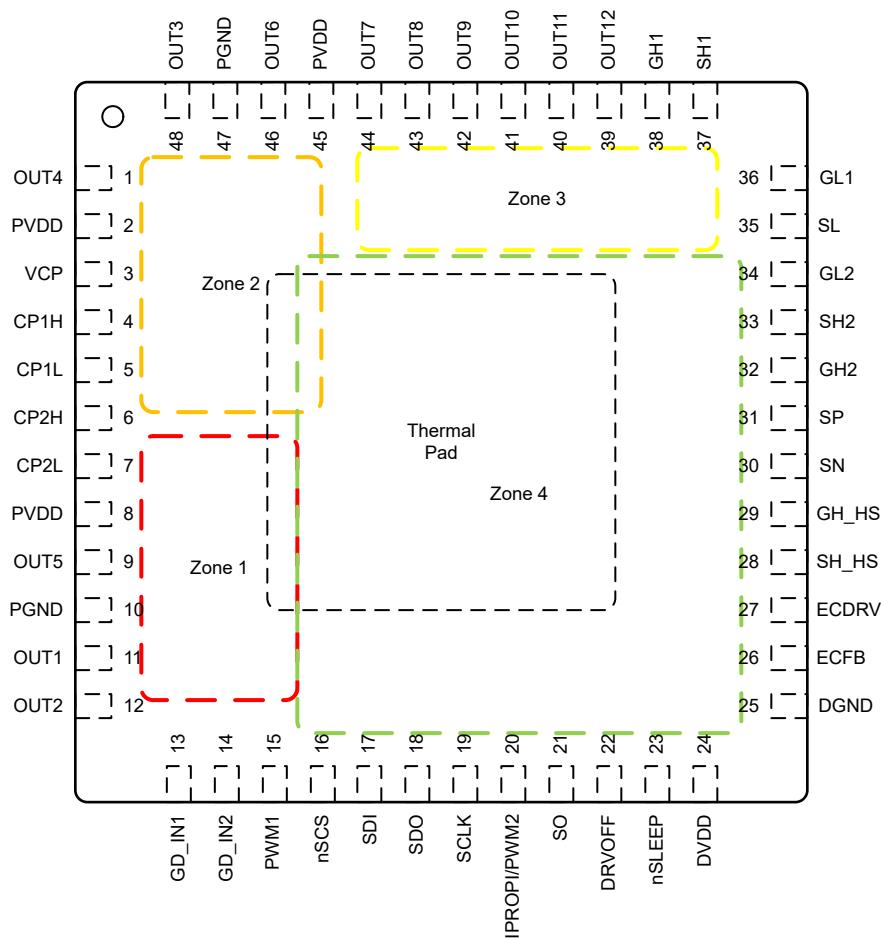


図 7-33. サーマル センサ ゾーン

**表 7-47. サーマル クラスタの位置**

サーマル クラスタ 1	サーマル クラスタ 2	サーマル クラスタ 3	サーマル クラスタ 4
OUT5、OUT1 および OUT2	OUT3、OUT4 および OUT6	ハイサイド ドライバ	グローバル ドライバと残りのドライバ

各ゾーンに、2つの温度ポイントに対してコンパレータ ベースの警告があり、Low が 125°、High が 145°C です。ビット ZONEX\_OTW\_X (L または H) がレジスタ IC\_STAT2 でラッチされます。各警告は、レジスタ IC\_CNF2 のビット ZONEX\_OTW\_X\_DIS を使用して個別に無効化できます。過熱シャットダウンが発生すると、レジスタ IC\_STAT2 の ZONEX\_OTSD ビットがラッチされます。

#### 7.4.7.7 ウオッチドッグ タイマ

このデバイスは、外部コントローラが動作していることを確認し、SPI バスの整合性を監視するために、プログラマブル ウィンドウ タイプの SPI ウオッチドッグ タイマを統合しています。SPI ウオッチドッグ タイマは、WD\_EN SPI レジスタ ビットでイネーブルにできます。ウォッチドッグ タイマは、デフォルトで無効になっています。ウォッチドッグ タイマがイネーブルになると、内部タイマはカウントアップを開始します。ウォッチドッグ タイマは、WD\_RST SPI レジスタを反転することでリセットされます。この WD\_RST は、下位ウィンドウ時間と上位ウィンドウ時間の間に発行する必要があります。ウォッチドッグ タイマのフォルトが検出された場合、デバイスの応答は、警告のみを通知するか、障害を通知して、すべてのドライバをディセーブルにするかのどちらかを構成できます。ウォッチドッグ故障は、CLR\_FLT コマンドでクリアできます。ウォッチドッグがすべてのドライバをディセーブルに設定されている場合、CLR\_FLT コマンドを送信した後でドライバがイネーブルになり、ウォッチドッグのフォルト状態が解消されます。クリア故障後にウォッチドッグを再起動するには、WD\_EN ビットを使用してウォッチドッグをディスエーブルにし、再度イネーブルにします

#### 7.4.7.8 障害検出と応答の概略表

故障イベント	条件	モード	デジタル コア	チャージ ポンプ	ドライバ	ステータスピット	故障 / 警告	機能的回復	ステータスピット の回復
ゲートドライバの無効化	DRVOFF = High	該当なし	アクティブ	アクティブ	ゲートドライバはプルダウン	DRVOFF_STAT	該当なし	DRVOFF = Low と CLR_FLT	CLR_FLT
SPI クロック障害	無効な SPI クロック フレーム	ラッチ	アクティブ	アクティブ	アクティブ	SPI_OK、 SCLK_FLT、SDO フレームでのフレーム SPI_ERR を拒否	該当なし	有効な SPI フレーム	CLR_FLT
SPI アドレス障害	アドレスが範囲外	ラッチ	アクティブ	アクティブ	アクティブ	SDO フレームの SPI_ERR	該当なし	有効な SPI フレーム	該当なし
DVDD パワーオンリセット	DVDD < DVDD_POR	該当なし	リセット	ディセーブル	セミアクティブ プルダウン	POR	該当なし	DVDD > DVDD_POR	CLR_FLT
PVDD 低電圧	PVDD < VPVDD_UV	ラッチ	アクティブ	ディセーブル	プルダウン	SDO フレーム上の PVDD_UV OV / UV	フォルト	PVDD > VPVDD_UV および CLR_FLT	CLR_FLT
		自動	アクティブ	ディセーブル	プルダウン	SDO フレーム上の PVDD_UV OV / UV	フォルト	PVDD > VPVDD_UV	CLR_FLT
VCP 低電圧	VCP < VVCP_UV	ラッチ	アクティブ	ディセーブル	プルダウン	SDO フレームでの VCP_UV OV / UV	フォルト	VCP > VVCP_UV および CLR_FLT	CLR_FLT
		自動	アクティブ	アクティブ	プルダウン	SDO フレームでの VCP_UV OV / UV	フォルト	VCP > VVCP_UV	CLR_FLT

故障イベント	条件	モード	デジタルコア	チャージポンプ	ドライバ	ステータスビット	故障/警告	機能的回復	ステータスピットの回復
PVDD 過電圧	PVDD_OV_LVL = 0, PVDD > 22V	ラッチ	アクティブ	アクティブ	プルダウン	SDO フレーム上の PVDD_OV_22V OV / UV	フォルト	PVDD < VPVDD_OV_LO および CLR_FLT	CLR_FLT
		自動	アクティブ	アクティブ	プルダウン	SDO フレーム上の PVDD_OV_22V OV / UV	フォルト	PVDD < VPVDD_OV_LO	CLR_FLT
	PVDD_OV_LVL = 1 28V > PVDD > 22V	ラッチ	アクティブ	アクティブ	EC、ヒータ、および HS は プルダウン	SDO フレーム上の PVDD_OV_22V OV / UV	フォルト	PVDD < VPVDD_OV_LO および CLR_FLT	CLR_FLT
		自動	アクティブ	アクティブ	EC、ヒータ、および HS は プルダウン	SDO フレーム上の PVDD_OV_22V OV / UV	フォルト	PVDD < VPVDD_OV_LO	CLR_FLT
	PVDD_OV_LVL = 1, PVDD > 28V	ラッチ	アクティブ	アクティブ	プルダウン	SDO フレームの PVDD_OV_22V、PVDD_OV_28V OV / UV	フォルト	PVDD < VPVDD_OV_LO および CLR_FLT	CLR_FLT
		自動	アクティブ	アクティブ	プルダウン	SDO フレームの PVDD_OV_22V、PVDD_OV_28V OV / UV	フォルト	PVDD < VPVDD_OV_LO	CLR_FLT
ゲートドライバ VDS の過電流	VDS > VVDS_LVL	ラッチ	アクティブ	アクティブ	ゲートドライバ (は) プルダウン	GD、VDS_LX、VDS_Hx	フォルト	VDS < VDS_LVL および CLR_FLT	CLR_FLT
		サイクル	アクティブ	アクティブ	ゲートドライバ (は) プルダウン	GD、VDS_LX、VDS_Hx	フォルト	VDS_VDS_LVL および (CLR_FLT または入力サイクル)	CLR_FLT
		警告	アクティブ	アクティブ	アクティブ	GD、VDS_LX、VDS_Hx	WARN	該当なし	CLR_FLT
		ディセーブル	アクティブ	アクティブ	アクティブ	該当なし	該当なし	該当なし	該当なし
VGS ゲート障害	FET オフ VGS > VVGS_LVL	ラッチ	アクティブ	アクティブ	ゲートドライバ (は) プルダウン	GD、VGS_LX、VGS_Hx	フォルト	VGS < VVGS_LVL および CLR_FLT	CLR_FLT
		サイクル	アクティブ	アクティブ	ゲートドライバ (は) プルダウン	GD、VGS_LX、VGS_Hx	フォルト	VGS < VGS_LVL および (CLR_FLT または入力サイクル)	CLR_FLT
		警告	アクティブ	アクティブ	アクティブ	GD、VGS_LX、VGS_Hx	WARN	該当なし	CLR_FLT
		ディセーブル	アクティブ	アクティブ	アクティブ	該当なし	該当なし	該当なし	該当なし
	FET ON VGS < VVGS_LVL	ラッチ	アクティブ	アクティブ	ゲートドライバ (は) プルダウン	GD、VGS_LX、VGS_Hx	フォルト	VGS > VVGS_LVL および CLR_FLT	CLR_FLT
		サイクル	アクティブ	アクティブ	ゲートドライバ (は) プルダウン	GD、VGS_LX、VGS_Hx	フォルト	VGS > VGS_LVL および (CLR_FLT または入力サイクル)	CLR_FLT
		警告	アクティブ	アクティブ	アクティブ	GD、VGS_LX、VGS_Hx	WARN	該当なし	CLR_FLT
		ディセーブル	アクティブ	アクティブ	アクティブ	該当なし	該当なし	該当なし	該当なし
ハーフブリッジ過電流フォルト (OUT1~OUT6)	IOUTx > IOCPx	ラッチ	アクティブ	アクティブ	影響を受ける ドライバ Hi-Z	HB、OUTx_HS_OCP、OUTx_LS_OCP	フォルト	IOUTx < IOCPx および CLR_FLT	CLR_FLT
ハーフブリッジ アクティブ開放負荷フォルト (OUT1~OUT6)	IOUTx < IOLA_OUTx	ラッチ	アクティブ	アクティブ	アクティブ	HB、OUTx_HS_OLA、OUTx_LS_OLA	WARN	IOUTx > IOLA_OUTx および CLR_FLT	CLR_FLT
ハイサイドドライバ過電流フォルト (OUT7~OUT12)	OUTx_ITRIP_EN = 0 IOUTx > IOCx	ラッチ	アクティブ	アクティブ	影響を受ける ドライバ Hi-Z	HS_ITRIP、OUTx_ITRIP_STA_T	フォルト	IOUTx < IOCx および CLR_FLT	CLR_FLT
ハイサイドドライバ OUTx_ITRIP_EN = 1 IOUTx > IOCx	OUTx_ITRIP_EN = 1 IOUTx > IOCx	ラッチ	アクティブ	アクティブ	アクティブ	HS_ITRIP、OUTx_ITRIP_STA_T	該当なし	IOUTx < IOCx	CLR_FLT

故障イベント	条件	モード	デジタルコア	チャージポンプ	ドライバ	ステータスビット	故障/警告	機能的回復	ステータスピットの回復
ハイサイドドライバ短絡フルト(OUT7-12)	VOUTx < VSC_DET	ラッチ	アクティブ	アクティブ	影響を受けるドライバ Hi-Z	HS, OUTx_OCP	フルト	VOUTx > VSC_DET および CLR_FLT	CLR_FLT
ハイサイドドライバ開放負荷フルト(OUT7-OUT12)	IOUTx < IOOLDx	ラッチ	アクティブ	アクティブ	アクティブ	HS, OUTx_OLA	WARN	IOUTx > IOOLDx および CLR_FLT	CLR_FLT
ECFB 過電圧	ECFB_OV_MOD E = 00b または 11b VECFB > VECFB_OV_TH	ディセーブル	アクティブ	アクティブ	アクティブ	該当なし	該当なし	該当なし	該当なし
	ECFB_OV_MOD E = 01b VECFB > VECFB_OV_TH	ラッチ	アクティブ	アクティブ	アクティブ	EC_HEAT, ECFB_OV	該当なし	該当なし	CLR_FLT
	ECFB_OV_MOD E = 10b VECFB > VECFB_OV_TH	ラッチ	アクティブ	アクティブ	EC ドライバ HiZ	EC_HEAT, ECFB_OV	フルト	VECFB < VECFB_OV_TH および CLR_FLT	CLR_FLT
	ECFB 短絡(バッシブ)	ECFB_DIAG = 01b VECFB < VECFB_SC_TH	自動	アクティブ	アクティブ	該当なし	EC_HEAT, ECFB_DIAG_STAT	該当なし	VECFB > VECFB_SC_TH
ECFB 開放負荷(バッシブ)	ECFB_DIAG = 10b VECFB > VECFB_OLP_TH	自動	アクティブ	アクティブ	該当なし	EC_HEAT, ECFB_DIAG_STAT	該当なし	VECFB < VECFB_OLP_TH	該当なし
ECFB が目標電圧より高い	VECFB > VECFB_HI	自動	アクティブ	アクティブ	アクティブ	EC_HEAT, ECFB_HI	該当なし	VECFB < VECFB_HI	該当なし
ECFB が目標電圧より低い	VECFB < VECFB_LO	自動	アクティブ	アクティブ	アクティブ	EC_HEAT, ECFB_LO	該当なし	VECFB > VECFB_LO	該当なし
ECFB 過電流(放電)	EC_FLT_MODE = 0b IECFB > IOC_ECFB	ラッチ	アクティブ	アクティブ	ECFB Hi-Z	EC_HEAT, ECFB_OC	フルト	IECFB < IOC_ECFB および CLR_FLT	CLR_FLT
ECFB 開放負荷アクティブ(放電)	IECFB < IOL_ECFB_LS	ラッチ	アクティブ	アクティブ	アクティブ	EC_HEAT, ECFB_OL	WARN	IECFB > IOL_ECFB_LS および CLR_FLT	CLR_FLT
ヒータ VDS 過電流の故障	VHEAT_VDS > VDS_LVL_HEAT	ラッチ	アクティブ	アクティブ	ヒータはブルダウンです	EC_HEAT, HEAT_VDS	フルト	VHEAT_VDS < VDS_LVL_HEAT および CLR_FLT	CLR_FLT
		サイクル	アクティブ	アクティブ	ヒータはブルダウンです	EC_HEAT, HEAT_VDS	フルト	VHEAT_VDS < VDS_LVL_HEAT および (CLR_FLT または PWM)	CLR_FLT
		警告	アクティブ	アクティブ	アクティブ	EC_HEAT, HEAT_VDS	WARN	該当なし	CLR_FLT
		ディセーブル	アクティブ	アクティブ	アクティブ	該当なし	該当なし	該当なし	該当なし
ヒータ VDS オープン負荷不良	VSH_HS > VOL_HEAT	ラッチ	アクティブ	アクティブ	ヒータはブルダウンです	EC_HEAT, HEAT_OL	フルト	VSH_HS < VOL_HEAT および CLR_FLT	CLR_FLT
ゾーン X サーマル警告	TJ > TOTW1、TOTW2	自動	アクティブ	アクティブ	アクティブ	OTW, ZONEx_OTW_L, ZONEx_OTW_H	該当なし	TJ < TOTW1、TOTW2	該当なし
ゾーン X サーマルシャットダウン	TJ > TOTSD	ラッチ	アクティブ	ディセーブル	セミアクティブブルダウン、Hi-Z	OTSD, ZONEx_OTSD	フルト	TJ < TOTSD および CLR_FLT	CLR_FLT
ウォッチドッグ	WD_FLT_M = 0b、無効なアクセスまたは期限切れ	警告	アクティブ	アクティブ	アクティブ	WD_FLT	WARN	CLR_FLT および WD_EN のディスエーブルおよび再イネーブル	CLR_FLT
ウォッちドッグ	WD_FLT_M = 1b、無効なアクセスまたは期限切れ	ラッチ	アクティブ	アクティブ	ブルダウン	WD_FLT	フルト	CLR_FLT および WD_EN のディスエーブルおよび再イネーブル	CLR_FLT

## 7.5 プログラミング

### 7.5.1 シリアル・ペリフェラル・インターフェイス (SPI)

SPI バスは、デバイス構成と動作パラメータの設定、DRV8000-Q1 デバイスの診断情報の読み出しに使用します。SPI は、ペリフェラル モードで動作し、コントローラに接続します。SPI 入力データ (SDI) ワードは 24 ビットのワード、8 ビットのコマンド、16 ビットのデータで構成されています。読み取りコマンド用の SPI 出力データ (SDO) ワードは、故障状態表示ビットと、読み取りコマンドでアクセスされるレジスタ データで構成されます。SDO ワードの書き込みコマンドは、故障ステータスに続いて書き込みレジスタの既存のデータが続く構成です。MCU と SPI ペリフェラル ドライバ間のデータ シーケンス 図 7-34 を示します。

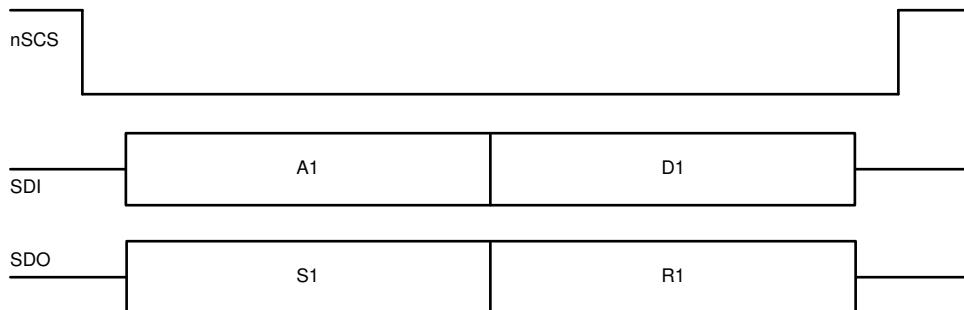


図 7-34. SPI データ フレーム

有効なフレームは次の条件を満たしていなければなりません。

- nSCS ピンが High から Low、Low から High に遷移すると、SCLK ピンの Low にプルされます。
- nSCS ピンは、ワードとワードの間では High にされている必要があります。
- nSCS ピンが High にされているときは、SCLK ピンと SDI ピンのすべての信号が無視され、SDO ピンが Hi-Z 状態になる。
- データは SCLK ピンの立ち下がりエッジで収集され、SCLK ピンの立ち上がりエッジで伝搬される。
- 最上位ビット (MSB) が最初にシフトイン / シフトアウトされる。
- トランザクションを有効にするには、24 SCLK サイクルすべてが発生しなければならない。
- SDI ピンに送信されるデータワードが 24 ビットより多い / 少ない場合は、フレーム エラー (SCLK\_FLT) が発生してデータワードが無視される。
- 書き込みコマンドの場合、16 ビットのコマンド データに続いて、書き込み先のレジスタの既存データが、エラー状態バイト、16 ビットデータという順序で SDO ピンからシフトアウトされます。

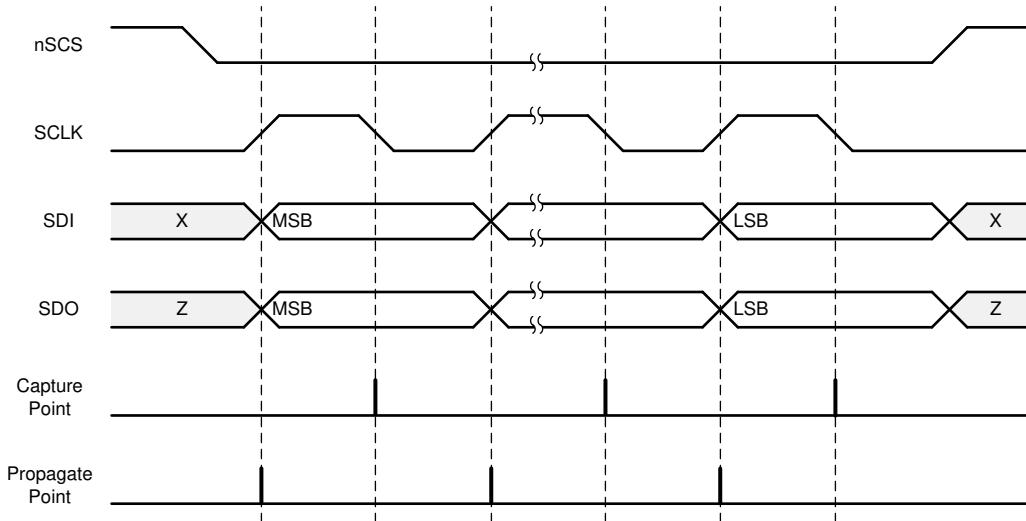


図 7-35. SPI ペリフェラルのタイミング図

### 7.5.2 SPI フォーマット

SDI 入力データワードは 24 ビット長であり、以下のフォーマットで構成されています。

- MSB ビットはフレームの種類を示します (標準フレームの場合、ビット B23 = 0)
- 1 読み取りまたは書き込みビット、W (ビット B22、書き込み = 0、読み取り = 1)
- 6 アドレスビット、A (ビット B21~B16)
- 16 データビット、D (ビット B15~B0) 読み取り動作では、これらのビットは通常ヌル値に設定されます。書き込み動作では、アドレス指定されたレジスタのデータ値がこれらのビットに設定されます。

表 7-48. SDI 入力データワードのフォーマット

		R/W	アドレス								データ													
ビット	B23	B22	B21	B20	B19	B18	B17	B16	B15	B14	B13	B12	B11	B10	B9	B8	B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
データ	0	W0	A5	A4	A3	A2	A1	A0	D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0

SDO 出力データワードは 24 ビット長で、最初の 8 ビットが IC ステータス レジスタを構成します。レポートワードはアクセス中のレジスタの内容です。

書き込みコマンド (W0 = 0) の場合、応答ワードは、フォルトステータス表示ビットと、書き込まれるレジスタの既存データの後に続きます。

読み取りコマンド (W0 = 1) の場合、応答ワードはフォルトステータス表示ビットとそれに続く、読み取り中のレジスタ内のデータで構成されます。

表 7-49. SDO 出力データワードのフォーマット

ビット	IC のステータス								レポート							
	B23	B22	B21	B20	B19	B18	B17	B16	B15	B14	B13	B12	B11	B10	B9	B8
									B7	B6	B5	B4	B3	B2	B1	B0
データ	1	1	フォルト	WARN	OV_U_V	DRV	OTSD	SPI_E_RR	D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8
									D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0

- 故障 - デバイス故障の「OR」(グローバルまたはドライバ)
- 警告 - デバイスの警告の「OR」
- OV\_UV - PVDD、VCP の過電圧および低電圧ステータスの「OR」
- DRV - ドライバの故障の「OR」
- OTSD - 過熱シャットダウンが発生するときに設定
- SPI\_ERR - 受信された SCLK 数が正しくないときに設定

### 7.5.3 タイミング図

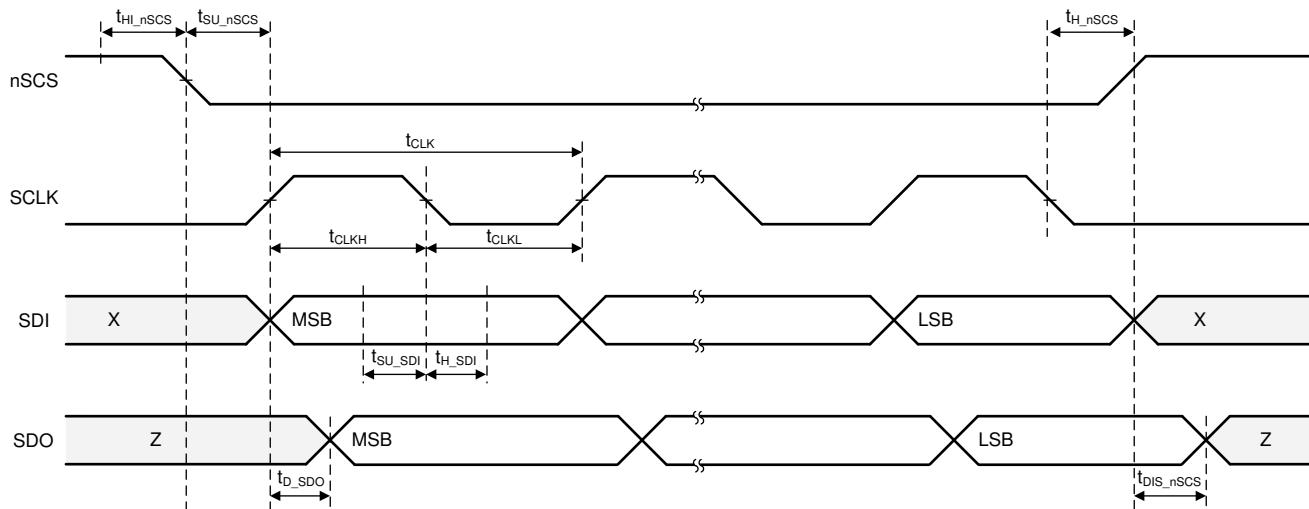


図 7-36. SPI タイミング図

## 8 DRV8000-Q1 レジスタ マップ

**DRV8000-Q1 レジスタ マップ** は、DRV8000-Q1 のメモリ マップトレジスタを一覧表示します。記載されていないレジスタアドレスはすべて予約領域とみなされ、レジスタの内容は変更できません。予約済み位置の説明は、あくまでも参照目的で提供されています。デバイス ID 表は、DRV800x デバイスのデバイス ID をまとめたものです。

**表 8-1. デバイス ID サマリー**

デバイス				デバイス ID				
DRV8000-Q1				レジスタ アドレス 0x8h、DEVICE_ID = 0x02				
DRV8001-Q1				レジスタ アドレス 0x8h、DEVICE_ID = 0x12				
DRV8002-Q1				レジスタ アドレス 0x8h、DEVICE_ID = 0x22				

**表 8-2. DRV8000-Q1 レジスタ マップ**

名称	15	14	13	12	11	10	9	8	タイプ	アドレス
	7	6	5	4	3	2	1	0		
IC_STAT1	SPI_OK	POR	フォルト	WARN	GD	HB	EC_HEAT	HS	R	00h
	PVDD_UV	PVDD_OV_22V	VCP_UV	OTW	OTSD	WD_FLT	ITRIP	PVDD_OV_28V		
IC_STAT2	DEVICE_ERR	RSVD	SCLK_FLT	RSVD	ZONE4_OTSD	ZONE3_OTSD	ZONE2_OTSD	ZONE1_OTSD	R	01h
	ZONE4_OTW_H	ZONE3_OTW_H	ZONE2_OTW_H	ZONE1_OTW_H	ZONE4_OTW_L	ZONE3_OTW_L	ZONE2_OTW_L	ZONE1_OTW_L		
GD_STAT	DRVOFF_STAT_F	DRVOFF_STAT	STC_WARN_R	STC_WARN_F	PCHR_WARN	PDCHR_WARN	IDIR	IDIR_WARN	R	02h
	VGS_L2	VGS_H2	VGS_L1	VGS_H1	VDS_L2	VDS_H2	VDS_L1	VDS_H1		
HB_STAT1	RSVD	OUT6_LS_OCP	OUT5_LS_OCP	OUT4_LS_OCP	OUT3_LS_OCP	OUT2_LS_OCP	OUT1_LS_OCP	OUT1_LS_OCP	R	03h
	RSVD	OUT6_HS_OCP	OUT5_HS_OCP	OUT4_HS_OCP	OUT3_HS_OCP	OUT2_HS_OCP	OUT1_HS_OCP	OUT1_HS_OCP		
HB_STAT2	RSVD		HB_OLP_STAT	OUT6_LS_OLA	OUT5_LS_OLA	OUT4_LS_OLA	OUT3_LS_OLA	OUT2_LS_OLA	R	04h
	OUT2_LS_OLA	OUT1_LS_OLA	OUT6_HS_OLA	OUT5_HS_OLA	OUT4_HS_OLA	OUT3_HS_OLA	OUT2_HS_OLA	OUT1_HS_OLA		
EC_HEAT_ITRIP_STAT	ECFB_DIAG_ST_AT	ECFB_OV	ECFB_HI	ECFB_LO	ECFB_OC	ECFB_DL	HEAT_DL	HEAT_VDS	R	05h
	RSVD	OUT7_ITRIP_ST_AT	OUT6_ITRIP_ST_AT	OUT5_ITRIP_ST_AT	OUT4_ITRIP_ST_AT	OUT3_ITRIP_ST_AT	OUT2_ITRIP_ST_AT	OUT1_ITRIP_ST_AT		
HS_STAT	RSVD		OUT12OLA	OUT11OLA	OUT10OLA	OUT9OLA	OUT8OLA	OUT7OLA	R	06h
	RSVD		OUT12OCP	OUT11OCP	OUT10OCP	OUT9OCP	OUT8OCP	OUT7OCP		
HS_ITRIP_STAT	RSVD								R	07h
	RSVD	ECFB_LS_ITRIP_STAT	RSVD	OUT12_ITRIP_S_TAT	OUT11_ITRIP_S_TAT	OUT10_ITRIP_S_TAT	OUT9_ITRIP_ST_AT	OUT8_ITRIP_ST_AT		
SPARE_STAT2	RSVD								R	08h
	DEV_ID									
IC_CNG1	OTSD_MODE	DIS_CP	RSVD	PVDD_OV_MOD_E	PVDD_OV_DG		PVDD_OV_LVL	VCP_UV_LVL	R/W	09h
	CP_MODE		VCP_UV_MODE	PVDD_UV_MOD_E	WD_EN	WD_FLT_M	WD_WIN	EN_SSC		
IC_CNG2	RSVD								R/W	0Ah
	ZONE4_OTW_H_DIS	ZONE3_OTW_H_DIS	ZONE2_OTW_H_DIS	ZONE1_OTW_H_DIS	ZONE4_OTW_L_DIS	ZONE3_OTW_L_DIS	ZONE2_OTW_L_DIS	ZONE1_OTW_L_DIS		
GD_CNG	RSVD		IDRV_L01	IDRV_L02	PU_SH_1	PD_SH_1	PU_SH_2	PD_SH_2	R/W	0Bh
	RSVD	IN2_MODE	IN1_MODE	BRG_FW	BRG_MODE		EN_OLSC	EN_GD		
GD_IDRV_CNG	IDRVP_1				IDRVN_1				R/W	0Ch
	IDRVP_2				IDRVN_2					
GD_VGS_CNG	RSVD				VGS_IND	VGS_TDEAD		RSVD	R/W	0Dh
	RSVD	VGS_TDRV		VGS_HS_DIS	VGS_LVL	VGS_MODE				
GD_VDS_CNG	RSVD	VDS_IND	VDS_IDRVN		VDS_HS_LVL				R/W	0Eh
	VDS_MODE		VDS_DG		VDS_LS_LVL					
GD_CSA_CNG	RSVD				RSVD				R/W	0Fh
	CSA_BLK	CSA_BLK_SEL		CSA_GAIN		CSA_DIV	CSA_EN	CSA_EN		
GD_AGD_CNG	RVSD	PDR_ERR	AGD_ISTRONG		AGD_THR		SET_AGD	FW_MAX	R/W	10h
	EN_DCC	IDIR_MAN	KP_PST		EN_PST_DLY	KP_PDR		EN_PDR		
GD_PDR_CNG	PRE_MAX		T_DON_DOFF						R/W	11h
	T_PRE_CHR	T_PRE_DCHR		PRE_CHR_INIT		PRE_DCHR_INIT				

**表 8-2. DRV8000-Q1 レジスタ マップ (続き)**

名称	15	14	13	12	11	10	9	8	タイプ	アドレス
	7	6	5	4	3	2	1	0		
GD_STC_CNFG	RSVD							IDIR_MAN_SEL		
	T_RISE_FALL				STC_ERR	KP_STC		EN_STC	R/W	12h
GD_SPARE_CNF_G1	RSVD								R/W	13h
HB_ITRIP_DG	RSVD				OUT6_ITRIP_DG		OUT5_ITRIP_DG		R/W	14h
	OUT4_ITRIP_DG		OUT3_ITRIP_DG		OUT2_ITRIP_DG		OUT1_ITRIP_DG			
HB_OUT_CNFG1	RSVD	NSR_OUT6_DIS	NSR_OUT5_DIS	NSR_OUT4_DIS	NSR_OUT3_DIS	NSR_OUT2_DIS	NSR_OUT1_DIS	IPOPI_SH_EN	R/W	15h
	RSVD				OUT6_CNFG		OUT5_CNFG			
HB_OUT_CNFG2	RSVD		OUT4_CNFG		OUT3_CNFG		OUT2_CNFG		R/W	16h
	OUT2_MODE	OUT1_MODE	OUT2_CNFG				OUT1_CNFG			
HB_OCP_CNFG	RSVD				OUT6_OCP_DG		OUT5_OCP_DG		R/W	17h
	OUT4_OCP_DG		OUT3_OCP_DG		OUT2_OCP_DG		OUT1_OCP_DG			
HB_OL_CNFG1	RSVD		HB_OLP_CNFG		HB_OLP_SEL				R/W	18h
	RSVD		OUT6_OLA_EN	OUT5_OLA_EN	OUT4_OLA_EN	OUT3_OLA_EN	OUT2_OLA_EN	OUT1_OLA_EN		
HB_OL_CNFG2	RSVD				OUT6_OLA_TH		OUT5_OLA_TH		R/W	19h
	OUT4_OLA_TH		OUT3_OLA_TH		OUT2_OLA_TH		OUT1_OLA_TH			
HB_SR_CNFG	RSVD				OUT6_SR		OUT5_SR		R/W	1Ah
	OUT4_SR		OUT3_SR		OUT2_SR		OUT1_SR			
HB_ITRIP_CNFG	OUT6_ITRIP_E_N	OUT5_ITRIP_E_N	OUT4_ITRIP_E_N	OUT3_ITRIP_E_N	OUT2_ITRIP_E_N	OUT1_ITRIP_E_N	OUT6_ITRIP_LVL		R/W	1Bh
	OUT5_ITRIP_LVL		OUT4_ITRIP_LVL		OUT3_ITRIP_LVL		OUT2_ITRIP_LVL	OUT1_ITRIP_LVL		
HB_ITRIP_FREQ	RSVD				HB_TOFF_SEL		OUT6_ITRIP_FREQ		R/W	1Ch
	OUT4_ITRIP_FREQ		OUT3_ITRIP_FREQ		OUT2_ITRIP_PWM_FREQ/PWM_OUT2_FREQ		OUT1_ITRIP_PWM_FREQ/PWM_OUT1_FREQ			
HS_HEAT_OUT_CNFG	HEAT_CNFG		RSVD				OUT12_CNFG		R/W	1Dh
	OUT10_CNFG		OUT9_CNFG		OUT8_CNFG		OUT7_CNFG			
HS_OC_CNFG	RSVD				OUT11_EC_MODE	RSVD				R/W
	RSVD		OUT12_OC_TH	OUT11_OC_TH	OUT10_OC_TH	OUT9_OC_TH	OUT8_OC_TH	OUT7_RDSON_MODE		1Eh
HS_OL_CNFG	RSVD		OUT12_OLA_TH	OUT11_OLA_TH	OUT10_OLA_TH	OUT9_OLA_TH	OUT8_OLA_TH	RSVD		R/W
	RSVD		OUT12_OLA_E_N	OUT11_OLA_EN	OUT10_OLA_E_N	OUT9_OLA_EN	OUT8_OLA_EN	OUT7_OLA_EN		1Fh
HS_REG_CNFG1	OUT7_ITRIP_E_N	RSVD			OUT7_ITRIP_FREQ		OUT7_ITRIP_DG		R/W	20h
HS_REG_CNFG2	RSVD		OUT12_CCM_T_O	OUT11_CCM_T_O	OUT10_CCM_T_O	OUT9_CCM_TO	OUT8_CCM_TO	OUT7_CCM_TO	R/W	21h
	RSVD		OUT12_CCM_E_N	OUT11_CCM_E_N	OUT10_CCM_E_N	OUT9_CCM_EN	OUT8_CCM_EN	OUT7_CCM_EN		
HS_PWM_FREQ_CNFG	RSVD				PWM_OUT12_FREQ		PWM_OUT11_FREQ		R/W	22h
	PWM_OUT10_FREQ		PWM_OUT9_FREQ		PWM_OUT8_FREQ		PWM_OUT7_FREQ			
HEAT_CNFG	RSVD				HEAT_VDS_LVL				R/W	23h
EC_CNFG	HEAT_VDS_MODE		HEAT_VDS_BLK		HEAT_VDS_DG		HEAT_OLP_EN	RSVD		
	ECFB_DIAG	EC_OUT11_OCP_DG		ECFB_SC_RSEL		ECFB_OV_DG		RSVD		R/W
	RSVD		ECFB_OV_MODE		EC_FLT_MODE	ECFB_LS_PWM	EC_OLEN	ECFB_MAX		24h
HS_REG_CNFG3	RSVD				HS_OUT_ITRIP_FREQ		HS_OUT_ITRIP_DG		R/W	25h
	RSVD		HS_OUT12_ITRI_P_EN	HS_OUT11_ITRI_P_EN	HS_OUT10_ITRI_P_EN	HS_OUT9_ITRI_P_EN	HS_OUT8_ITRI_P_EN			
SPARE_CNFG2	RSVD				RSVD				R/W	26h
OUT1_HS_MODE_DC	RSVD				OUT1_DC		OUT1_DC		R/W	27h
OUT2_HS_MODE_DC	RSVD				OUT2_DC		OUT2_DC		R/W	28h
IC_CTRL	RSVD	IPOPI_MODE	IPOPI_SEL				WD_RST	CLR_FLT	R/W	29h
	CTRL_LOCK		CNFG_LOCK							

**表 8-2. DRV8000-Q1 レジスタ マップ (続き)**

名称	15	14	13	12	11	10	9	8	タイプ	アドレス
	7	6	5	4	3	2	1	0		
GD_HB_CTRL	S_HIZ2	S_HIZ1	S_IN2	S_IN1	OUT6_CTRL		OUT5_CTRL		R/W	2Ah
	OUT4_CTRL		OUT3_CTRL		OUT2_CTRL		OUT1_CTRL			
HS_EC_HEAT_C_TRL	ECFB_LS_EN	EC_ON			EC_V_TAR				R/W	2Bh
	HEAT_EN	RSVD	OUT12_EN	OUT11_EN	OUT10_EN	OUT9_EN	OUT8_EN	OUT7_EN		
OUT7_PWM_DC			RSVD				OUT7_DC		R/W	2Ch
				OUT7_DC						
OUT8_PWM_DC			RSVD				OUT8_DC		R/W	2Dh
				OUT8_DC						
OUT9_PWM_DC			RSVD				OUT9_DC		R/W	2Eh
				OUT9_DC						
OUT10_PWM_DC			RSVD				OUT10_DC		R/W	2Fh
				OUT10_DC						
OUT11_PWM_DC			RSVD				OUT11_DC		R/W	30h
				OUT11_DC						
OUT12_PWM_DC			RSVD				OUT12_DC		R/W	31h
				OUT12_DC						

## 8.1 DRV8000-Q1\_STATUS レジスタ

DRV8000-Q1\_STATUS レジスタのメモリマップされたレジスタを、[表 8-3](#) に示します。表 8-3 にないレジスタ オフセット アドレスはすべて予約済みと見なして、レジスタの内容は変更しないでください。

**表 8-3. DRV8000-Q1\_STATUS レジスタ**

オフセット	略称	レジスタ名	セクション
0h	IC_STAT1	デバイスステータスレジスタ 1	<a href="#">セクション 8.1.1</a>
1h	IC_STAT2	デバイスステータスレジスタ 2	<a href="#">セクション 8.1.2</a>
2h	GD_STAT	ゲートドライバーステータス。	<a href="#">セクション 8.1.3</a>
3h	HB_STAT1	ハーフブリッジの過電流ステータス。	<a href="#">セクション 8.1.4</a>
4h	HB_STAT2	ハーフブリッジの開放負荷ステータス。	<a href="#">セクション 8.1.5</a>
5h	EC_HEAT_ITRIP_STAT	エレクトロクロム、ヒータ、および ITRIP ステータス。	<a href="#">セクション 8.1.6</a>
6h	HS_STAT	ハイサイドドライバースタータス。	<a href="#">セクション 8.1.7</a>
7h	HS_ITRIP_STAT	エレクトロクロムおよびハイサイド ITRIP ステータス	<a href="#">セクション 8.1.8</a>
8h	SPARE_STAT2	スペアステータス 2。	<a href="#">セクション 8.1.9</a>

表の小さなセルに収まるように、複雑なビット アクセス タイプを記号で表記しています。[表 8-4](#) に、このセクションでアクセス タイプに使用しているコードを示します。

**表 8-4. DRV8000-Q1\_STATUS のアクセス タイプ コード**

アクセス タイプ	コード	説明
読み取りタイプ		
R	R	読み出し
リセットまたはデフォルト値		
-n		リセット後の値またはデフォルト値

### 8.1.1 IC\_STAT1 レジスタ (オフセット = 0h) [リセット = C000h]

IC\_STAT1 を表 8-5 に示します。

概略表に戻ります。

ドライバ、電源電圧、過熱フォルトステータス用のメインデバイスステータスレジスタ。ウォッチドッグおよび ITRIP レギュレーションフォルトステータスも含まれています。

**表 8-5. IC\_STAT1 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	SPI_OK	R	1h	SPI 通信フォルトが検出されたかどうかを示します。 0b = 直前のフレームにおける SCLK_FLT の 1 つまたは複数。 1b = SPI 障害は検出されていません。
14	POR	R	1h	パワーオンリセット状態を示します。 0b = パワーオンリセット状態は検出されていません。 1b = パワーオンリセット状態が検出されています。
13	フォルト	R	0h	汎用障害インジケータ。デバイスまたはドライバの障害が発生したことを示します。 0b = 障害なし。 1b = フォルト検出あり。
12	WARN	R	0h	一般的な警告インジケータ。警告が存在することを示します。 0b = 警告なし。 1b = 警告あり。
11	GD	R	0h	ゲートドライバの VDS と VGS それぞれの障害インジケータの論理和。
10	HB	R	0h	ハーフブリッジの過電流および開放負荷障害インジケータの論理和。
9	EC_HEAT	R	0h	EC およびヒーターに対する EC OV、過電流、開放負荷フォルトインジケータの論理 OR。
8	HS	R	0h	内蔵ハイサイドドライバに対する過電流、短絡、および開放負荷フォルトインジケータの論理 OR。
7	PVDD_UV	R	0h	PVDD ピンの低電圧障害を示します。
6	PVDD_OV_22V	R	0h	PVDD ピンで 22V を超える過電圧障害を示します。
5	VCP_UV	R	0h	VCP ピンの低電圧障害を示します。
4	OTW	R	0h	過熱警告を示します。
3	OTSD	R	0h	過熱シャットダウンを示します。
2	WD_FLT	R	0h	ウォッチドッグタイムアウトフォルトを示します。
1	ITRIP	R	0h	OUTx が ITRIP に移行したときに、ITRIP レギュレーション警告を示します。
0	PVDD_OV_28V	R	0h	PVDD ピンで 28V を超える過電圧障害を示します。

### 8.1.2 IC\_STAT2 レジスタ (オフセット = 1h) [リセット = 0000h]

IC\_STAT2 を表 8-6 に示します。

概略表に戻ります。

SPI フォルトおよび特定のサーマル クラスタ フォルト / 警告ステータスを備えた 2 番目のデバイス ステータス レジスタ。

**表 8-6. IC\_STAT2 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	DEVICE_ERR	R	0h	デバイスの OTP メモリ エラーが発生したことを示します。
14	予約済み	R	0h	予約済み
13	SCLK_FLT	R	0h	トランザクション フレーム内の SCLK パルス数が 24 ビット (1 バイトのアドレスと 2 バイトのデータ) と一致しない場合、SPI クロック (フレーム) フォルトを示します。ビット SPI_ERR で報告されます。
12	予約済み	R	0h	予約済み
11	ZONE4_OTSD	R	0h	ゾーン 4 で過熱シャットダウンが発生したことを示します。
10	ZONE3_OTSD	R	0h	ゾーン 3 で過熱シャットダウンが発生したことを示します。
9	ZONE2_OTSD	R	0h	ゾーン 2 で過熱シャットダウンが発生したことを示します。
8	ZONE1_OTSD	R	0h	ゾーン 1 で過熱シャットダウンが発生したことを示します。
7	ZONE4_OTW_H	R	0h	ゾーン 4 で高温警告 (145°C を上回る) が発生したことを示します。
6	ZONE3_OTW_H	R	0h	ゾーン 3 で高温警告 (145°C を上回る) が発生したことを示します。
5	ZONE2_OTW_H	R	0h	ゾーン 2 で高温警告 (145°C を上回る) が発生したことを示します。
4	ZONE1_OTW_H	R	0h	ゾーン 1 で高温警告 (145°C を上回る) が発生したことを示します。
3	ZONE4_OTW_L	R	0h	ゾーン 4 で低温警告 (125°C を上回る) が発生したことを示します。
2	ZONE3_OTW_L	R	0h	ゾーン 3 で低温警告 (125°C を上回る) が発生したことを示します。
1	ZONE2_OTW_L	R	0h	ゾーン 2 で低温警告 (125°C を上回る) が発生したことを示します。
0	ZONE1_OTW_L	R	0h	ゾーン 1 で低温警告 (125°C を上回る) が発生したことを示します。

### 8.1.3 GD\_STAT レジスタ (オフセット = 2h) [リセット = 0000h]

GD\_STAT を表 8-7 に示します。

概略表に戻ります。

スマート ゲート ドライバのエラーおよび警告を含む、すべてのゲート ドライバのエラーおよび警告を記録するゲート ドライバ ステータス レジスタ。

**表 8-7. GD\_STAT レジスタ フィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	DRVOFF_STAT_FB	R	0h	ゲート ドライバ用の DRVOFF アナログ ラッチ ステータス。ユーザーは、DRVOFF ピンを解放し、CLR_FLT コマンドを発行した後にステータスピットをクリアできます。
14	DRVOFF_STAT	R	0h	DRVOFF ピンのラッチされた状態 (High または Low) を示します。DRVOFF ピンがアサートされている場合、DRVOFF_STAT = 1b です。DRVOFF ピンがデアサートされている場合、DRVOFF_STAT = 0b です。
13	STC_WARN_R	R	0h	ゲート ドライバ ハーフブリッジ 1 および 2 の立ち上がりスルーブリッジ時間 TDRV のオーバーフローを示します。
12	STC_WARN_F	R	0h	ゲート ドライバ ハーフブリッジ 1 および 2 の立ち下がりスルーブリッジ時間 TDRV のオーバーフローを示します。
11	PCHR_WARN	R	0h	ゲート ドライバ ハーフブリッジ 1 および 2 の予備充電アンダーフローまたはオーバーフロー フォルトを示します。
10	PDCHR_WARN	R	0h	ゲート ドライバのハーフ ブリッジ 1 および 2 の放電前のアンダーフローまたはオーバーフローの故障を示します。
9	IDIR	R	0h	ゲート ブリッジ 1 および 2 の電流方向を示します。
8	IDIR_WARN	R	0h	ゲート ドライバ ハーフブリッジ 1 および 2 において、電流方向が不明であることを示します
7	VGS_L2	R	0h	ローサイド 2 MOSFET 上の VGS ゲート障害を示します。
6	VGS_H2	R	0h	ハイサイド 2 MOSFET 上の VGS ゲート障害を示します。
5	VGS_L1	R	0h	ローサイド 1 MOSFET 上の VGS ゲート障害を示します。
4	VGS_H1	R	0h	ハイサイド 1 MOSFET 上の VGS ゲート障害を示します。
3	VDS_L2	R	0h	ローサイド 2 MOSFET 上の VDS 過電流障害を示します。
2	VDS_H2	R	0h	ハイサイド 2 MOSFET 上の VDS 過電流障害を示します。
1	VDS_L1	R	0h	ローサイド 1 MOSFET 上の VDS 過電流障害を示します。
0	VDS_H1	R	0h	ハイサイド 1 MOSFET 上の VDS 過電流障害を示します。

### 8.1.4 HB\_STAT1 レジスタ (オフセット = 3h) [リセット = 0000h]

HB\_STAT1 を表 8-8 に示します。

概略表に戻ります。

各ハーフ ブリッジのハイサイドまたはローサイドのハーフ ブリッジ過電流フォルト。

**表 8-8. HB\_STAT1 レジスタのフィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R	0h	予約済み
14	予約済み	R	0h	予約済み
13	OUT6_LS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT6 のローサイドで過電流エラーが発生していることを示します。
12	OUT5_LS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT5 のローサイドで過電流エラーが発生していることを示します。
11	OUT4_LS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT4 のローサイドで過電流エラーが発生していることを示します。
10	OUT3_LS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT3 のローサイドで過電流エラーが発生していることを示します。
9	OUT2_LS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT2 のローサイドで過電流エラーが発生していることを示します。
8	OUT1_LS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT1 のローサイドで過電流エラーが発生していることを示します。
7	予約済み	R	0h	予約済み
6	予約済み	R	0h	予約済み
5	OUT6_HS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT6 のハイサイドでの過電流フォルトを示します。
4	OUT5_HS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT5 のハイサイドでの過電流フォルトを示します。
3	OUT4_HS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT4 のハイサイドでの過電流フォルトを示します。
2	OUT3_HS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT3 のハイサイドでの過電流フォルトを示します。
1	OUT2_HS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT2 のハイサイドでの過電流フォルトを示します。
0	OUT1_HS_OCP	R	0h	ハーフブリッジ OUT1 のハイサイドでの過電流フォルトを示します。

### 8.1.5 HB\_STAT2 レジスタ (オフセット = 4h) [リセット = 0000h]

HB\_STAT2 を表 8-9 に示します。

概略表に戻ります。

ハーフブリッジのアクティブおよびオフ状態の開放負荷フォルト。

**表 8-9. HB\_STAT2 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R	0h	予約済み
14	予約済み	R	0h	予約済み
13	予約済み	R	0h	予約済み
12	HB_OLP_STAT	R	0h	内蔵ハーフブリッジ OLP ステータスを示します。
11	OUT6_LS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT6 のローサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
10	OUT5_LS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT5 のローサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
9	OUT4_LS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT4 のローサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
8	OUT3_LS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT3 のローサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
7	OUT2_LS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT2 のローサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
6	OUT1_LS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT1 のローサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
5	OUT6_HS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT6 のハイサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
4	OUT5_HS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT5 のハイサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
3	OUT4_HS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT4 のハイサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
2	OUT3_HS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT3 のハイサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
1	OUT2_HS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT2 のハイサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。
0	OUT1_HS_OLA	R	0h	ハーフブリッジ OUT1 のハイサイドでアクティブな開放負荷フォルトを示します。

### 8.1.6 EC\_HEAT\_ITRIP\_STAT レジスタ (オフセット = 5h) [リセット = 0000h]

EC\_HEAT\_ITRIP\_STAT を表 8-10 に示します。

概略表に戻ります。

エレクトロクロムおよびヒータドライバのすべての故障および警告を含みます。ITRIP レギュレーションステータス警告も含まれています。

**表 8-10. EC\_HEAT\_ITRIP\_STAT レジスタ フィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	ECFB_DIAG_STAT	R	0h	ECFB_DIAG = 0x01 のとき、ECFB_SC フォルトが存在することを示します。 ECFB_DIAG = 10b の場合の ECFB OLP フォルトを示します。
14	ECFB_OV	R	0h	ECFB ピンの過電圧(バッテリへの短絡)フォルトを示します。
13	ECFB_HI	R	0h	ECFB ピンにおけるレギュレーション過電圧障害を示します。
12	ECFB_LO	R	0h	ECFB ピンのレギュレーション低電圧故障を示します。
11	ECFB_OC	R	0h	ECFB ピンの過電流故障を示します。
10	ECFB_OL	R	0h	ECFB ピンの開放負荷検出を示します。
9	HEAT_OL	R	0h	SH_HS ピンの開放負荷障害を示します。
8	HEAT_VDS	R	0h	ヒータ MOSFET の過電流障害を示します。
7	予約済み	R	0h	予約済み
6	OUT7_ITRIP_STAT	R	0h	OUT7 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
5	OUT6_ITRIP_STAT	R	0h	OUT6 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
4	OUT5_ITRIP_STAT	R	0h	OUT5 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
3	OUT4_ITRIP_STAT	R	0h	OUT4 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
2	OUT3_ITRIP_STAT	R	0h	OUT3 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
1	OUT2_ITRIP_STAT	R	0h	OUT2 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
0	OUT1_ITRIP_STAT	R	0h	OUT1 の ITRIP レギュレーション警告を示します。

### 8.1.7 HS\_STAT レジスタ (オフセット = 6h) [リセット = 0000h]

HS\_STAT を表 8-11 に示します。

概略表に戻ります。

ハイサイド ドライバの過電流と開放負荷の障害ステータス。

**表 8-11. HS\_STAT レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R	0h	予約済み
14	予約済み	R	0h	予約済み
13	OUT12_OLA	R	0h	OUT12 の開放負荷を示します。
12	OUT11_OLA	R	0h	OUT11 の開放負荷を示します。
11	OUT10_OLA	R	0h	OUT10 の開放負荷を示します。
10	OUT9_OLA	R	0h	OUT9 の開放負荷を示します。
9	OUT8_OLA	R	0h	OUT8 の開放負荷を示します。
8	OUT7_OLA	R	0h	OUT7 の開放負荷を示します。
7	予約済み	R	0h	予約済み
6	予約済み	R	0h	予約済み
5	OUT12_OCP	R	0h	OUT12 の過電流障害を示します。
4	OUT11_OCP	R	0h	OUT11 の過電流障害を示します。
3	OUT10_OCP	R	0h	OUT10 の過電流障害を示します。
2	OUT9_OCP	R	0h	OUT9 の過電流障害を示します。
1	OUT8_OCP	R	0h	OUT8 の過電流障害を示します。
0	OUT7_OCP	R	0h	OUT7 の過電流障害を示します。

### 8.1.8 HS\_ITRIP\_STAT レジスタ (オフセット = 7h) [リセット = 0000h]

表 8-12 に、HS\_ITRIP\_STAT を示します。

概略表に戻ります。

エレクトロクロムおよびハイサイド ITRIP ステータス レジスタを含みます。

**表 8-12. HS\_ITRIP\_STAT レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R	0h	予約済み
14	予約済み	R	0h	予約済み
13	予約済み	R	0h	予約済み
12	予約済み	R	0h	予約済み
11	予約済み	R	0h	予約済み
10	予約済み	R	0h	予約済み
9	予約済み	R	0h	予約済み
8	予約済み	R	0h	予約済み
7	予約済み	R	0h	予約済み
6	ECFB_LS_ITRIP_STAT	R	0h	ECFB_LS_ITRIP が発生したかどうかを示します。 CLR_FLT でのみクリアされます。
5	予約済み	R	0h	予約済み
4	OUT12_ITRIP_STAT	R	0h	OUT12 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
3	OUT11_ITRIP_STAT	R	0h	OUT11 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
2	OUT10_ITRIP_STAT	R	0h	OUT10 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
1	OUT9_ITRIP_STAT	R	0h	OUT9 の ITRIP レギュレーション警告を示します。
0	OUT8_ITRIP_STAT	R	0h	OUT8 の ITRIP レギュレーション警告を示します。

### 8.1.9 SPARE\_STAT2 レジスタ (オフセット = 8h) [リセット = 0000h]

SPARE\_STAT2 を表 8-13 に示します。

概略表に戻ります。

スペア ステータス レジスタ。

**表 8-13. SPARE\_STAT2 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R	0h	予約済み
14	予約済み	R	0h	予約済み
13	予約済み	R	0h	予約済み
12	予約済み	R	0h	予約済み
11	予約済み	R	0h	予約済み
10	予約済み	R	0h	予約済み
9	予約済み	R	0h	予約済み
8	予約済み	R	0h	予約済み
7-0	DEV_ID	R	0h	0x02= DRV8000 0x21= DRV8001 0x22= DRV8002

## 8.2 DRV8000-Q1\_CNFG レジスタ

DRV8000-Q1\_CNFG レジスタのメモリマップされたレジスタを、表 8-14 に示します。表 8-14 にないレジスタ オフセット アドレスはすべて予約済みと見なして、レジスタの内容は変更しないでください。

**表 8-14. DRV8000-Q1\_CNFG レジスタ**

オフセット	略称	レジスタ名	セクション
9h	IC_CNFG1	IC 構成レジスタ 1	<a href="#">セクション 8.2.1</a>
Ah	IC_CNFG2	IC 構成レジスタ 2	<a href="#">セクション 8.2.2</a>
Bh	GD_CNFG	ゲートドライバ構成レジスタ	<a href="#">セクション 8.2.3</a>
Ch	GD_IDRV_CNFG	IDRIVE 設定構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.4</a>
Dh	GD_VGS_CNFG	VGS 検出構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.5</a>
Eh	GD_VDS_CNFG	VDS 監視構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.6</a>
Fh	GD_CSA_CNFG	CSA 構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.7</a>
10h	GD_AGD_CNFG	高度なスマート ゲートドライバ構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.8</a>
11h	GD_PDR_CNFG	伝搬遅延低減構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.9</a>
12h	GD_STC_CNFG	スルーフィルタ構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.10</a>
13h	GD_SPARE_CNFG1	予備ゲートドライバ構成レジスタ 1。	<a href="#">セクション 8.2.11</a>
14h	HB_ITRIP_DG	ハーフブリッジ ITRIP グリッチ除去構成レジスタ 2。	<a href="#">セクション 8.2.12</a>
15h	HB_OUT_CNFG1	ハーフブリッジ出力 5 および 6 構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.13</a>
16h	HB_OUT_CNFG2	ハーフブリッジ出力 1-4 構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.14</a>
17h	HB_OCP_CNFG	ハーフブリッジ過電流グリッチ除去構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.15</a>
18h	HB_OL_CNFG1	ハーフブリッジアクティブおよびパッシブオープンロードイネーブル レジスタ	<a href="#">セクション 8.2.16</a>
19h	HB_OL_CNFG2	ハーフブリッジアクティブオープンロードしきい値選択レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.17</a>
1Ah	HB_SR_CNFG	ハーフブリッジスルーレート設定レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.18</a>
1Bh	HB_ITRIP_CNFG	ハーフブリッジ ITRIP 構成レジスタ 1。	<a href="#">セクション 8.2.19</a>
1Ch	HB_ITRIP_FREQ	ハーフブリッジ ITRIP 周波数構成レジスタ 2。	<a href="#">セクション 8.2.20</a>
1Dh	HS_HEAT_OUT_CNFG	ハイサイドおよびヒータドライバ出力構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.21</a>
1Eh	HS_OC_CNFG	ハイサイドドライバ過電流スレッショルド構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.22</a>
1Fh	HS_OL_CNFG	ハイサイドドライバ開放負荷スレッショルド構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.23</a>
20h	HS_REG_CNFG1	ハイサイドドライバのレギュレーション構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.24</a>
21h	HS_REG_CNFG2	ハイサイドドライバのレギュレーション構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.25</a>
22h	HS_PWM_FREQ_CNFG	ハイサイドドライバ PWM ジェネレータ周波数構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.26</a>
23h	HEAT_CNFG	ヒータコン構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.27</a>
24h	EC_CNFG	エレクトロクロミック構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.28</a>
25h	HS_REG_CNFG3	ハイサイドドライバのレギュレーション構成レジスタ。	<a href="#">セクション 8.2.29</a>
26h	SPARE_CNFG2	予備構成	<a href="#">セクション 8.2.30</a>
27h	OUT1_HS_MODE_DC	OUT1 のデューティサイクル設定。	<a href="#">セクション 8.2.31</a>
28h	OUT2_HS_MODE_DC	OUT2 のデューティサイクル設定。	<a href="#">セクション 8.2.32</a>

表の小さなセルに収まるように、複雑なビット アクセス タイプを記号で表記しています。表 8-15 に、このセクションでアクセス タイプに使用しているコードを示します。

**表 8-15. DRV8000-Q1\_CNFG のアクセス タイプ コード**

アクセス タイプ	コード	説明
読み取りタイプ		
R	R	読み出し
書き込みタイプ		
W	W	書き込み
リセットまたはデフォルト値		
-n		リセット後の値またはデフォルト値

### 8.2.1 IC\_CNF1 レジスタ (オフセット = 9h) [リセット = 0002h]

IC\_CNF1 を表 8-16 に示します。

概略表に戻ります。

チャージポンプとウォッチドッグの構成、および電源、チャージポンプ、熱、ウォッチドッグの各障害の障害レベルと対応を含みます。

**表 8-16. IC\_CNF1 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	OTSD_MODE	R/W	0h	過熱シャットダウン動作を設定します。サーマル クラスタが OT に達すると、デバイスはすべてのドライバまたは影響を受けるドライバのみ (ゾーン 3 のドライバなど) をシャットダウンします。 0b = グローバル シャットダウン。 1b = 影響を受けるドライバ シャットダウンのみ。
14	DIS_CP	R/W	0h	すべての出力 (OUTx_EN, EN_GD, HEAT_EN, EC_ON) がオフのとき、チャージポンプを無効にでき、デバイスは通信専用モードになります。 0b = チャージポンプが有効。 1b = チャージポンプが無効。
13	RSVD	R	0h	予約済み。
12	PVDD_OV_MODE	R/W	0h	PVDD 電源過電圧監視モード。 0b = ラッチ障害。 1b = 自動復帰。
11-10	PVDD_OV_DG	R/W	0h	PVDD 電源過電圧監視グリッヂ除去時間。 00b = 1μs 01b = 2μs 10b = 4μs 11b = 8μs
9	PVDD_OV_LVL	R/W	0h	PVDD 電源過電圧監視スレッショルド。 0b = 22V 1b = 28V
8	VCP_UV_LVL	R/W	0h	VCP チャージポンプ低電圧監視スレッショルド。 0b = 4.75V 1b = 6.25V
7-6	CP_MODE	R/W	0h	チャージポンプ動作モード。 00b = 3倍速と2倍速の自動切り替えモード。 01b = 常に倍速モード。 10b = 常に3倍速モード。 11b = RSVD
5	VCP_UV_MODE	R/W	0h	VCP チャージポンプ低電圧監視モード。 0b = ラッチ障害。 1b = 自動復帰。
4	PVDD_UV_MODE	R/W	0h	PVDD 電源低電圧監視モード。 0b = ラッチ障害。 1b = 自動復帰。
3	WD_EN	R/W	0h	ウォッチドッグ タイマが有効。 0b = ウォッチドッグ タイマが無効。 1b = ウォッチドッグ タイマを有効化。
2	WD_FLT_M	R/W	0h	ウォッチドッグ フォルトモード。ウォッチドッグ フォルトは CLR_FLT によってクリアされます。 0b = ウォッチドッグ フォルトは WD_FLT および WARN レジスタビットに通知されます。ドライバーは有効なまま、FAULT ビットはアサートされません。 1b = ウォッチドッグ フォルトは WD_FLT および FAULT レジスタビットに通知されます。ウォッチドッグ フォルトに応答してすべてのドライバがディセーブルになります。

**表 8-16. IC\_CNFG1 レジスタのフィールドの説明 (続き)**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
1	WD_WIN	R/W	1h	ウォッチドッグ タイマ ウィンドウ。 0b = 4 to 12ms 1b = 10 to 100ms
0	EN_SSC	R/W	0h	スペクトラム拡散クロック。 0b = 無効。 1b = 有効。

### 8.2.2 IC\_CNF2 レジスタ (オフセット = Ah) [リセット = 0000h]

IC\_CNF2 を表 8-17 に示します。

概略表に戻ります。

サーマル クラスタ警告無効ビットを含みます。

**表 8-17. IC\_CNF2 レジスタのフィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9	予約済み	R/W	0h	予約済み
8	予約済み	R/W	0h	予約済み
7	ZONE4_OTW_H_DIS	R/W	0h	ゾーン 4 の過熱警告を無効にします。 有効 = 0b 無効 = 1b
6	ZONE3_OTW_H_DIS	R/W	0h	ゾーン 3 の過熱警告を無効にします。 有効 = 0b 無効 = 1b
5	ZONE2_OTW_H_DIS	R/W	0h	ゾーン 2 の過熱警告を無効にします。 有効 = 0b 無効 = 1b
4	ZONE1_OTW_H_DIS	R/W	0h	ゾーン 1 の過熱警告を無効にします。 有効 = 0b 無効 = 1b
3	ZONE4_OTW_L_DIS	R/W	0h	ゾーン 4 の低過熱警告を無効にします。 有効 = 0b 無効 = 1b
2	ZONE3_OTW_L_DIS	R/W	0h	ゾーン 3 の低過熱警告を無効にします。 有効 = 0b 無効 = 1b
1	ZONE2_OTW_L_DIS	R/W	0h	ゾーン 2 の低過熱警告を無効にします。 有効 = 0b 無効 = 1b
0	ZONE1_OTW_L_DIS	R/W	0h	ゾーン 1 の低過熱警告を無効にします。 有効 = 0b 無効 = 1b

### 8.2.3 GD\_CNFG レジスタ (オフセット= Bh) [リセット = 0000h]

GD\_CNFG を表 8-18 に示します。

概略表に戻ります。

一般的なゲートドライバ制御。ゲートドライバ イネーブル、ブリッジ構成、入力ピン モード、オープン ロード イネーブルを含みます。

**表 8-18. GD\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	IDRV_LO1	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 に低電流 IDRVN および IDRVP モードを有効にします。 0b = IDRVP_1 と IDRVN_1 は標準値を使用します。 1b = IDRVP_1 と IDRVN_1 は Low 電流値を使用します。
12	IDRV_LO2	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 に低電流 IDRVN および IDRVP モードを有効にします。 0b = IDRVP_2 と IDRVN_2 は標準値を使用します。 1b = IDRVP_2 と IDRVN_2 は Low 電流値を使用します。
11	PU_SH_1	R/W	0h	ゲートドライバ 1 のプルアップ診断電流ソース。 EN_OLSC = 1b に設定して使用します。 0b = 無効。 1b = 有効。
10	PD_SH_1	R/W	0h	ゲートドライバ 1 のプルダウン診断電流ソース。 EN_OLSC = 1b に設定して使用します。 0b = 無効。 1b = 有効。
9	PU_SH_2	R/W	0h	ゲートドライバ 2 のプルアップ診断電流ソース。 EN_OLSC = 1b に設定して使用します。 0b = 無効。 1b = 有効。
8	PD_SH_2	R/W	0h	ゲートドライバ 2 のプルダウン診断電流ソース。 EN_OLSC = 1b に設定して使用します。 0b = 無効。 1b = 有効。
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	IN2_MODE	R/W	0h	ゲートドライバ 2 の制御ソースを設定します。 0b = 入力ピン IN2。 1b = SPI 制御。
5	IN1_MODE	R/W	0h	ゲートドライバ 1 の制御ソースを設定します。 0b = 入力ピン IN1。 1b = SPI 制御。
4	BRG_FW	R/W	0h	ゲートドライバ 1 および 2 は、フリーホイール設定を制御します。ハーフブリッジ 1 と 2 で共有される設定。 0b = ローサイド フリー ホイール 1b = ハイサイド フリー ホイール。
3-2	BRG_MODE	R/W	0h	ゲートドライバ 1 および 2 入力制御モード。 00b = 独立ハーフブリッジ入力制御。 01b = PH/EN H ブリッジ入力制御。 10b = PWM H ブリッジ入力制御。 11b = 予約済み。
1	EN_OLSC	R/W	0h	オフライン オープン負荷 / 短絡診断イネーブル。 0b = 無効。 1b = VDS モニタをリアルタイム電圧監視モードに設定し、診断電流ソースをイネーブル。

**表 8-18. GD\_CNFG レジスタ フィールドの説明 (続き)**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
0	EN_GD	R/W	0h	ゲートドライバビットのイネーブル。 0b = ドライバ入力は無視され、ゲートドライバのパッシブ プルダウンがイネーブルになります。 1b = ゲートドライバ出力がイネーブルになり、デジタル入力により制御されます。

### 8.2.4 GD\_IDRV\_CNFG レジスタ (オフセット= Ch) [リセット= 4444h]

GD\_IDRV\_CNFG を表 8-19 に示します。

概略表に戻ります。

各ハーフブリッジ ゲートドライバの IDRIVE ドライブ電流レベルを含みます。

**表 8-19. GD\_IDRV\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15-12	IDRVP_1	R/W	4h	ゲートドライバ 1 のピーク ソース プルアップ電流。括弧内の代替低電流値 (IDRV_L01)。 0000b = 0.5mA (50µA) 0001b = 1mA (110µA) 0010b = 2mA (170µA) 0011b = 3mA (230µA) 0100b = 4mA (290µA) 0101b = 5mA (350µA) 0110b = 6mA (410µA) 0111b = 7mA (600µA) 1000b = 8mA (725 µA) 1001b = 12mA (850µA) 1010b = 16mA (1mA) 1011b = 20mA (1.2mA) 1100b = 24 mA (1.4mA) 1101b = 31 mA (1.6mA) 1110b = 48mA (1.8mA) 1111b = 62mA (2.3mA)
11-8	IDRVN_1	R/W	4h	ゲートドライバ 1 ピーク シンク プルダウン電流。括弧内の代替低電流値 (IDRV_L01)。 0000b = 0.5mA (50µA) 0001b = 1mA (110µA) 0010b = 2mA (170µA) 0011b = 3mA (230µA) 0100b = 4mA (290µA) 0101b = 5mA (350µA) 0110b = 6mA (410µA) 0111b = 7mA (600µA) 1000b = 8mA (725µA) 1001b = 12mA (850µA) 1010b = 16mA (1mA) 1011b = 20mA (1.2mA) 1100b = 24mA (1.4mA) 1101b = 31mA (1.6mA) 1110b = 48mA (1.8mA) 1111b = 62mA (2.3mA)
7-4	IDRVP_2	R/W	4h	ゲートドライバ 2 のピーク ソース プルアップ電流。括弧内の代替低電流値 (IDRV_L02)。 0000b = 0.5mA (50µA) 0001b = 1mA (110µA) 0010b = 2mA (170µA) 0011b = 3mA (230µA) 0100b = 4mA (290µA) 0101b = 5mA (350µA) 0110b = 6mA (410µA) 0111b = 7mA (600µA) 1000b = 8mA (725 µA) 1001b = 12mA (850µA) 1010b = 16mA (1mA) 1011b = 20mA (1.2mA) 1100b = 24 mA (1.4mA) 1101b = 31 mA (1.6mA) 1110b = 48mA (1.8mA) 1111b = 62mA (2.3mA)

**表 8-19. GD\_IDRV\_CNFG レジスタ フィールドの説明 (続き)**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
3-0	IDRVN_2	R/W	4h	<p>ゲートドライバ 2 ピークシンク ブルダウントラブル。括弧内の代替低電流値 (IDRV_L02)。</p> <p>0000b = 0.5mA (50µA)      0001b = 1mA (110µA)      0010b = 2mA (170µA)      0011b = 3mA (230µA)      0100b = 4mA (290µA)      0101b = 5mA (350µA)      0110b = 6mA (410µA)      0111b = 7mA (600µA)      1000b = 8mA (725 µA)      1001b = 12mA (850µA)      1010b = 16mA (1mA)      1011b = 20mA (1.2mA)      1100b = 24 mA (1.4mA)      1101b = 31 mA (1.6mA)      1110b = 48mA (1.8mA)      1111b = 62mA (2.3mA)   </p>

## 8.2.5 GD\_VGS\_CNFG レジスタ (オフセット = Dh) [リセット = 0030h]

GD\_VGS\_CNFG を表 8-20 に示します。

概略表に戻ります。

VGS 故障検出の構成。

**表 8-20. GD\_VGS\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	VGS_IND	R/W	0h	VGS 独立シャットダウン モード イネーブル。 BRG_MODE = 00b ではアクティブ。 0b = 無効。 1b = 有効。VGS ゲート故障は、対応するハーフブリッジのみをシャットダウンします。
10-9	VGS_TDEAD	R/W	0h	挿入可能なデジタル デッドタイム。 00b = 0ns 01b = 2μs 10b = 4μs 11b = 8μs
8	予約済み	R/W	0h	予約済み
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6-4	VGS_TDRV	R/W	3h	VGS 駆動時間、VDS 監視ブランкиング時間。 000b = 2μs 001b = 4μs 010b = 8μs 011b = 12μs 100b = 16μs 101b = 24μs 110b = 32μs 111b = 96μs
3	VGS_HS_DIS	R/W	0h	VGS 監視ベースのデッドタイム ハンドシェイク。 0b = 有効。 1b = 無効。tDRIVE と tDEAD の時間持続に基づくゲート駆動遷移
2	VGS_LVL	R/W	0h	デッドタイム ハンドシェイクおよびゲート障害検出用 VGS 監視スレッシュ ルド。 0b = 1.4V 1b = 1.0V
1-0	VGS_MODE	R/W	0h	VGS ゲート障害監視モード。 00b = ラッチ障害。 01b = サイクルごと。 10b = 警告レポートのみ。 11b = 無効。

### 8.2.6 GD\_VDS\_CNFG レジスタ (オフセット = Eh) [リセット = 0D2Dh]

GD\_VDS\_CNFG を表 8-21 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

VDS 監視または短絡検出構成レジスタ。

**表 8-21. GD\_VDS\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	RSVD	R/W	0h	予約済み。
14	VDS_IND	R/W	0h	VDS フォルト独立シャットダウンモード構成。 0b = 無効。VDS の故障により、すべてのゲートドライバがシャットダウンします。 1b = 有効。VDS ゲートフォルトは、関連するゲートドライバのみをシャットダウンします。
13-12	VDS_IDRVN	R/W	0h	IDRVN ゲート ブルダウン電流 VDS_OCP フォルト後のゲートドライバ 1 および 2。 00b = プログラム済み IDRVN 01b = 8mA 10b = 31mA 11b = 62mA
11-8	VDS_HS_LVL	R/W	Dh	ハイサイド VDS 過電流監視スレッショルド。 0000b = 0.06V 0001b = 0.08V 0010b = 0.10V 0011b = 0.12V 0100b = 0.14V 0101b = 0.16V 0110b = 0.18V 0111b = 0.2V 1000b = 0.3V 1001b = 0.4V 1010b = 0.5V 1011b = 0.6V 1100b = 0.7V 1101b = 1V 1110b = 1.4V 1111b = 2V
7-6	VDS_MODE	R/W	0h	VDS 過電流監視モード。 00b = ラッチ障害。 01b = サイクルごと。 10b = 警告レポートのみ。 11b = 無効。
5-4	VDS_DG	R/W	2h	VDS 過電流監視グリッチ除去時間。 00b = 1μs 01b = 2μs 10b = 4μs 11b = 8μs

**表 8-21. GD\_VDS\_CNFG レジスタ フィールドの説明 (続き)**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
3-0	VDS_LS_LVL	R/W	Dh	ローサイド VDS 過電流監視スレッショルド。 0000b = 0.06V 0001b = 0.08V 0010b = 0.10V 0011b = 0.12V 0100b = 0.14V 0101b = 0.16V 0110b = 0.18V 0111b = 0.2V 1000b = 0.3V 1001b = 0.4V 1010b = 0.5V 1011b = 0.6V 1100b = 0.7V 1101b = 1V 1110b = 1.4V 1111b = 2V

### 8.2.7 GD\_CSA\_CNFG レジスタ (オフセット= Fh) [リセット= 0004h]

GD\_CSA\_CNFG を表 8-22 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

CSA の設定と制御。

**表 8-22. GD\_CSA\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9	予約済み	R/W	0h	予約済み
8	予約済み	R/W	0h	予約済み
7-5	CSA_BLK	R/W	0h	電流シャントアンプのブランкиング時間。tDRV の %。 000b = 0%、無効 001b = 25% 010b = 37.5% 011b = 50% 100b = 62.5% 101b = 75% 110b = 87.5% 111b = 100%
4	CSA_BLK_SEL	R/W	0h	電流シャントアンプのブランкиングトリガソース。 0b = ゲートドライバ 1 1b = ゲートドライバ 2
3-2	CSA_GAIN	R/W	1h	電流シャントアンプのゲイン設定。 00b = 10V/V 01b = 20V/V 10b = 40V/V 11b = 80V/V
1	CSA_DIV	R/W	0h	電流シャントアンプの内部基準電圧分割器。 0b = VDVDD/2 1b = VDVDD/8
0	CSA_EN	R/W	0h	電流センスアンプが有効です。 0b = ディスエーブル 1b = イネーブル

### 8.2.8 GD\_AGD\_CNFG レジスタ (オフセット = 10h) [リセット = 0402h]

GD\_AGD\_CNFG を表 8-23 に示します。

概略表に戻ります。

高度なスマートゲートドライバ構成を含み、DCC および PDR、充電後の設定が可能。

**表 8-23. GD\_AGD\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	PDR_ERR	R/W	0h	ゲートドライバ 1 および 2 の PDR ループ エラー限界値。 0b = 1 ビット エラー 1b = 実際のエラー
13-12	AGD_ISTRONG	R/W	0h	適応型ゲートドライバの ISTRONG 構成。00b = ISTRONG プルダウンは、初期の IDRVP_x レジスタ設定からデコードされます。 01b = 62mA 10b = 124mA 11b = RSVD
11-10	AGD_THR	R/W	1h	適応型ゲートドライバ VSH スレッショルド構成。 00b = 0.5V、VDRAIN-0.5V 01b = 1V、VDRAIN-1V 10b = 1.5V、VDRAIN-1.5V 11b = 2V、VDRAIN-2V
9	SET_AGD	R/W	0h	適応型ゲート駆動制御ループにアクティブ ハーフブリッジを設定します。 0b = ゲートドライバ 1 1b = ゲートドライバ 2
8	FW_MAX	R/W	0h	ゲートドライバ 1 および 2 のフリーホイール MOSFET に使用されるゲート駆動電流。 0b = PRE_CHR_MAX_12 1b = 64 mA
7	EN_DCC	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 と 2 のデューティサイクル補償を有効にします。
6	IDIR_MAN	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 および 2 の電流極性検出モード。 0b = 自動 1b = 手動 (IDIR_MAN_SEL により設定)
5-4	KP_PST	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 および 2 のポストチャージ比例制御ゲイン設定。 00b = 無効 01b = 2 10b = 4 11b = 15
3	EN_PST_DLY	R/W	0h	充電後の時間遅延を有効にします。時間遅延は T_DON_DOFF_12 - T_PRE_CHR_12 と等しくなります。
2-1	KP_PDR	R/W	1h	ハーフブリッジ 1 および 2 の PDR 比例コントローラのゲイン設定。 00b = 1 01b = 2 10b = 3 11b = 4
0	EN_PDR	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 および 2 の PDR ループ制御を有効化します。

### 8.2.9 GD\_PDR\_CNFG レジスタ (オフセット = 11h) [リセット = 0AF6h]

GD\_PDR\_CNFG を表 8-24 に示します。

概略表に戻ります。

残りの PDR 制御、プリチャージ設定、タイミングを含みます。

**表 8-24. GD\_PDR\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15-14	PRE_MAX	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 および 2 のプリチャージおよび事前充電のゲートドライブ電流の最大値。 00b = 64mA 01b = 32mA 10b = 16mA 11b = 8mA
13-8	T_DON_DOFF	R/W	Ah	ハーフブリッジ 1 と 2 のオン/オフ時間遅延。140ns x T_DON_DOFF [3:0] デフォルト時間: 001010b (1.4 μs)
7-6	T_PRE_CHR	R/W	3h	ハーフブリッジ 1 および 2 の PDR 制御ループのプリチャージ時間。 T_DON_DOFF_12 [5:0] の比率として設定します。 00b = 1/8 01b = 1/4 10b = 3/8 11b = 1/2
5-4	T_PRE_DCHR	R/W	3h	ハーフブリッジ 1 と 2 の PDR 制御ループの事前放電時間。 T_DON_DOFF_12 [5:0] の比率として設定します。 00b = 1/8 01b = 1/4 10b = 3/8 11b = 1/2
3-2	PRE_CHR_INIT	R/W	1h	ハーフブリッジ 1 および 2 の PDR 制御ループの初期プリチャージ電流設定。 00b = 4mA 01b = 8mA 10b = 16mA 11b = 32mA
1-0	PRE_DCHR_INIT	R/W	2h	ハーフブリッジ 1 および 2 の PDR 制御ループの初期予備放電電流設定。 00b = 4mA 01b = 8mA 10b = 16mA 11b = 32mA

### 8.2.10 GD\_STC\_CNFG レジスタ (オフセット = 12h) [リセット = 0026h]

GD\_STC\_CNFG を表 8-25 に示します。

概略表に戻ります。

構成を含み、スルーフィルタリングを可能にします。

**表 8-25. GD\_STC\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9	予約済み	R/W	0h	予約済み
8	IDIR_MAN_SEL	R/W	0h	ゲートドライバ向けの手動フリーホイール選択。 0b = ハイサイド MOSFET 駆動、ローサイド MOSFET フリー ホイール。 1b = ローサイド MOSFET 駆動、ハイサイド MOSFET フリー ホイール。
7-4	T_RISE_FALL	R/W	2h	ハーフブリッジ 1 と 2 のスイッチノード VSH の立ち上がり時間と立ち下がり時間を設定します。 0000b = 0.35us 0001b = 0.56us 0010b = 0.77us 0011b = 0.98us 0100b = 1.33us 0101b = 1.68us 0110b = 2.03us 0111b = 2.45us 1000b = 2.94us 1001b = 3.99us 1010b = 4.97us 1011b = 5.95us 1100b = 7.98us 1101b = 9.94us 1110b = 11.97us 1111b = 15.96us
3	STC_ERR	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 および 2 の STC ループ誤差リミット。 0b = 1 ビット エラー 1b = 実際のエラー
2-1	KP_STC	R/W	3h	ハーフブリッジ 1 および 2 の STC 比例コントローラのゲイン設定。 00b = 1 01b = 2 10b = 3 11b = 4
0	EN_STC	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 および 2 の STC ループ制御を有効化します。

### 8.2.11 GD\_SPARE\_CNFG1 レジスタ (オフセット = 13h) [リセット = 0000h]

GD\_SPARE\_CNFG1 を表 8-26 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

ゲートドライバ用の予備構成レジスタ。

**表 8-26. GD\_SPARE\_CNFG1 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9	予約済み	R/W	0h	予約済み
8	予約済み	R/W	0h	予約済み
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5	予約済み	R/W	0h	予約済み
4	予約済み	R/W	0h	予約済み
3	予約済み	R/W	0h	予約済み
2	予約済み	R/W	0h	予約済み
1	予約済み	R/W	0h	予約済み
0	予約済み	R/W	0h	予約済み

## 8.2.12 HB\_ITRIP\_DG レジスタ (オフセット = 14h) [リセット = 0000h]

HB\_ITRIP\_DG を表 8-27 に示します。

概略表に戻ります。

各ハーフブリッジの ITRIP グリッチ除去を設定します。ITRIP タイミングは、ハーフブリッジペア間で共有されます。

**表 8-27. HB\_ITRIP\_DG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11-10	OUT6_ITRIP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 の ITRIP グリッチ除去時間を設定します。 00b = 2μs 01b = 5μs 10b = 10μs 11b = 20μs
9-8	OUT5_ITRIP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 の ITRIP グリッチ除去時間を設定します。 00b = 2μs 01b = 5μs 10b = 10μs 11b = 20μs
7-6	OUT4_ITRIP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 の ITRIP グリッチ除去時間を設定します。 00b = 2μs 01b = 5μs 10b = 10μs 11b = 20μs
5-4	OUT3_ITRIP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 の ITRIP グリッチ除去時間を設定します。 00b = 2μs 01b = 5μs 10b = 10μs 11b = 20μs
3-2	OUT2_ITRIP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 の ITRIP グリッチ除去時間を設定します。 00b = 2μs 01b = 5μs 10b = 10μs 11b = 20μs
1-0	OUT1_ITRIP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 の ITRIP グリッチ除去時間を設定します。 00b = 2μs 01b = 5μs 10b = 10μs 11b = 20μs

### 8.2.13 HB\_OUT\_CNF1 レジスタ (オフセット = 15h) [リセット = 0000h]

HB\_OUT\_CNF1 を表 8-28 に示します。

概略表に戻ります。

各ハーフブリッジの出力モードを設定し、IPROPI サンプルおよびホールド回路、ハーフブリッジペアのフリーホイールを設定します。

**表 8-28. HB\_OUT\_CNF1 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	NSR_OUT6_DIS	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 の ITRIP レギュレーション中に非同期整流を無効にする (アクティブ・フリーホイールを設定)。 パッシブ フリー ホイール = 0b アクティブ フリー ホイール = 1b
13	NSR_OUT5_DIS	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 の ITRIP レギュレーション中に非同期整流を無効にする (アクティブ・フリー ホイールを設定)。 パッシブ フリー ホイール = 0b アクティブ フリー ホイール = 1b
12	NSR_OUT4_DIS	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 の ITRIP レギュレーション中に非同期整流を無効にする (アクティブ・フリー ホイールを設定)。 パッシブ フリー ホイール = 0b アクティブ フリー ホイール = 1b
11	NSR_OUT3_DIS	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 の ITRIP レギュレーション中に非同期整流を無効にする (アクティブ フリー ホイールを設定)。 パッシブ フリー ホイール = 0b アクティブ フリー ホイール = 1b
10	NSR_OUT2_DIS	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 の ITRIP レギュレーション中に非同期整流を無効にする (アクティブ・フリー ホイールを設定)。 パッシブ フリー ホイール = 0b アクティブ フリー ホイール = 1b
9	NSR_OUT1_DIS	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 の ITRIP レギュレーション中に非同期整流を無効にする (アクティブ・フリー ホイールを設定)。 パッシブ フリー ホイール = 0b アクティブ フリー ホイール = 1b
8	IPROPI_SH_EN	R/W	0h	IPROPI サンプル/ホールド回路をイネーブルします。
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5-3	OUT6_CNF	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 の設定。 ハーフブリッジの制御を有効または無効にし、PWM と SPI の間で制御モードを設定します。 000b = ディスエーブル 001b = イネーブル (SPI レジスタ制御) 010b = PWM1 相補制御 011b = PWM1 LS 制御 100b = PWM1 HS 制御 101b = PWM2 相補制御 110b = PWM2 LS 制御 111b = PWM2 HS 制御

**表 8-28. HB\_OUT\_CNFG1 レジスタのフィールドの説明 (続き)**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
2-0	OUT5_CNFG	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 の設定。 ハーフブリッジの制御を有効または無効にし、PWM と SPI の間で制御モードを設定します。 000b = ディスエーブル 001b = イネーブル (SPI レジスタ制御) 010b = PWM1 相補制御 011b = PWM1 LS 制御 100b = PWM1 HS 制御 101b = PWM2 相補制御 110b = PWM2 LS 制御 111b = PWM2 HS 制御

### 8.2.14 HB\_OUT\_CNFG2 レジスタ (オフセット = 16h) [リセット = 0000h]

HB\_OUT\_CNFG2 を表 8-29 に示します。

概略表に戻ります。

各ハーフブリッジの出力モードを設定します。

**表 8-29. HB\_OUT\_CNFG2 レジスタのフィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13-11	OUT4_CNFG	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 の設定。 ハーフブリッジの制御を有効または無効にし、PWM と SPI の間で制御モードを設定します。 000b = ディスエーブル 001b = イネーブル (SPI レジスタ制御) 010b = PWM1 相補制御 011b = PWM1 LS 制御 100b = PWM1 HS 制御 101b = PWM2 相補制御 110b = PWM2 LS 制御 111b = PWM2 HS 制御
10-8	OUT3_CNFG	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 の設定。 ハーフブリッジの制御を有効または無効にし、PWM と SPI の間で制御モードを設定します。 000b = ディスエーブル 001b = イネーブル (SPI レジスタ制御) 010b = PWM1 相補制御 011b = PWM1 LS 制御 100b = PWM1 HS 制御 101b = PWM2 相補制御 110b = PWM2 LS 制御 111b = PWM2 HS 制御
7	OUT2_MODE	R/W	0h	OUT2 を内部 PWM を用いたハイサイド ドライバとして有効化するビット。OUT2_CNFG はドライバの有効化および無効化に使用されます PWM 設定 - Freq:PWM_OUT2_FREQ, DC:OUT2_DC の詳細を示します。
6	OUT1_MODE	R/W	0h	OUT1 を内部 PWM を用いたハイサイド ドライバとして有効化するビット。OUT1_CNFG はドライバの有効化および無効化に使用されます PWM 設定 - Freq:PWM_OUT1_FREQ, DC:OUT1_DC の詳細を示します。
5-3	OUT2_CNFG	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 の設定。 ハーフブリッジの制御を有効または無効にし、PWM と SPI の間で制御モードを設定します。 000b = ディスエーブル 001b = イネーブル (SPI レジスタ制御) 010b = PWM1 相補制御 011b = PWM1 LS 制御 100b = PWM1 HS 制御 101b = PWM2 相補制御 110b = PWM2 LS 制御 111b = PWM2 HS 制御

**表 8-29. HB\_OUT\_CNFG2 レジスタのフィールドの説明 (続き)**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
2-0	OUT1_CNFG	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 の設定。 ハーフブリッジの制御を有効または無効にし、PWM と SPI の間で制御モードを設定します。 000b = ディスエーブル 001b = イネーブル (SPI レジスタ制御) 010b = PWM1 相補制御 011b = PWM1 LS 制御 100b = PWM1 HS 制御 101b = PWM2 相補制御 110b = PWM2 LS 制御 111b = PWM2 HS 制御

### 8.2.15 HB\_OCP\_CNFG レジスタ (オフセット = 17h) [リセット = 0000h]

HB\_OCP\_CNFG を表 8-30 に示します。

概略表に戻ります。

ハーフブリッジ構成レジスタの過電流グリッチ除去。

**表 8-30. HB\_OCP\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11-10	OUT6_OCP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 の過電流グリッチ除去時間。 00b = 6μs 01b = 10μs 10b = 15μs 11b = 60μs
9-8	OUT5_OCP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 の過電流グリッチ除去時間。 00b = 6μs 01b = 10μs 10b = 15μs 11b = 60μs
7-6	OUT4_OCP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 の過電流グリッチ除去時間。 00b = 6μs 01b = 10μs 10b = 15μs 11b = 60μs
5-4	OUT3_OCP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 の過電流グリッチ除去時間。 00b = 6μs 01b = 10μs 10b = 15μs 11b = 60μs
3-2	OUT2_OCP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 の過電流グリッチ除去時間。 00b = 6μs 01b = 10μs 10b = 15μs 11b = 60μs
1-0	OUT1_OCP_DG	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 の過電流グリッチ除去時間。 00b = 6μs 01b = 10μs 10b = 15μs 11b = 60μs

### 8.2.16 HB\_OL\_CNFG1 レジスタ (オフセット = 18h) [リセット = 0000h]

HB\_OL\_CNFG1 を表 8-31 に示します。

概略表に戻ります。

ハーフブリッジのアクティブおよびオフ状態の開放負荷検出回路を構成します。

**表 8-31. HB\_OL\_CNFG1 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13-12	HB_OLP_CNFG	R/W	0h	オフ状態診断構成。 00b = オフ状態無効 01b = OUT X ブルアップ有効、OUT Y ブルダウン有効、OUT Y 選択、VREF Low 10b = OUT X ブルダウン有効、OUT Y ブルダウン有効、OUT X 選択、VREF High 11b = OUT X ブルダウン有効、OUT Y ブルダウン有効、OUT Y 選択、VREF Low
11-8	HB_OLP_SEL	R/W	0h	ハーフブリッジのオフ状態開放負荷診断イネーブル。 0000b = ディスエーブル 0001b = OUT1 および OUT2 0010b = OUT1 および OUT3 0011b = OUT1 および OUT4 0100b = OUT1 および OUT5 0101b = OUT1 および OUT6 0110b = OUT2 および OUT3 0111b = OUT2 および OUT4 1000b = OUT2 および OUT5 1001b = OUT2 および OUT6 1010b = OUT3 および OUT4 1011b = OUT3 および OUT5 1100b = OUT3 および OUT6 1101b = OUT4 および OUT5 1110b = OUT4 および OUT6 1111b = OUT5 および OUT6
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5	OUT6_OLA_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 のアクティブ開放負荷診断イネーブル。 0b = ディスエーブル 1b = イネーブル
4	OUT5_OLA_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 のアクティブ開放負荷診断イネーブル。 0b = ディスエーブル 1b = イネーブル
3	OUT4_OLA_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 のアクティブ開放負荷診断イネーブル。 0b = ディスエーブル 1b = イネーブル
2	OUT3_OLA_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 のアクティブ開放負荷診断イネーブル。 0b = ディスエーブル 1b = イネーブル
1	OUT2_OLA_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 のアクティブ開放負荷診断イネーブル。 0b = ディスエーブル 1b = イネーブル
0	OUT1_OLA_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 のアクティブ開放負荷診断イネーブル。 0b = ディスエーブル 1b = イネーブル

### 8.2.17 HB\_OL\_CNFG2 レジスタ (オフセット = 19h) [リセット = 0000h]

HB\_OL\_CNFG2 を表 8-32 に示します。

概略表に戻ります。

ハーフブリッジのアクティブ開放負荷検出回路のサイクル数スレッショルドを設定します。

**表 8-32. HB\_OL\_CNFG2 レジスタのフィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11-10	OUT6_OLA_TH	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 のアクティブ開放負荷サイクル カウント スレッショルドを設定します。 0b = 32 サイクル 1b = 128 サイクル 10b ~ 512 サイクル 11b ~ 1024 サイクル
9-8	OUT5_OLA_TH	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 のアクティブ開放負荷サイクル カウント スレッショルドを設定します。 0b = 32 サイクル 1b = 128 サイクル 10b ~ 512 サイクル 11b ~ 1024 サイクル
7-6	OUT4_OLA_TH	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 のアクティブ開放負荷サイクル カウント スレッショルドを設定します。 0b = 32 サイクル 1b = 128 サイクル 10b ~ 512 サイクル 11b ~ 1024 サイクル
5-4	OUT3_OLA_TH	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 のアクティブ開放負荷サイクル カウント スレッショルドを設定します。 0b = 32 サイクル 1b = 128 サイクル 10b ~ 512 サイクル 11b ~ 1024 サイクル
3-2	OUT2_OLA_TH	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 のアクティブ開放負荷サイクル カウント スレッショルドを設定します。 0b = 32 サイクル 1b = 128 サイクル 10b ~ 512 サイクル 11b ~ 1024 サイクル
1-0	OUT1_OLA_TH	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 のアクティブ開放負荷サイクル カウント スレッショルドを設定します。 0b = 32 サイクル 1b = 128 サイクル 10b ~ 512 サイクル 11b ~ 1024 サイクル

### 8.2.18 HB\_SR\_CNFG レジスタ (オフセット = 1Ah) [リセット = 0000h]

HB\_SR\_CNFG を表 8-33 に示します。

概略表に戻ります。

各ハーフブリッジのスルーレートタイミングを設定します。

**表 8-33. HB\_SR\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11-10	OUT6_SR	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 のスルーレートを設定します。 00b = 1.6V/μs 01b = 13.5V/μs 10b = 24V/μs
9-8	OUT5_SR	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 のスルーレートを設定します。 00b = 1.6V/μs 01b = 13.5V/μs 10b = 24V/μs
7-6	OUT4_SR	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 のスルーレートを設定します。 00b = 1.6V/μs 01b = 13.5V/μs 10b = 24V/μs
5-4	OUT3_SR	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 のスルーレートを設定します。 00b = 1.6V/μs 01b = 13.5V/μs 10b = 24V/μs
3-2	OUT2_SR	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 のスルーレートを設定します。 00b = 1.6V/μs 01b = 13.5V/μs 10b = 24V/μs
1-0	OUT1_SR	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 のスルーレートを設定します。 00b = 1.6V/μs 01b = 13.5V/μs 10b = 24V/μs

### 8.2.19 HB\_ITRIP\_CNFG レジスタ (オフセット = 1Bh) [リセット = 0000h]

HB\_ITRIP\_CNFG を表 8-34 に示します。

概略表に戻ります。

ITRIP レベルを設定し、各ハーフブリッジの ITRIP をイネーブルにします。ITRIP レベルは、ハーフブリッジペア間で共有されます。

**表 8-34. HB\_ITRIP\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	OUT6_ITRIP_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 の ITRIP レギュレーションをイネーブルにします。
14	OUT5_ITRIP_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 の ITRIP レギュレーションをイネーブルにします。
13	OUT4_ITRIP_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 の ITRIP レギュレーションをイネーブルにします。
12	OUT3_ITRIP_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 の ITRIP レギュレーションをイネーブルにします。
11	OUT2_ITRIP_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 の ITRIP レギュレーションをイネーブルにします。
10	OUT1_ITRIP_EN	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 の ITRIP レギュレーションをイネーブルにします。
9-8	OUT6_ITRIP_LVL	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 の ITRIP 電流スレッショルド レベルを設定します。 00b = 2.3A 01b = 5.4A 10b = 6.2A 11b = 予約済み。
7-6	OUT5_ITRIP_LVL	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 の ITRIP 電流スレッショルド レベルを設定します。 00b = 2.9A 01b = 6.6A 10b = 7.6A 11b = 予約済み。
5-4	OUT4_ITRIP_LVL	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 の ITRIP 電流スレッショルド レベルを設定します。 00b = 1.3A 01b = 2.5A 10b = 3.4A 11b = 予約済み。
3-2	OUT3_ITRIP_LVL	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 の ITRIP 電流スレッショルド レベルを設定します。 00b = 1.3A 01b = 2.5A 10b = 3.4A 11b = 予約済み。
1	OUT2_ITRIP_LVL	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 の ITRIP 電流スレッショルド レベルを設定します。 0b = 0.7A 1b = 0.875A
0	OUT1_ITRIP_LVL	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 の ITRIP 電流スレッショルド レベルを設定します。 0b = 0.7A 1b = 0.875A

## 8.2.20 HB\_ITRIP\_FREQ レジスタ (オフセット = 1Ch) [リセット = 0000h]

HB\_ITRIP\_FREQ を表 8-35 に示します。

概略表に戻ります。

各ハーフ ブリッジの ITRIP 周波数とグリッチ除去を設定します。ITRIP タイミングは、ハーフブリッジ ペア間で共有されます。

**表 8-35. HB\_ITRIP\_FREQ レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13-12	HB_TOFF_SEL	R/W	0h	OUT1 ~ 6 ハーフブリッジ ドライバの Toff の選択。ここで、T は OUTx_ITRIP_FREQ によって決定されます。 00b - ゼロ、無効 01b - Toff = T/2 10b - Toff = T/4 11b - Toff = T
11-10	OUT6_ITRIP_FREQ	R/W	0h	ハーフブリッジ 6 の ITRIP レギュレーション周波数を設定します。 00b = 20kHz 01b = 10kHz 10b = 5kHz 11b = 2.5kHz
9-8	OUT5_ITRIP_FREQ	R/W	0h	ハーフブリッジ 5 の ITRIP レギュレーション周波数を設定します。 00b = 20kHz 01b = 10kHz 10b = 5kHz 11b = 2.5kHz
7-6	OUT4_ITRIP_FREQ	R/W	0h	ハーフブリッジ 4 の ITRIP レギュレーション周波数を設定します。00b = 20kHz 01b = 10kHz 10b = 5kHz 11b = 2.5kHz
5-4	OUT3_ITRIP_FREQ	R/W	0h	ハーフブリッジ 3 の ITRIP レギュレーション周波数を設定します。 00b = 20kHz 01b = 10kHz 10b = 5kHz 11b = 2.5kHz
3-2	OUT2_ITRIP_FREQ/ PWM_OUT2_FREQ	R/W	0h	ハーフブリッジ 2 の ITRIP レギュレーション周波数を設定します。 00b = 20kHz 01b = 10kHz 10b = 5kHz 11b = 2.5kHz, OUT2_MODE = 1 のとき。PWM FREQ 設定 PWM_OUT2_FREQ に使用されます: 00b - 108Hz 01b - 217Hz 10b - 289Hz 11b - 434Hz
1-0	OUT1_ITRIP_FREQ/ PWM_OUT1_FREQ	R/W	0h	ハーフブリッジ 1 の ITRIP レギュレーション周波数を設定します。 00b = 20kHz 01b = 10kHz 10b = 5kHz 11b = 2.5kHz OUT1_MODE = 1 のとき。PWM FREQ 設定 PWM_OUT1_FREQ に使用されます: 00b - 108Hz 01b - 217Hz 10b - 289Hz 11b - 434Hz

### 8.2.21 HS\_HEAT\_OUT\_CNFG レジスタ (オフセット = 1Dh) [リセット = 0000h]

HS\_HEAT\_OUT\_CNFG を表 8-36 に示します。

概略表に戻ります。

各ハイサイド ドライバとヒーターの出力モードを構成します。

**表 8-36. HS\_HEAT\_OUT\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15-14	HEAT_CNFG	R/W	0h	ヒータドライバの構成。ヒータの制御を有効または無効にし、PWM または SPI の間で制御モードを設定します。 00b = ディスエーブル 01b = SPI 制御イネーブル 10b = PWM1 ピン制御 11b = 予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11-10	OUT12_CNFG	R/W	0h	ハイサイド ドライバの構成 12。ハイサイド ドライバの制御を有効化または無効化し、PWM または SPI の間で制御モードを設定します。 00b = ディセーブル 01b = SPI 制御イネーブル 10b = PWM ピン制御 11b = PWM ジェネレータ
9-8	OUT11_CNFG	R/W	0h	ハイサイド ドライバの構成 11。ハイサイド ドライバの制御を有効化または無効化し、PWM または SPI の間で制御モードを設定します。 00b = ディセーブル 01b = SPI 制御イネーブル 10b = PWM ピン制御 11b = PWM ジェネレータ
7-6	OUT10_CNFG	R/W	0h	ハイサイド ドライバの構成 10。ハイサイド ドライバの制御を有効化または無効化し、PWM または SPI の間で制御モードを設定します。 00b = ディセーブル 01b = SPI 制御イネーブル 10b = PWM ピン制御 11b = PWM ジェネレータ
5-4	OUT9_CNFG	R/W	0h	ハイサイド ドライバの構成 9。ハイサイド ドライバの制御を有効化または無効化し、PWM または SPI の間で制御モードを設定します。 00b = ディセーブル 01b = SPI 制御イネーブル 10b = PWM ピン制御 11b = PWM ジェネレータ
3-2	OUT8_CNFG	R/W	0h	ハイサイド ドライバの構成 8。ハイサイド ドライバの制御を有効化または無効化し、PWM または SPI の間で制御モードを設定します。 00b = ディセーブル 01b = SPI 制御イネーブル 10b = PWM ピン制御 11b = PWM ジェネレータ
1-0	OUT7_CNFG	R/W	0h	ハイサイド ドライバの構成 7。ハイサイド ドライバの制御を有効化または無効化し、PWM または SPI の間で制御モードを設定します。 00b = ディセーブル 01b = SPI 制御イネーブル 10b = PWM ピン制御 11b = PWM ジェネレータ

## 8.2.22 HS\_OC\_CNFG レジスタ (オフセット = 1Eh) [リセット = 1000h]

HS\_OC\_CNFG を表 8-37 に示します。

概略表に戻ります。

各ハイサイド ドライバの過電流スレッショルドを設定します。

**表 8-37. HS\_OC\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	OUT11_EC_MODE	R/W	1h	このビットは、ハイサイド OUT11 を OUT11_CNFG ビットによる独立制御用、またはエレクトロクロミック ドライバへの電源供給用に設定します。 0b = OUT11 は独立したハイサイド ドライバとして構成されています。EC FET のドレインは PVDD に接続 1b = OUT11 は EC FET の電源として構成
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9	予約済み	R/W	0h	予約済み
8	予約済み	R/W	0h	予約済み
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5	OUT12_OC_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 12 の High または Low の過電流スレッショルドを設定します。 0b = Low 電流スレッショルド 1b = High 電流スレッショルド
4	OUT11_OC_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 11 の High または Low の過電流スレッショルドを設定します。 0b = Low 電流スレッショルド 1b = High 電流スレッショルド
3	OUT10_OC_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 10 の High または Low の過電流スレッショルドを設定します。 0b = Low 電流スレッショルド 1b = High 電流スレッショルド
2	OUT9_OC_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 9 の High または Low の過電流スレッショルドを設定します。 0b = Low 電流スレッショルド 1b = High 電流スレッショルド
1	OUT8_OC_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 8 の High または Low の過電流スレッショルドを設定します。 0b = Low 電流スレッショルド 1b = High 電流スレッショルド
0	OUT7_RDSON_MODE	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 7 を高 RDSON モードと低 RDSON モードの間(電球/ランプ負荷用)に構成します。 0b = 高 RDSON モード(LED ドライバ モード) 1b = 低 RDSON モード(電球/ランプ ドライバ モード)

### 8.2.23 HS\_OL\_CNFG レジスタ (オフセット = 1Fh) [リセット = 0000h]

HS\_OL\_CNFG を表 8-38 に示します。

概略表に戻ります。

ハイサイド ドライバごとにオープン負荷閾値を設定します。

**表 8-38. HS\_OL\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	OUT12_OLA_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 12 の開放負荷スレッショルドを設定します。 0b = Low スレッショルド 1b = High スレッショルド
12	OUT11_OLA_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 11 の開放負荷スレッショルドを設定します。 0b = Low スレッショルド 1b = High スレッショルド
11	OUT10_OLA_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 10 の開放負荷スレッショルドを設定します。 0b = Low スレッショルド 1b = High スレッショルド
10	OUT9_OLA_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 9 の開放負荷スレッショルドを設定します。 0b = Low スレッショルド 1b = High スレッショルド
9	OUT8_OLA_TH	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 8 の開放負荷スレッショルドを設定します。 0b = Low スレッショルド 1b = High スレッショルド
8	予約済み	R/W	0h	予約済み
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5	OUT12_OLA_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 12 の開放負荷検出回路を有効にします。
4	OUT11_OLA_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 11 の開放負荷検出回路を有効にします。
3	OUT10_OLA_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 10 の開放負荷検出回路を有効にします。
2	OUT9_OLA_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 9 の開放負荷検出回路を有効にします。
1	OUT8_OLA_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 8 の開放負荷検出回路を有効にします。
0	OUT7_OLA_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 7 の開放負荷検出回路を有効にします。

### 8.2.24 HS\_REG\_CNFG1 レジスタ (オフセット = 20h) [リセット = 0000h]

HS\_REG\_CNFG1 を表 8-39 に示します。

概略表に戻ります。

OUT7 の ITRIP 設定を構成します。

**表 8-39. HS\_REG\_CNFG1 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9	予約済み	R/W	0h	予約済み
8	予約済み	R/W	0h	予約済み
7	OUT7_ITRIP_EN	R/W	0h	ハイサイドドライバ 7 の ITRIP を有効にします。
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5	予約済み	R/W	0h	予約済み
4	予約済み	R/W	0h	予約済み
3-2	OUT7_ITRIP_FREQ	R/W	0h	OUT7 の ITRIP レギュレーション周波数を設定します。 00b = 1.7kHz 01b = 2.2kHz 10b = 3kHz 11b = 4.4kHz
1-0	OUT7_ITRIP_DG	R/W	0h	OUT7 の ITRIP グリッチ除去時間を設定します。 00b = 48μs 01b = 40μs 10b = 32μs 11b = 24μs

### 8.2.25 HS\_REG\_CNFG2 レジスタ (オフセット = 21h) [リセット = 0000h]

HS\_REG\_CNFG2 を表 8-40 に示します。

概略表に戻ります。

各ハイサイド ドライバの定電流モードを設定します。

**表 8-40. HS\_REG\_CNFG2 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	OUT12_CCM_TO	R/W	0h	ハイサイド出力 12 の定電流モードにおける電流制限オプションを設定します。 0b = 350mA 1b = 450mA
12	OUT11_CCM_TO	R/W	0h	ハイサイド出力 11 の定電流モードにおける電流制限オプションを設定します。 0b = 350mA 1b = 450mA
11	OUT10_CCM_TO	R/W	0h	ハイサイド出力 10 の定電流モードにおける電流制限オプションを設定します。 0b = 350mA 1b = 450mA
10	OUT9_CCM_TO	R/W	0h	ハイサイド出力 9 の定電流モードにおける電流制限オプションを設定します。 0b = 350mA 1b = 450mA
9	OUT8_CCM_TO	R/W	0h	ハイサイド出力 8 の定電流モードにおける電流制限オプションを設定します。 0b = 350mA 1b = 450mA
8	OUT7_CCM_TO	R/W	0h	ハイサイド出力 7 の定電流モードにおける電流制限オプションを設定します。CCM の値は OUT7_RDSON_MODE に基づいています。 OUT7_RDSON_MODE = 0b の場合: 0b = 250mA 1b = 330mA IF OUT7_RDSON_MODE = 1b: 0b = 360mA 1b = 450mA
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5	OUT12_CCM_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 12 の定電流モード回路を有効化します。
4	OUT11_CCM_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 11 の定電流モード回路を有効化します。
3	OUT10_CCM_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 10 の定電流モード回路を有効化します。
2	OUT9_CCM_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 9 の定電流モード回路を有効化します。
1	OUT8_CCM_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 8 の定電流モード回路を有効化します。
0	OUT7_CCM_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 7 の定電流モード回路を有効化します。

### 8.2.26 HS\_PWM\_FREQ\_CNFG レジスタ (オフセット = 22h) [リセット = 0000h]

HS\_PWM\_FREQ\_CNFG を表 8-41 に示します。

概略表に戻ります。

各専用 PWM ジェネレータの周波数を設定します。

**表 8-41. HS\_PWM\_FREQ\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11-10	PWM_OUT12_FREQ	R/W	0h	ハイサイドドライバ 12 の専用 PWM ジェネレータの周波数出力を構成します。 00b = 108Hz 01b = 217Hz 10b = 289Hz 11b = 434Hz
9-8	PWM_OUT11_FREQ	R/W	0h	ハイサイドドライバ 11 の専用 PWM ジェネレータの周波数出力を構成します。 00b = 108Hz 01b = 217Hz 10b = 289Hz 11b = 434Hz
7-6	PWM_OUT10_FREQ	R/W	0h	ハイサイドドライバ 10 の専用 PWM ジェネレータの周波数出力を構成します。 00b = 108Hz 01b = 217Hz 10b = 289Hz 11b = 434Hz
5-4	PWM_OUT9_FREQ	R/W	0h	ハイサイドドライバ 9 の専用 PWM ジェネレータの周波数出力を構成します。 00b = 108Hz 01b = 217Hz 10b = 289Hz 11b = 434Hz
3-2	PWM_OUT8_FREQ	R/W	0h	ハイサイドドライバ 8 の専用 PWM ジェネレータの周波数出力を構成します。 00b = 108Hz 01b = 217Hz 10b = 289Hz 11b = 434Hz
1-0	PWM_OUT7_FREQ	R/W	0h	ハイサイドドライバ 7 の専用 PWM ジェネレータの周波数出力を構成します。 00b = 108Hz 01b = 217Hz 10b = 289Hz 11b = 434Hz

### 8.2.27 HEAT\_CNFG レジスタ (オフセット = 23h) [リセット = 0A3Ch]

HEAT\_CNFG を表 8-42 に示します。

概略表に戻ります。

ヒーター・ドライバとフォルト応答を構成します。

**表 8-42. HEAT\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11-8	HEAT_VDS_LVL	R/W	Ah	ヒータ MOSFET VDS 監視保護スレッショルド。 0000b = 0.06V 00001b = 0.08V 0010b = 0.10V 0011b = 0.12V 0100b = 0.14V 0101b = 0.16V 0110b = 0.18V 0111b = 0.2V 1000b = 0.24V 1001b = 0.28V 1010b = 0.32V 1011b = 0.36V 1100b = 0.4V 1101b = 0.44V 1110b = 0.56V 1111b = 1V
7-6	HEAT_VDS_MODE	R/W	0h	ヒータ MOSFET VDS 過電流監視フォルト モード。 00b = ラッチ障害。 01b = サイクルごと。 10b = 警告レポートのみ。 11b = 無効。
5-4	HEAT_VDS_BLK	R/W	3h	ヒータ MOSFET VDS 監視ブランкиング時間。 00b = 4μs 01b = 8μs 10b = 16μs 11b = 32μs
3-2	HEAT_VDS_DG	R/W	3h	ヒータ MOSFET VDS 過電流モニタのグリッチ除去時間。 00b = 1μs 01b = 2μs 10b = 4μs 11b = 8μs
1	HEAT_OLP_EN	R/W	0h	ヒータ オフライン開放負荷検出回路をイネーブルにします。
0	予約済み	R/W	0h	予約済み

## 8.2.28 EC\_CNFG レジスタ (オフセット = 24h) [リセット = 0000h]

EC\_CNFG を表 8-43 に示します。

概略表に戻ります。

エレクトロクロム ドライバとフォルト応答を設定します。

**表 8-43. EC\_CNFG レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15-14	ECFB_DIAG	R/W	0h	ECFB のオープンロード検出回路を有効にします。 00b = 無効化 01b = SC 10b = OLP 11b = ディスエーブル/予約済み
13-12	EC_OUT11_OCP_DG	R/W	0h	EC_MODE = 1 のときの OUT11 OCP グリッチ除去設定 00b = 6μs 01b = 10μs 10b = 15μs 11b = 60μs
11-10	ECFB_SC_RSEL	R/W	0h	ECFB 診断短絡検出オプション。 00b = 0.5Ω 01b = 1.0Ω 10b = 2.0Ω 11b = 3.0Ω
9-8	ECFB_OV_DG	R/W	0h	過電圧フォルト グリッチ除去時間を構成します。00b = 20μs 01b = 50μs 10b = 100μs 11b = 200μs
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5-4	ECFB_OV_MODE	R/W	0h	EC ドライバの ECFB OV フォルト応答を構成します。 0b = アクションなし 01b = 電圧が 3V を超える状態が EFB_OV_DG 時間より長く続いた場合に、ECFB_OV を報告します。 10b = 電圧が 3V を超える状態が EFB_OV_DG 時間を超えて続いた場合、ECFB_OV を報告し、ECDRV をプルダウンして Low に駆動します。
3	EC_FLT_MODE	R/W	0h	EC ドライバの過電流フォルト応答を構成します。 0b = Hi-Z EC ドライバ 1b = OUT7 の ITRIP 設定で再試行
2	ECFB_LS_PWM	R/W	0h	EC 負荷の LS PWM 放電をイネーブルします。 0b = PWM 放電なし(高速放電) 1b = PWM 放電イネーブル
1	EC_OLEN	R/W	0h	このビットは、EC 放電中のオープン負荷検出回路を有効にします。 0b = EC 放電中はオープンロード検出を無効化 1b = EC 放電中の開放負荷検出を有効化
0	ECFB_MAX	R/W	0h	EC の最大目標電圧を設定します。 0b = 1.2V 1b = 1.5V

### 8.2.29 HS\_REG\_CNFG3 レジスタ (オフセット = 25h) [リセット = 0000h]

HS\_REG\_CNFG3 を表 8-44 に示します。

概略表に戻ります。

HS ITRIP 設定を構成します。

**表 8-44. HS\_REG\_CNFG3 レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11-10	HS_OUT_ITRIP_FREQ	R/W	0h	OUT8-12 の ITRIP FREQ 設定 00b ~ 1.7KHz 01b ~ 2.2KHz 10b ~ 3KHz 11b ~ 4.4KHz
9-8	HS_OUT_ITRIP_DG	R/W	0h	OUT8-12 ドライバの一般的な ITRIP グリッチ除去設定 00b - 48μs 01b - 40μs 10b - 32μs 11b - 24μs
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5	予約済み	R/W	0h	予約済み
4	HS_OUT12_ITRIP_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 12 の ITRIP を有効にします。
3	HS_OUT11_ITRIP_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 11 の ITRIP を有効にします。
2	HS_OUT10_ITRIP_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 10 の ITRIP を有効にします。
1	HS_OUT9_ITRIP_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 9 の ITRIP を有効にします。
0	HS_OUT8_ITRIP_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 8 の ITRIP を有効にします。

### 8.2.30 SPARE\_CNFG2 レジスタ (オフセット = 26h) [リセット = 0000h]

SPARE\_CNFG2 を表 8-45 に示します。

概略表に戻ります。

予備構成レジスタ。

**表 8-45. SPARE\_CNFG2 レジスタのフィールドの説明**

ピット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9	予約済み	R/W	0h	予約済み
8	予約済み	R/W	0h	予約済み
7	予約済み	R/W	0h	予約済み
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5	予約済み	R/W	0h	予約済み
4	予約済み	R/W	0h	予約済み
3	予約済み	R/W	0h	予約済み
2	予約済み	R/W	0h	予約済み
1	予約済み	R/W	0h	予約済み
0	予約済み	R/W	0h	予約済み

### 8.2.31 OUT1\_HS\_MODE\_DC レジスタ (オフセット = 27h) [リセット = 0000h]

OUT1\_HS\_MODE\_DC を表 8-46 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

デューティ サイクルの 10 ビットを構成します

**表 8-46. OUT1\_HS\_MODE\_DC レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9-0	OUT1_DC	R/W	0h	OUT1_MODE=1 の場合、OUT1 専用 PWM ジェネレータのデューティ サイクルを 10 ビット分解能で制御し、最大値は 1022 になります。

### 8.2.32 OUT2\_HS\_MODE\_DC レジスタ (オフセット = 28h) [リセット = 0000h]

OUT2\_HS\_MODE\_DC を表 8-47 に示します。

概略表に戻ります。

デューティ サイクルの 10 ビットを構成します

**表 8-47. OUT2\_HS\_MODE\_DC レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9-0	OUT2_DC	R/W	0h	OUT2_MODE=1 の場合、OUT2 専用 PWM ジェネレータのデューティ サイクルを 10 ビット分解能で制御し、最大値は 1022 になります。

## 8.3 DRV8000-Q1\_CTRL レジスタ

DRV8000-Q1\_CTRL レジスタのメモリマップされたレジスタを、表 8-48 に示します。表 8-48 にないレジスタ オフセット アドレスはすべて予約済みと見なして、レジスタの内容は変更しないでください。

**表 8-48. DRV8000-Q1\_CTRL レジスタ**

オフセット	略称	レジスタ名	セクション
29h	IC_CTRL	IC 制御レジスタ。	<a href="#">セクション 8.3.1</a>
2Ah	GD_HB_CTRL	ゲートドライバとハーフ ブリッジ制御レジスタ。	<a href="#">セクション 8.3.2</a>
2Bh	HS_EC_HEAT_CTRL	ハイサイドドライバ、EC、ヒータ ドライバの制御レジスタ。	<a href="#">セクション 8.3.3</a>
2Ch	OUT7_PWM_DC	OUT7 PWM デューティ サイクル制御レジスタ。	<a href="#">セクション 8.3.4</a>
2Dh	OUT8_PWM_DC	OUT8 PWM デューティ サイクル制御レジスタ。	<a href="#">セクション 8.3.5</a>
2Eh	OUT9_PWM_DC	OUT9 PWM デューティ サイクル制御レジスタ。	<a href="#">セクション 8.3.6</a>
2Fh	OUT10_PWM_DC	OUT10 PWM デューティ サイクル制御レジスタ。	<a href="#">セクション 8.3.7</a>
30h	OUT11_PWM_DC	OUT11 PWM デューティ サイクル制御レジスタ。	<a href="#">セクション 8.3.8</a>
31h	OUT12_PWM_DC	OUT12 PWM デューティ サイクル制御レジスタ。	<a href="#">セクション 8.3.9</a>

表の小さなセルに収まるように、複雑なビット アクセス タイプを記号で表記しています。表 8-49 に、このセクションでアクセス タイプに使用しているコードを示します。

**表 8-49. DRV8000-Q1\_CTRL のアクセス タイプ コード**

アクセス タイプ	コード	説明
読み取りタイプ		
R	R	読み出し
書き込みタイプ		
W	W	書き込み
リセットまたはデフォルト値		
-n		リセット後の値またはデフォルト値

### 8.3.1 IC\_CTRL レジスタ (オフセット = 29h) [リセット = 006Ch]

表 8-50 に、IC\_CTRL の詳細を示します。

概略表に戻ります。

構成レジスタまたは制御レジスタをロックまたはロック解除し、エラーをクリアするための制御レジスタ。

**表 8-50. IC\_CTRL レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	IPROPI_MODE	R/W	0h	IPROPI/PWM2 ピンのモードを入力モードと出力モードの間で選択します。 0b = 出力(IPROPI モード) 1b = 入力(PWM モード)
12-8	IPROPI_SEL	R/W	0h	電流、電圧、温度センス出力間の IPROPI MUX 出力を制御します。 00000b = 出力なし 00001b = OUT1 電流センス出力 00010b = OUT2 電流センス出力 00011b = OUT3 電流センス出力 00100b = OUT4 電流センス出力 00101b = OUT5 電流センス出力 00110b = OUT6 電流センス出力 00111b = OUT7 電流センス出力 01000b = OUT8 電流センス出力 01001b = OUT9 電流センス出力 01010b = OUT10 電流センス出力 01011b = OUT11 電流センス出力 01100b = OUT12 電流センス出力 01101b = 予約済み。 01110b = 予約済み。 01111b = 予約済み。 10000b = VPVDD センス公称範囲 (5V ~ 22V) 10001b = サーマル クラスタ 1 出力 10010b = サーマル クラスタ 2 出力 10011b = サーマル クラスタ 3 出力 10100b = サーマル クラスタ 4 出力 10101b = VPVDD センス高範囲 (20V ~ 32V)
7-5	CTRL_LOCK	R/W	3h	制御レジスタのロックとロック解除。一覧にないビット設定は無効です。 011b = すべての制御レジスタをロック解除します。 110b = IC_CTRL レジスタ以外の追加の書き込みを無視することで、制御レジスタをロックします。
4-2	CNFG_LOCK	R/W	3h	構成レジスタのロックおよびロック解除。一覧にないビット設定は無効です。 011b = すべての構成レジスタをロック解除します。 110b = 追加の書き込みを無視することで、構成レジスタをロックします。
1	WD_RST	R/W	0h	ウォッチドッグの再起動。 電源投入後のデフォルトは 0b です。 このビットを反転して、ウォッチドッグ タイマを再開します。 書き込むと、このビットは新しい反転値を反映します。
0	CLR_FLT	R/W	0h	ラップされた障害状態情報をクリア。 0b = デフォルト状態。 1b = 障害がクリアされ、完了後 0b にリセットされます。また、SPI 故障およびウォッチドッグ故障ステータスもクリアされます。

### 8.3.2 GD\_HB\_CTRL レジスタ (オフセット = 2Ah) [リセット = 0000h]

GD\_HB\_CTRL を表 8-51 に示します。

概略表に戻ります。

ゲートドライバとハーフ ブリッジ出力制御レジスタ。

**表 8-51. GD\_HB\_CTRL レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	S_HIZ2	R/W	0h	ゲートドライバ 2 ハイ インピーダンス制御ビット。 ハーフブリッジ入力制御モードでのみアクティブ。 0b = 出力は GD_IN2 信号に追従します。 1b = ゲートドライバの ISTRONG プルダウンが有効になります。ハーフブリッジ 2 Hi-Z
14	S_HIZ1	R/W	0h	ゲートドライバ 1 ハイ インピーダンス制御ビット。 ハーフブリッジ入力制御モードでのみアクティブ。 0b = 出力は GD_IN1 信号に追従します。 1b = ゲートドライバの ISTRONG プルダウンが有効になります。ハーフブリッジ 1 Hi-Z
13	S_IN2	R/W	0h	GD_IN2 入力ピン信号に対するレジスタ制御ビット。 IN2_MODE ビットによりイネーブル。
12	S_IN1	R/W	0h	GD_IN1 入力ピン信号に対するレジスタ制御ビット。 IN1_MODE ビットによりイネーブル。
11-10	OUT6_CTRL	R/W	0h	ハーフブリッジ出力 6 制御機能を内蔵。 00b = オフ 01b = HS オン 10b = LS オン 11b = RSVD
9-8	OUT5_CTRL	R/W	0h	ハーフブリッジ出力 5 制御機能を内蔵。 00b = オフ 01b = HS オン 10b = LS オン 11b = RSVD
7-6	OUT4_CTRL	R/W	0h	ハーフブリッジ出力 4 制御機能を内蔵。 00b = オフ 01b = HS オン 10b = LS オン 11b = RSVD
5-4	OUT3_CTRL	R/W	0h	ハーフブリッジ出力 3 制御機能を内蔵。 00b = オフ 01b = HS オン 10b = LS オン 11b = RSVD
3-2	OUT2_CTRL	R/W	0h	ハーフブリッジ出力 2 制御機能を内蔵。 00b = オフ 01b = HS オン 10b = LS オン 11b = RSVD
1-0	OUT1_CTRL	R/W	0h	ハーフブリッジ出力 1 制御機能を内蔵。 00b = オフ 01b = HS オン 10b = LS オン 11b = RSVD

### 8.3.3 HS\_EC\_HEAT\_CTRL レジスタ (オフセット = 2Bh) [リセット = 0000h]

HS\_EC\_HEAT\_CTRL を表 8-52 に示します。

概略表に戻ります。

ハイサイド ドライバ、EC、ヒータ ドライバの出力制御レジスタ。

**表 8-52. HS\_EC\_HEAT\_CTRL レジスタ フィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	ECFB_LS_EN	R/W	0h	ECFB 上の LS MOSFET で EC 放電を可能にしながら、EC 規制を有効にします。
14	EC_ON	R/W	0h	EC 出力をイネーブルにします。
13-8	EC_V_TAR	R/W	0h	ECFB の目標電圧を制御するための 6 ビットの分解能。0V ~ ECFB の最大値(1.2 または 1.5V)。
7	HEAT_EN	R/W	0h	ヒータ出力をイネーブルにします。
6	予約済み	R/W	0h	予約済み
5	OUT12_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 12 をイネーブルにします。
4	OUT11_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 11 をイネーブルにします。
3	OUT10_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 10 をイネーブルにします。
2	OUT9_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 9 をイネーブルにします。
1	OUT8_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 8 をイネーブルにします。
0	OUT7_EN	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 7 をイネーブルにします。

### 8.3.4 OUT7\_PWM\_DC レジスタ (オフセット = 2Ch) [リセット = 0000h]

OUT7\_PWM\_DC を表 8-53 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

ハイサイド ドライバ 7 用の 10 ビット デューティ サイクル制御。

**表 8-53. OUT7\_PWM\_DC レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9-0	OUT7_DC	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 7 用 PWM ジェネレータのデューティ サイクルを 10 ビット分解能で制御でき、最大値は 1022 です。

### 8.3.5 OUT8\_PWM\_DC レジスタ (オフセット = 2Dh) [リセット = 0000h]

OUT8\_PWM\_DC を表 8-54 に示します。

概略表に戻ります。

ハイサイド ドライバ 8 用の 10 ビット デューティ サイクル制御。

**表 8-54. OUT8\_PWM\_DC レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9-0	OUT8_DC	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 8 用 PWM ジェネレータのデューティ サイクルを 10 ビット分解能で制御でき、最大値は 1022 です。

### 8.3.6 OUT9\_PWM\_DC レジスタ (オフセット = 2Eh) [リセット = 0000h]

OUT9\_PWM\_DC を表 8-55 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

ハイサイド ドライバ 9 用の 10 ビット デューティ サイクル制御。

**表 8-55. OUT9\_PWM\_DC レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9-0	OUT9_DC	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 9 用 PWM ジェネレータのデューティ サイクルを 10 ビット分解能で制御でき、最大値は 1022 です。

### 8.3.7 OUT10\_PWM\_DC レジスタ (オフセット = 2Fh) [リセット = 0000h]

OUT10\_PWM\_DC を表 8-56 に示します。

概略表に戻ります。

ハイサイド ドライバ 10 用の 10 ビット デューティ サイクル制御。

**表 8-56. OUT10\_PWM\_DC レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9-0	OUT10_DC	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 10 用 PWM ジェネレータのデューティ サイクルを 10 ビット分解能で制御でき、最大値は 1022 です。

### 8.3.8 OUT11\_PWM\_DC レジスタ (オフセット = 30h) [リセット = 0000h]

OUT11\_PWM\_DC を表 8-57 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

ハイサイド ドライバ 11 用の 10 ビット デューティ サイクル制御。

**表 8-57. OUT11\_PWM\_DC レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9-0	OUT11_DC	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 11 用 PWM ジェネレータのデューティ サイクルを 10 ビット分解能で制御でき、最大値は 1022 です。

### 8.3.9 OUT12\_PWM\_DC レジスタ (オフセット = 31h) [リセット = 0000h]

OUT12\_PWM\_DC を表 8-58 に示します。

概略表に戻ります。

ハイサイド ドライバ 12 用の 10 ビット デューティ サイクル制御。

**表 8-58. OUT12\_PWM\_DC レジスタのフィールドの説明**

ビット	フィールド	タイプ	リセット	説明
15	予約済み	R/W	0h	予約済み
14	予約済み	R/W	0h	予約済み
13	予約済み	R/W	0h	予約済み
12	予約済み	R/W	0h	予約済み
11	予約済み	R/W	0h	予約済み
10	予約済み	R/W	0h	予約済み
9-0	OUT12_DC	R/W	0h	ハイサイド ドライバ 12 用 PWM ジェネレータのデューティ サイクルを 10 ビット分解能で制御でき、最大値は 1022 です。

## 9 アプリケーションと実装

### 注

以下のアプリケーション情報は、テキサス・インスツルメンツの製品仕様に含まれるものではなく、テキサス・インスツルメンツはその正確性も完全性も保証いたしません。個々の目的に対する製品の適合性については、お客様の責任で判断していただくことになります。また、お客様は自身の設計実装を検証しテストすることで、システムの機能を確認する必要があります。

### 9.1 アプリケーション情報

DRV8000x-Q1 は、高度な設定が可能なマルチチャネル統合ハーフ ブリッジおよびハーフブリッジ MOSFET ゲートドライバであり、さまざまな異なる出力負荷を駆動するために使用できます。以下の設計例では、さまざまなアプリケーションの使用事例に合わせてデバイスを使用し、構成する方法を示しています。

### 9.2 代表的なアプリケーション

DRV8000-Q1 の代表的なアプリケーションは、一般的な自動車のドアにおける複数の負荷の制御です。これには、複数の統合ハーフブリッジおよびハイサイド ドライバ、加熱素子用のエレクトロクロミック ミラー ドライバと外部ハイサイド MOSFET ドライバ、電流シャント アンプを搭載した外部 MOSFET H ブリッジ ドライバが含まれます。高レベルの回路図の例を、以下の [DRV8000-Q1 代表的な用途](#) に示します。は以下に示しています。

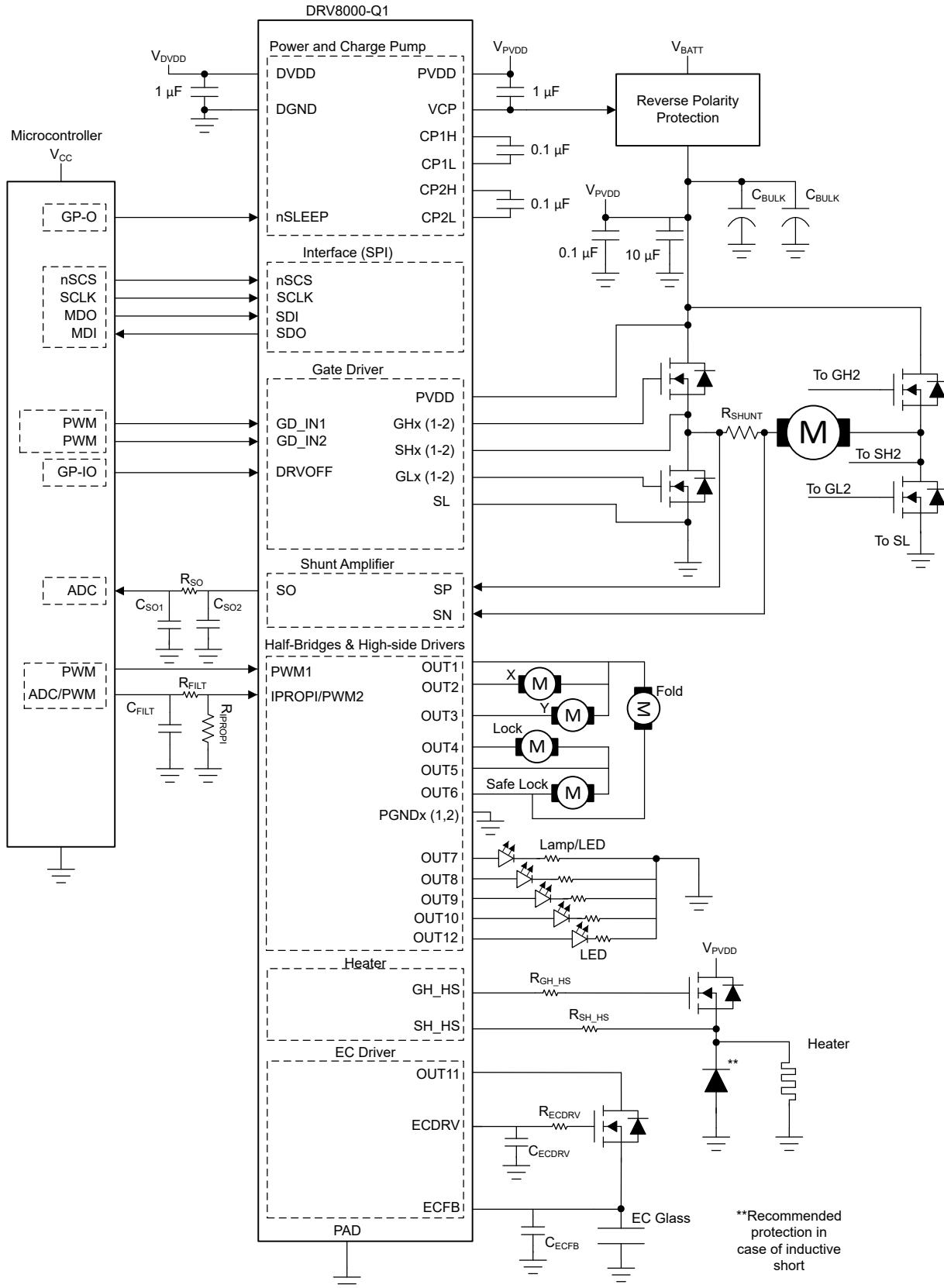


図 9-1. DRV8000-Q1 の代表的なアプリケーション

## 9.2.1 設計要件

表 9-1 に、システム設計の入力パラメータ例のセットを示します。

**表 9-1. 設計パラメータ**

パラメータ	値
PVDD 電源電圧範囲	9~18V
PVDD 公称電源電圧	13.5V
DVDD ロジック電源電圧範囲	3.3V
IPROPI 抵抗	2.35kΩ
H ブリッジ MOSFET 合計ゲート電荷	$V_{GS} = 10V$ で標準値 30nC
H ブリッジ MOSFET ゲートからドレインの電荷	5nC (標準値)
H ブリッジ MOSFET のオン抵抗	4mΩ
目標出力立ち上がり時間	750~1000ns
目標出力立ち下がり時間	250~500ns
PWM 周波数	20kHz
最大ピーク モータ電流	25A
シャント抵抗パワー能力	3W

## 9.2.2 詳細な設計手順

### 9.2.2.1 $I_{DRIVE}$ 計算例

ゲートドライブ電流  $I_{DRIVE}$  の強さは、外部 MOSFET のゲート - ドレイン間電荷と、スイッチ ノードにおける目標の立ち上がり / 立ち下がり時間に基づいて選択します。特定の MOSFET に対して選択した  $I_{DRIVE}$  が低すぎると、構成した  $t_{DRIVE}$  時間に内に MOSFET が完全にオンまたはオフにならず、ゲート障害がアサートされる場合があります。また、立ち上がり時間 / 立ち下がり時間が遅いと、外部パワー MOSFET のスイッチング電力損失が大きくなります。TI は、設計時の設定値を確認するために、必要な外付け MOSFET と負荷を備えたシステムでこれらの値を検証しています。

ハイサイドおよびローサイドの外付け MOSFET 用の  $I_{DRIVEP}$  と  $I_{DRIVEN}$  は、レジスタ [GD\\_IDRV\\_CNFG](#) で構成可能です。

MOSFET のゲート - ドレイン間電荷 ( $Q_{GD}$ )、目標立ち上がり時間 ( $t_{rise}$ )、目標立ち下がり時間 ( $t_{fall}$ ) が既知である場合は、それぞれ式 4 および式 5 を使用して  $I_{DRIVEP}$  および  $I_{DRIVEN}$  の近似値を計算します。

$$I_{DRIVEP} = Q_{GD} / t_{rise} \quad (4)$$

$$I_{DRIVEN} = Q_{GD} / t_{fall} \quad (5)$$

入力設計パラメータを例として使用し、 $I_{DRIVEP}$  と  $I_{DRIVEN}$  の近似値を計算できます。

$$I_{DRIVEP\_HI} = 5nC / 750ns = 6.67mA \quad (6)$$

$$I_{DRIVEP\_LO} = 5nC / 1000ns = 5mA \quad (7)$$

これらの計算に基づき、 $I_{DRIVEP}$  に対して 6mA の値が選択されました。

$$I_{DRIVEN\_HI} = 5nC / 250ns = 20mA \quad (8)$$

$$I_{DRIVEN\_LO} = 5nC / 500ns = 10mA \quad (9)$$

これらの計算に基づき、 $I_{DRIVEN}$  に対して 16mA の値が選択されました。

### 9.2.2.2 $t_{DRIVE}$ 計算例

ドライバのゲート—ソース間監視のタイムアウト ( $t_{DRIVE}$ ) は、選択した  $I_{DRIVE}$  ゲート電流に対して外部 MOSFET が充電および放電するのに十分な時間を確保できるように構成されています。デフォルトでは設定は 8 $\mu$ s であり、多くのシステムにとって十分な値です。次に、適切な  $t_{DRIVE}$  値を決定する際、以下の式を利用できます。

$$t_{DRIVE} > Q_{G\_TOT} / I_{DRIVE} \quad (10)$$

入力設計パラメータを例として使用し、 $t_{DRIVE}$  の近似値を計算できます。

$$t_{DRIVE} > 30nC / 6mA = 5\mu s \quad (11)$$

これらの計算に基づき、 $t_{DRIVE}$  に対して 8 の値が選択されました。

### 9.2.2.3 最大 PWM スイッチング周波数

ドライバの最大 PWM 周波数は、通常、システムの複数の要因によって決まります。DRV800x-Q1 デバイスは最大 100kHz の周波数までサポートできますが、システム パラメータによってはこれを低い値に制限できます。

次のシステム パラメータが含まれます：

- 外部 MOSFET の立ち上がり / 立ち下がり時間。
- MOSFET の  $Q_G$  とチャージポンプの負荷。
- 最小および最大デューティサイクル仕様を削除 (例: 10% ~ 90%)

### 9.2.2.4 電流シャントアンプの構成

DRV800x-Q1 差動シャントアンプゲインとシャント抵抗値は、動的電流範囲、基準電圧電源、シャント抵抗の電力定格、および動作温度範囲に基づき選択されます。シャントアンプの双方向動作において、出力のダイナミックレンジは双方向 SO 電圧の式に示されるようにおおよそ算出されます。アンプの出力は、アンプへの入力電圧の極性に応じて、中間点基準電圧 ( $V_{DVDD}/2$ ) から 0.25V または  $V_{DVDD} - 0.25V$  までスイングさせることができます。

$$V_{SO\_BI} = (V_{DVDD} - 0.25V) - (V_{DVDD} / 2) \quad (12)$$

単方向の電流センシングだけが必要な場合は、アンプ基準電圧を変更して、出力のダイナミックレンジを拡大できます。これは CSA\_DIV SPI レジスタ設定によって変更されます。このモードでは、出力のダイナミックレンジは近似的に  $V_{SO\_UNI}$  で計算されます。

$$V_{SO\_UNI} = (V_{DVDD} - 0.25V) - (V_{DVDD} / 8) \quad (13)$$

$V_{DVDD} = 3.3V$  に基づき、双方向または单方向センシングの両方における動的な範囲逸脱は以下のように計算できます：

$$V_{SO\_BI} = (3.3V - 0.25V) - (3.3V / 2) = 1.4V \quad (14)$$

$$V_{SO\_UNI} = (3.3V - 0.25V) - (3.3V / 8) = 2.6375V \quad (15)$$

外部シャント抵抗値とシャントアンプゲイン設定は、利用可能な動的出力範囲、シャント抵抗の電力定格、および測定する必要のある最大モーター電流に基づき選択されます。シャント抵抗およびアンプゲインの正確な値は、R<sub>SHUNT</sub> の計算とアンプゲインの計算の両方によって決定されます。

$$R_{SHUNT} < P_{SHUNT} / I_{MAX}^2 \quad (16)$$

$$A_V < V_{SO} / (I_{MAX} \times R_{SHUNT}) \quad (17)$$

$V_{SO} = 1.4V$ 、 $I_{MAX} = 25A$  および  $P_{SHUNT} = 3W$  に基づき、シャント抵抗とアンプゲイン値は以下に示すように計算できます：

$$R_{SHUNT} < 3W / 25^2 A = 4.8m\Omega \quad (18)$$

$$A_V < 1.4V / (25A \times 4.8m\Omega) = 11.67V/V \quad (19)$$

結果に基づき、 $4m\Omega$  のシャント抵抗と  $10V/V$  のアンプ ゲインを選択できます。

## 9.3 初期設定

### 9.4 電源に関する推奨事項

#### 9.4.1 バルク容量の決定

適切なローカル バルク容量の確保は、モーター駆動システムの設計において重要な要素です。一般的に、バルク容量が大きいことは有益ですが、コストと物理的なサイズが大きくなるというデメリットもあります。ローカル容量値は、次のようなさまざまな要因で決まります。

- モーター システムが必要とする最大電流
- 電源の種類、静電容量、電流供給能力
- 電源とモーター システムの間の寄生インダクタンスの大きさ
- 許容される電源電圧リップル
- モータの種類 (ブラシ付き DC、ブラシレス DC、ステッピング)
- モータの始動および制動方法

電源とモーター駆動システム間のインダクタンスは、電源からの電流レートを制限する可能性があります。ローカル バルク容量が小さすぎると、モーターに大電流を供給しようとする場合、または負荷ダンプが発生した場合、システムの電圧が変動します。十分なバルク容量を備えることで、モータの電圧は安定し、大電流を素早く供給できます。

データシートには推奨最小値が記載されていますが、バルク コンデンサの容量が適切かどうかを判断するには、システムレベルのテストが必要です。

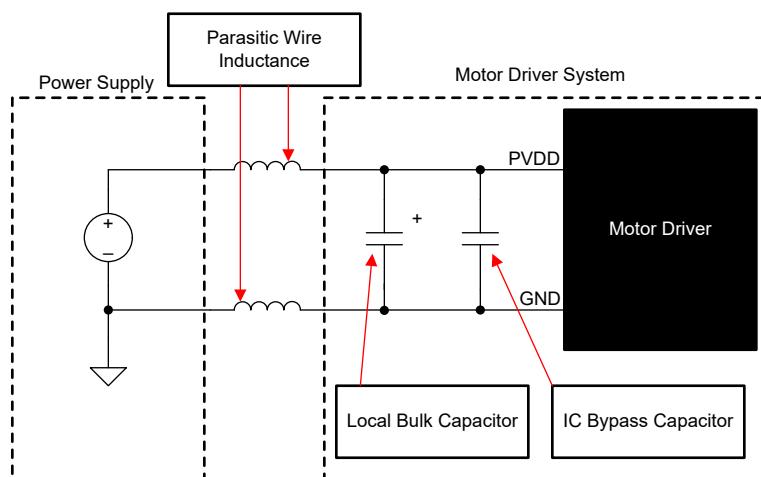


図 9-2. モーター ドライバ電源の寄生インダクタンスの例

## 9.5 レイアウト

### 9.5.1 レイアウトのガイドライン

PVDD ピンを GND ピンに低 ESR セラミック バイパス コンデンサ  $C_{PVDD1}$  を使用してバイパスします。このコンデンサは、幅の広いパターン、または GND ピンに接続されたグランド プレーンを使用して、PVDD ピンのできるだけ近くに配置してください。さらに、PVDD 用のバルク コンデンサ  $C_{PVDD2}$  を使用して PVDD ピンをバイパスします。この部品は電解

質である可能性があります。容量は  $10\mu F$  以上とします。外付けパワー MOSFET 用のバルク容量と容量を共有することは許容されます。

低 ESR のセラミック コンデンサ ( $C_{FLY1}$ ) と  $C_{FLY2}$  を、CPL1/CPH1 ピンと CPL2/CP2H ピンの間に配置します。さらに、VCP と PVDD ピンの間に低 ESR セラミック コンデンサ  $C_{VCP}$  を配置します。

H ブリッジ ドライバの外部パワー MOSFET の高電流経路をバイパスするには、追加のバルク容量が必要です。このバルク容量を配置する際には、外部 MOSFET を通る高電流経路の長さが最小になるようにします。接続用の金属トレースはできるだけ広くし、多数のビアで PCB 層を接続します。これらの手法により、インダクタンスが最小限に抑えられ、バルクコンデンサが大電流を供給できるようになります。

H ブリッジ ドライバの外部 MOSFET については、適切な電圧定格の低 ESR セラミック バイパス コンデンサを使用して、ドレイン ピンを GND プレーンにバイパスします。このコンデンサは、MOSFET ドレイン端子とソース端子にできるだけ近づけて配置し、GND プレーンに太いトレースまたはプレーン接続で接続します。直列ゲート抵抗器は、MOSFET ゲート ピンにできるだけ近づけて配置します。

現在のシャント アンプでは、トレース インピーダンスを最小限に抑えるために、センス抵抗の配置はパワーステージの部品と一致しています。可能であれば、基板上の他のトレースでのカップリングの可能性を低減するために、シャント抵抗も CSA への接続の近くに配置します。

ハイサイド電流センスの場合、電源とハイサイド MOSFET のソースの間の星型点の近くにシャント抵抗を配置します。ローサイド電流センスの場合、ローサイド MOSFET のソースと電力段の星型点のグラウンド接続の間にシャント抵抗を配置します。残りの部品は、デバイスのできるだけ近くに配置します。

センス信号の配線には、差動ペアを使用します。差動ペアでは、両方の信号がレイアウト内で密結合され、トレースはシャント(センス) 抵抗から IC の入力の CSA まで並行配線されます。

DVDD ピンは  $C_{DVDD}$  で DGND ピンにバイパスします。このコンデンサはピンにできる限り近づけて配置し、コンデンサから DGND ピンまでのパスを最短にします。ノイズを最小限に抑えるために、これらの電源にデバイスの近傍にローカル バイパス コンデンサがすでに存在している場合は、DVDD 用の追加成分は必要ありません。

EC ドライバの場合、 $C_{ECDRV}$  および  $C_{ECCFB}$  バイパス コンデンサの両方を GND にできるだけ近づけて配置します。

SL ピンは直接 GND プレーンに接続しないでください。その代わりに、専用のパターンを使用して、これらのピンをローサイド外部 MOSFET のソースに接続します。これらの推奨事項により、過電流検出のための外部 MOSFET の VDS センシングがより正確になります。

ハイサイドおよびローサイド ゲート ドライバのループ長はできるだけ短くします。ハイサイド ループはデバイスの GHx ピンからハイサイド パワー MOSFET のゲートまでであり、その後ハイサイド MOSFET のソースを通って SHx ピンへと戻ります。ローサイド ループはデバイスの GLx ピンからローサイド パワー MOSFET のゲートまでであり、その後ローサイド MOSFET のソースを通って SL ピンへと戻ります。

### 9.5.2 レイアウト例

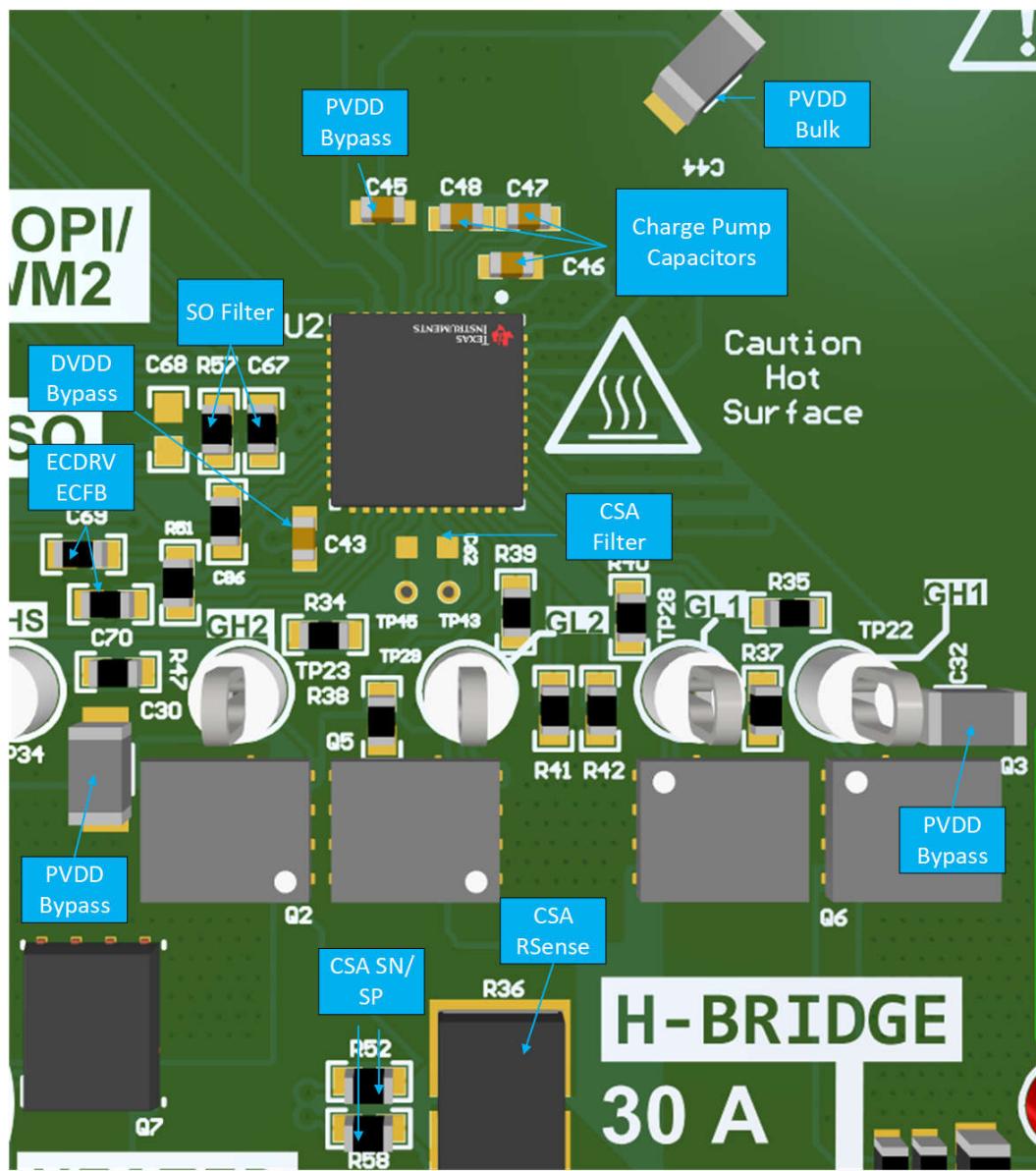


図 9-3. DRV8000-Q1 の部品の配置とレイアウト

上記のレイアウト画面のスクリーンショットは、デバイスに関するデバイスコンポーネントとレイアウトを示しています。このレイアウトのスクリーンショットはデバイスの評価基板から取得したもので、すべての電源デカッピングコンデンサ、特に小容量のコンデンサとチャージポンプコンデンサは、ピンにできるだけ近づけて配置され、デバイスの同じ層に配置されていることに注意してください。前のセクションで概説したすべての一般的なガイドラインは、可能な限り評価モジュールのレイアウト設計に反映されています。

## 10 デバイスおよびドキュメントのサポート

テキサス・インスツルメンツでは、幅広い開発ツールを提供しています。デバイスの性能評価、コード生成、およびシステム開発に使用するツールとソフトウェアを以下に示します。

### 10.1 ドキュメントの更新通知を受け取る方法

ドキュメントの更新についての通知を受け取るには、[www.tij.co.jp](http://www.tij.co.jp) のデバイス製品フォルダを開いてください。[通知] をクリックして登録すると、変更されたすべての製品情報に関するダイジェストを毎週受け取ることができます。変更の詳細については、改訂されたドキュメントに含まれている改訂履歴をご覧ください。

### 10.2 サポート・リソース

テキサス・インスツルメンツ E2E™ サポート・フォーラムは、エンジニアが検証済みの回答と設計に関するヒントをエキスパートから迅速かつ直接得ることができる場所です。既存の回答を検索したり、独自の質問をしたりすることで、設計で必要な支援を迅速に得ることができます。

リンクされているコンテンツは、各寄稿者により「現状のまま」提供されるものです。これらはテキサス・インスツルメンツの仕様を構成するものではなく、必ずしもテキサス・インスツルメンツの見解を反映したものではありません。テキサス・インスツルメンツの[使用条件](#)を参照してください。

### 10.3 商標

テキサス・インスツルメンツ E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

### 10.4 静電気放電に関する注意事項



この IC は、ESD によって破損する可能性があります。テキサス・インスツルメンツは、IC を取り扱う際には常に適切な注意を払うことをお勧めします。正しい取り扱いおよび設置手順に従わない場合、デバイスを破損するおそれがあります。

ESD による破損は、わずかな性能低下からデバイスの完全な故障まで多岐にわたります。精密な IC の場合、パラメータがわずかに変化するだけで公表されている仕様から外れる可能性があるため、破損が発生しやすくなっています。

### 10.5 用語集

[テキサス・インスツルメンツ用語集](#) この用語集には、用語や略語の一覧および定義が記載されています。

## 11 プロダクション前の改訂履歴

資料番号末尾の英字は改訂を表しています。その改訂履歴は英語版に準じています。

[Changes from Revision \\* \(May 2024\) to Revision A \(October 2025\)](#)

Page

## 12 メカニカル、パッケージ、および注文情報

以降のページには、メカニカル、パッケージ、および注文に関する情報が記載されています。この情報は、指定のデバイスに使用できる最新のデータです。このデータは、予告なく、このドキュメントを改訂せずに変更される場合があります。本データシートのブラウザ版を使用されている場合は、画面左側の説明をご覧ください。

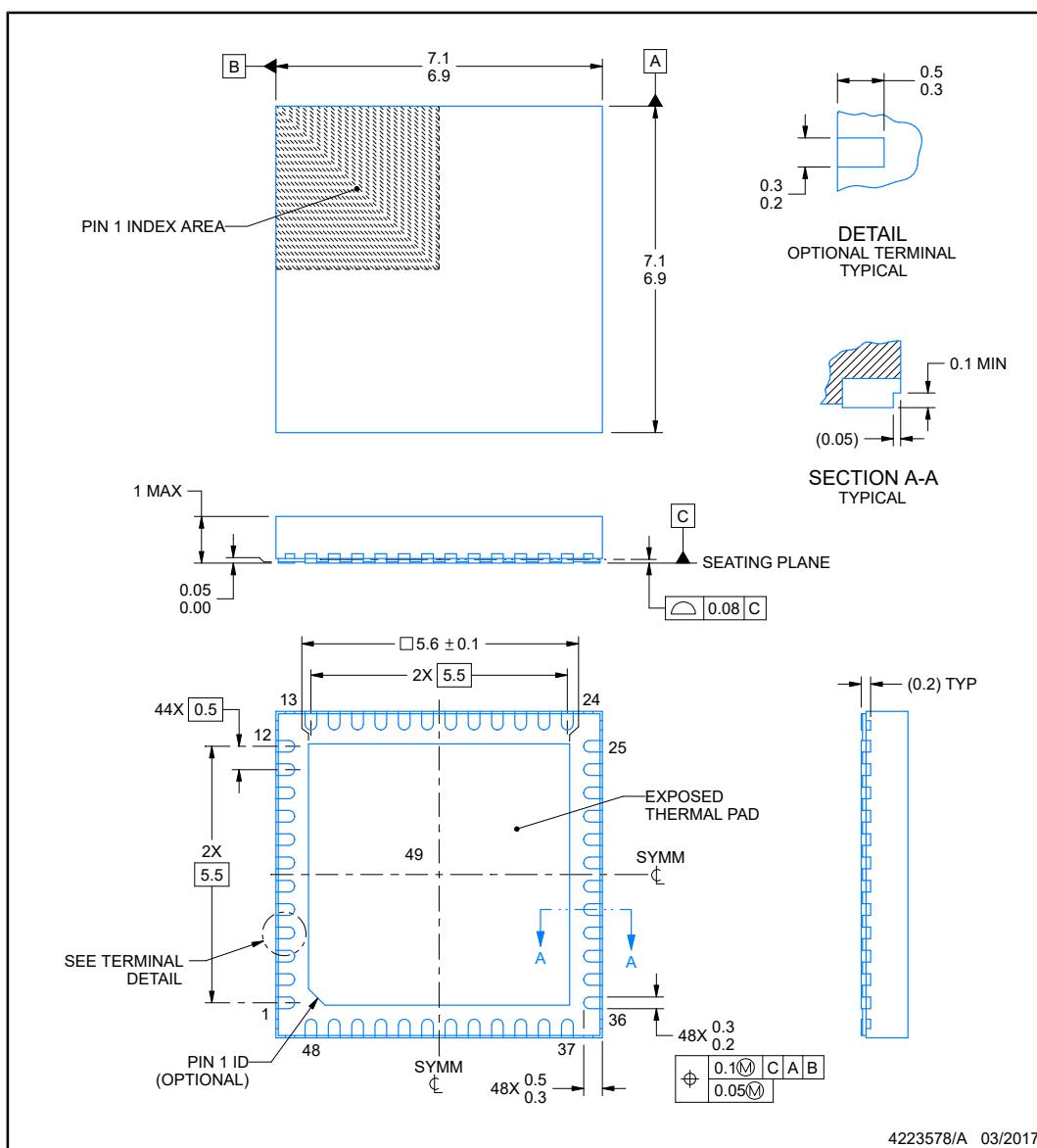
## RGZ0048M



### PACKAGE OUTLINE

#### VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



#### NOTES:

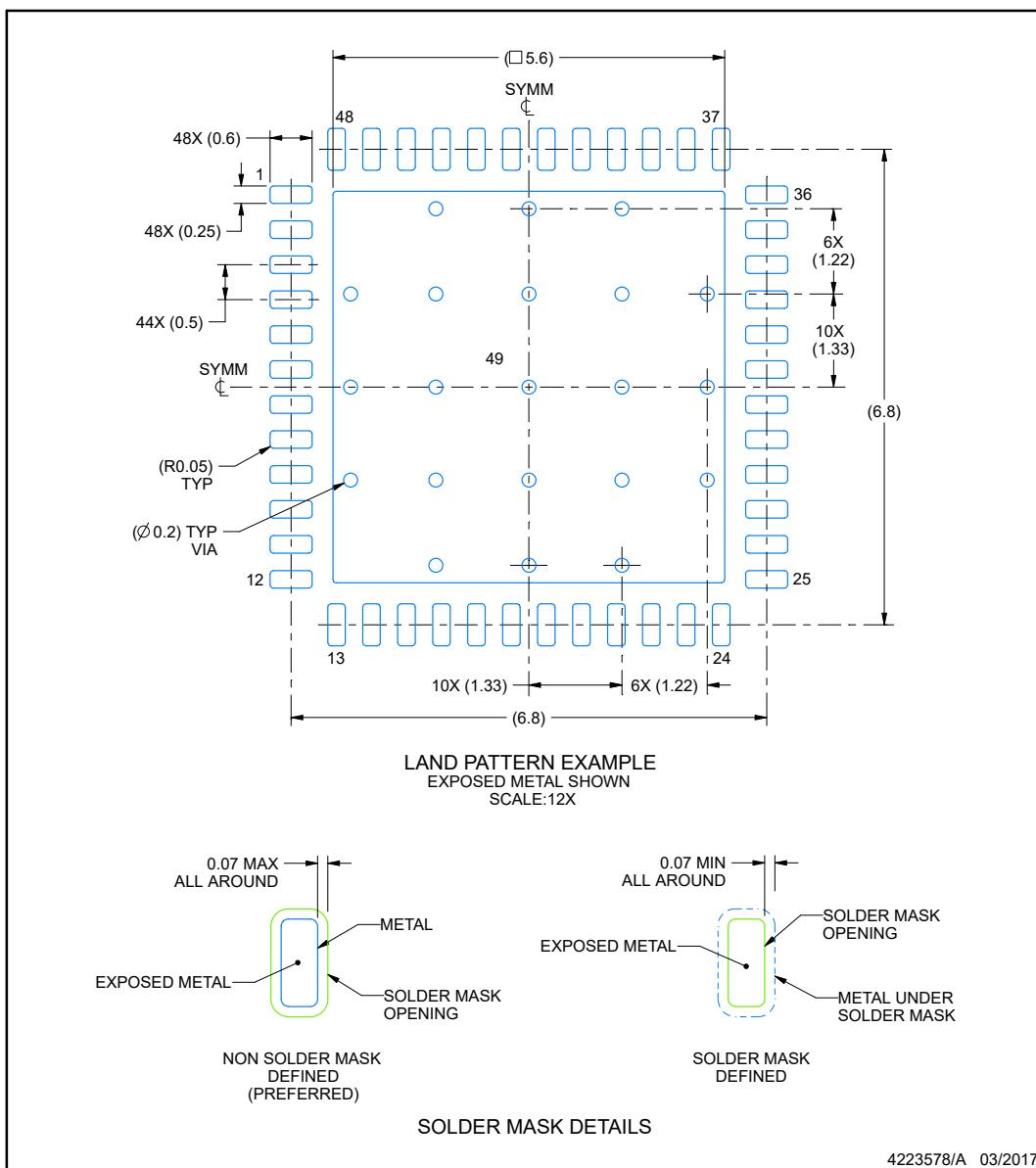
- All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
- This drawing is subject to change without notice.
- The package thermal pad must be soldered to the printed circuit board for thermal and mechanical performance.

## EXAMPLE BOARD LAYOUT

### RGZ0048M

**VQFN - 1 mm max height**

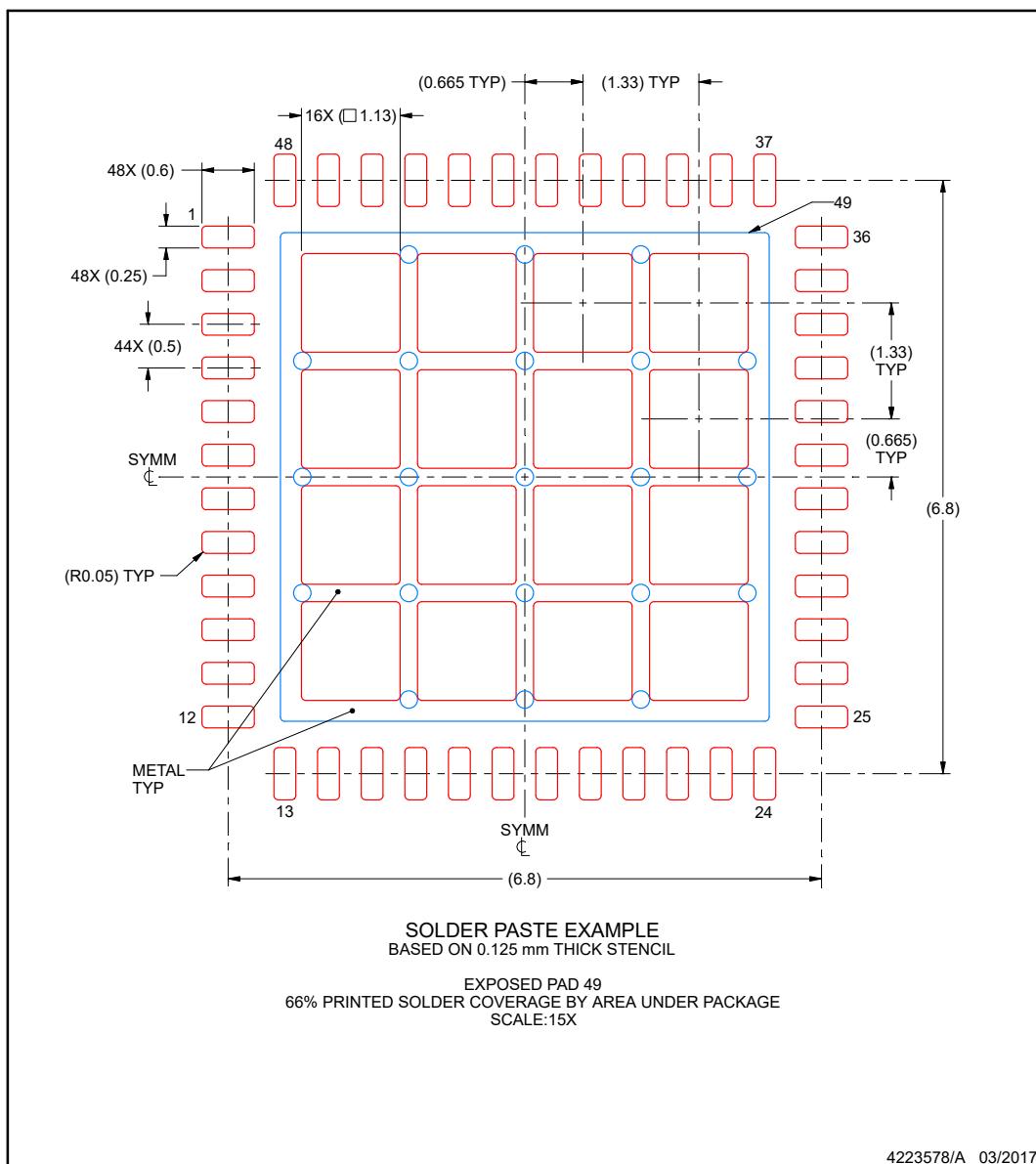
PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



## EXAMPLE STENCIL DESIGN

### RGZ0048M VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



NOTES: (continued)

- Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.

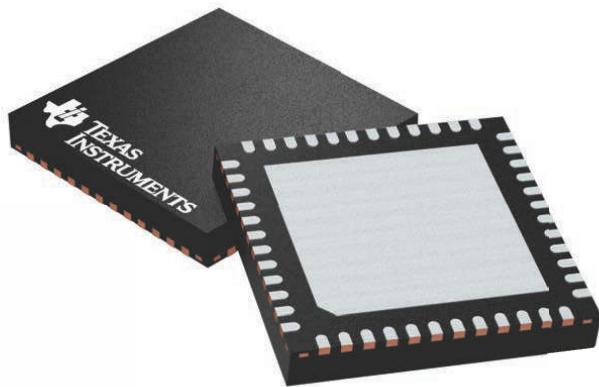
## GENERIC PACKAGE VIEW

**RGZ 48**

7 x 7, 0.5 mm pitch

**VQFN - 1 mm max height**

PLASTIC QUADFLAT PACK- NO LEAD



Images above are just a representation of the package family, actual package may vary.  
Refer to the product data sheet for package details.

4224671/A

## 12.1 付録：パッケージオプション

### パッケージ情報

発注可能なデバイス	ステータス	パッケージタイプ <sup>(1)</sup>	パッケージ図	ピン	パッケージの数量	エコプラン <sup>(2)</sup>	リード / ボール仕上げ <sup>(6)</sup>	MSL ピーク温度 <sup>(3)</sup>	動作温度 (°C)	デバイスマーキング <sup>(4) (5)</sup>
PDRV8000QWRGZRQ1	プレビュー	VQFN	RGZ	48	2500	RoHS & グリーン	NiPdAu	Level-3-260C-168 HR	-40~125	PDRV8000
DRV8000QWRGZRQ1	量産出荷中	VQFN	RGZ	48	2500	RoHS & グリーン	NiPdAu	Level-3-260C-168 HR	-40~125	DRV8000

(1) マーケティングステータスの値は次のように定義されています。

供給中:新しい設計への使用が推奨される量産デバイス。

最終受注中:TIはデバイスの生産終了を発表しており、現在最終受注期間中です。

非推奨品:新規設計には推奨しません。デバイスは既存の顧客をサポートするために生産されていますが、テキサス・インスツルメンツでは新規設計にこの部品を使用することを推奨していません。

量産開始前:量産されていない、市販されていない、またはウェブで発表されていない未発表デバイスで、サンプルは提供されていません。

レビュー:デバイスは発表済みですが、まだ生産は開始されていません。サンプルが提供される場合と提供されない場合があります。

生産中止品:TIは、このデバイスの生産を終了しました。

(2) エコプラン - 環境に配慮した計画的な分類:鉛フリー (RoHS)、鉛フリー (RoHS 適用除外)、またはグリーン (RoHS 準拠、Sb/Br 非含有) があります。最新情報、および製品内容の詳細については、<http://www.ti.com/productcontent> でご確認ください。

未定:鉛フリー / グリーン転換プランが策定されていません。

鉛フリー (RoHS):テキサス・インスツルメンツにおける「Lead-Free」または「Pb-Free」(鉛フリー) は、6つの物質すべてに対して現在の RoHS 要件を満たしている半導体製品を意味します。これには、同種の材質内で鉛の重量が 0.1% を超えないという要件も含まれます。高温はんだに対応したテキサス・インスツルメンツ鉛フリー製品は、鉛フリー仕様プロセスでの使用に適しています。

鉛フリー (RoHS 適用除外):この部品は、1) ダイとパッケージとの間に鉛ベースフリップチップのはんだバング使用、または 2) ダイとリードフレームとの間に鉛ベースの接着剤を使用、のいずれかについて、RoHS が免除されています。この部品はそれ以外の点では、上記の定義の鉛フリー (RoHS 準拠) の条件を満たしています。

グリーン (RoHS および Sb/Br 非含有):テキサス・インスツルメンツにおける「グリーン」は、鉛フリー (RoHS 準拠) に加えて、臭素 (Br) およびアンチモン (Sb) をベースとした難燃材を含まない(均質な材質中の Br または Sb 重量が 0.1%を超えない)ことを意味しています。

(3) MSL、ピーク温度 -- JEDEC 業界標準分類に従った耐湿性レベル、およびピークはんだ温度です。

(4) ロゴ、ロットトレースコード情報、または環境カテゴリに関する追加マークがデバイスに表示されることがあります。

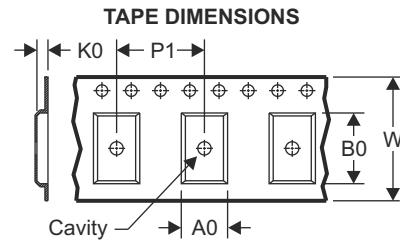
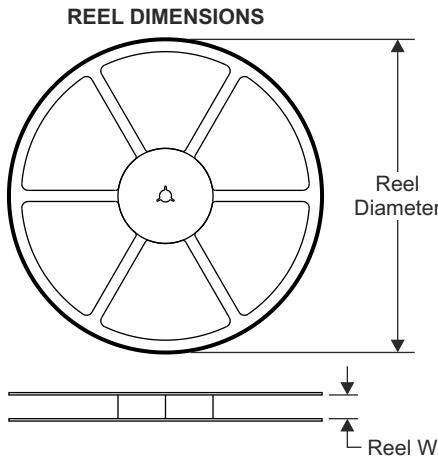
(5) 複数のデバイスマーキングが、括弧書きされています。カッコ内に複数のデバイスマーキングがあり、「～」で区切られている場合、その中の 1 つだけがデバイスに表示されます。行がインデントされている場合は、前行の続きということです。2 行合わせたものが、そのデバイスのデバイスマーキング全体となります。

(6) リード / ボール仕上げ - 発注可能なデバイスには、複数の材料仕上げオプションが用意されていることがあります。複数の仕上げオプションは、縦罫線で区切られています。リード / ボール仕上げの値が最大列幅に収まらない場合は、2 行にまたがります。

**重要なお知らせと免責事項:**このページに掲載されている情報は、発行日現在のテキサス・インスツルメンツの知識および見解を示すものです。テキサス・インスツルメンツの知識および見解は、第三者によって提供された情報に基づいており、そのような情報の正確性について何らの表明および保証も行うものではありません。第三者からの情報をより良く統合するための努力は続けております。テキサス・インスツルメンツでは、事実を適切に表す正確な情報を提供すべく妥当な手順を踏み、引き続きそれを継続してゆきますが、受け入れる部材および化学物質に対して破壊試験や化学分析は実行していない場合があります。テキサス・インスツルメンツおよびテキサス・インスツルメンツのサプライヤは、特定の情報を機密情報として扱っているため、CAS 番号やその他の制限された情報が公開されない場合があります。

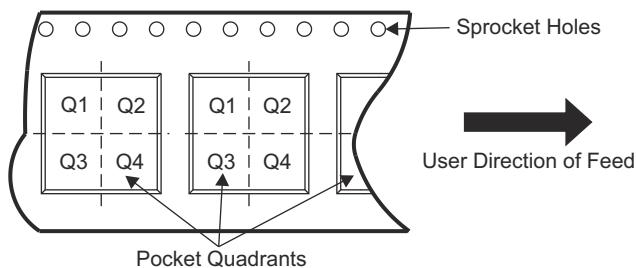
いかなる場合においても、そのような情報から生じた TI の責任は、このドキュメント発行時点での TI 製品の価格に基づく TI からお客様への合計購入価格 (年次ベース) を超えることはありません。

## 12.2 テープおよびリール情報



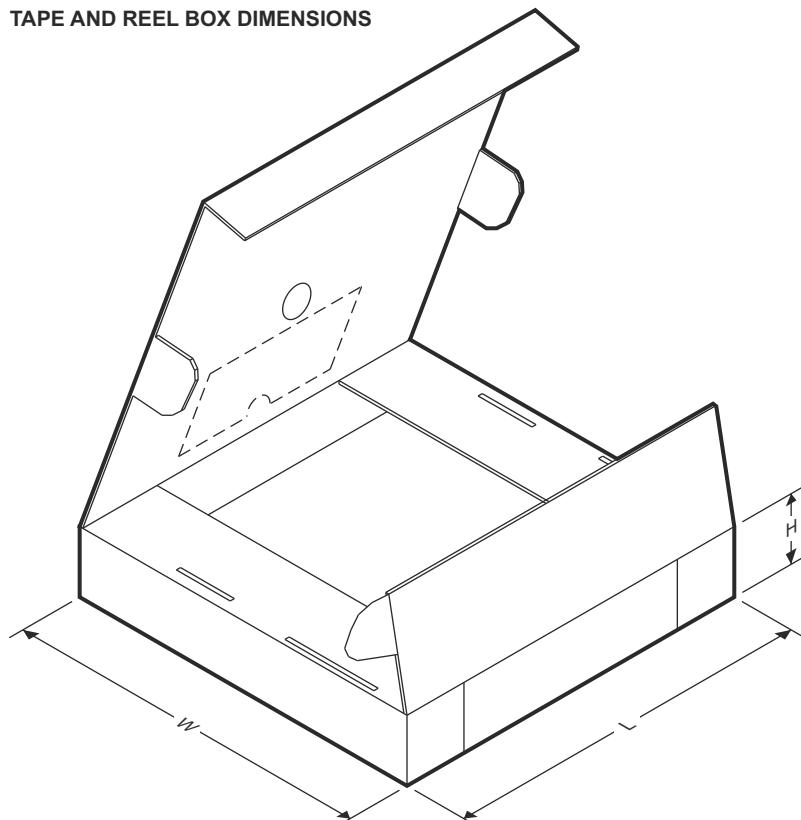
A0	Dimension designed to accommodate the component width
B0	Dimension designed to accommodate the component length
K0	Dimension designed to accommodate the component thickness
W	Overall width of the carrier tape
P1	Pitch between successive cavity centers

QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE



デバイス	パッケージ タイプ	パッケージ 図	ピン	SPQ	リール 直径 (mm)	リール 幅 W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	ピン 1 の 象限
DRV8000QWRGZRQ1	VQFN	RGZ	48	2500	330.0	16.4	7.3	7.3	1.1	12	16	Q2

TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS



デバイス	パッケージタイプ	パッケージ図	ピン	SPQ	長さ (mm)	幅 (mm)	高さ (mm)
DRV8000QWRGZRQ1	VQFN	RGZ	48	2500	367	367	35

## 重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、技術データと信頼性データ（データシートを含みます）、設計リソース（リファレンス デザインを含みます）、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の默示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または默示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、テキサス・インスツルメンツ製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した テキサス・インスツルメンツ製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている テキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、テキサス・インスツルメンツはその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。テキサス・インスツルメンツや第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](http://ti.com) やかかる テキサス・インスツルメンツ製品の関連資料などのいづれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用されるテキサス・インスツルメンツの保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、テキサス・インスツルメンツはそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated

**PACKAGING INFORMATION**

Orderable part number	Status (1)	Material type (2)	Package   Pins	Package qty   Carrier	RoHS (3)	Lead finish/ Ball material (4)	MSL rating/ Peak reflow (5)	Op temp (°C)	Part marking (6)
DRV8000QWRGZRQ1	Active	Production	VQFN (RGZ)   48	2500   LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-3-260C-168 HR	-40 to 125	DRV8000

<sup>(1)</sup> **Status:** For more details on status, see our [product life cycle](#).

<sup>(2)</sup> **Material type:** When designated, preproduction parts are prototypes/experimental devices, and are not yet approved or released for full production. Testing and final process, including without limitation quality assurance, reliability performance testing, and/or process qualification, may not yet be complete, and this item is subject to further changes or possible discontinuation. If available for ordering, purchases will be subject to an additional waiver at checkout, and are intended for early internal evaluation purposes only. These items are sold without warranties of any kind.

<sup>(3)</sup> **RoHS values:** Yes, No, RoHS Exempt. See the [TI RoHS Statement](#) for additional information and value definition.

<sup>(4)</sup> **Lead finish/Ball material:** Parts may have multiple material finish options. Finish options are separated by a vertical ruled line. Lead finish/Ball material values may wrap to two lines if the finish value exceeds the maximum column width.

<sup>(5)</sup> **MSL rating/Peak reflow:** The moisture sensitivity level ratings and peak solder (reflow) temperatures. In the event that a part has multiple moisture sensitivity ratings, only the lowest level per JEDEC standards is shown. Refer to the shipping label for the actual reflow temperature that will be used to mount the part to the printed circuit board.

<sup>(6)</sup> **Part marking:** There may be an additional marking, which relates to the logo, the lot trace code information, or the environmental category of the part.

Multiple part markings will be inside parentheses. Only one part marking contained in parentheses and separated by a "~" will appear on a part. If a line is indented then it is a continuation of the previous line and the two combined represent the entire part marking for that device.

**Important Information and Disclaimer:** The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. Efforts are underway to better integrate information from third parties. TI has taken and continues to take reasonable steps to provide representative and accurate information but may not have conducted destructive testing or chemical analysis on incoming materials and chemicals. TI and TI suppliers consider certain information to be proprietary, and thus CAS numbers and other limited information may not be available for release.

In no event shall TI's liability arising out of such information exceed the total purchase price of the TI part(s) at issue in this document sold by TI to Customer on an annual basis.

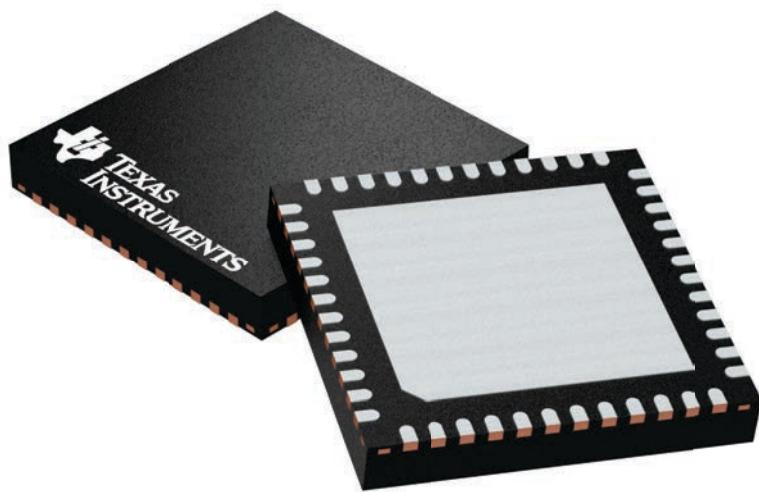
## GENERIC PACKAGE VIEW

**RGZ 48**

**VQFN - 1 mm max height**

7 x 7, 0.5 mm pitch

PLASTIC QUADFLAT PACK- NO LEAD



Images above are just a representation of the package family, actual package may vary.  
Refer to the product data sheet for package details.

4224671/A

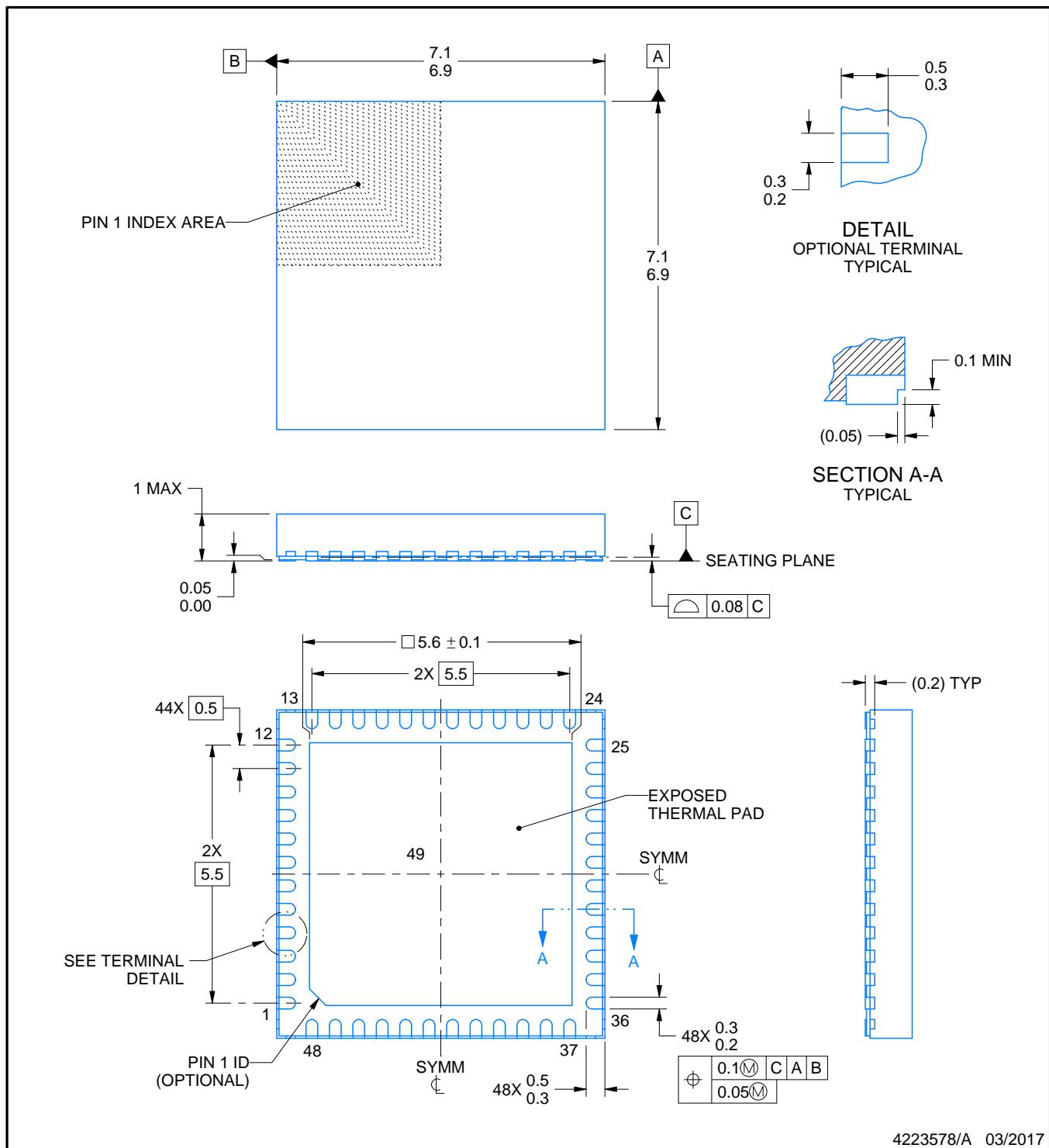
## PACKAGE OUTLINE

**RGZ0048M**



## VQFN - 1 mm max height

## PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



4223578/A 03/2017

## NOTES:

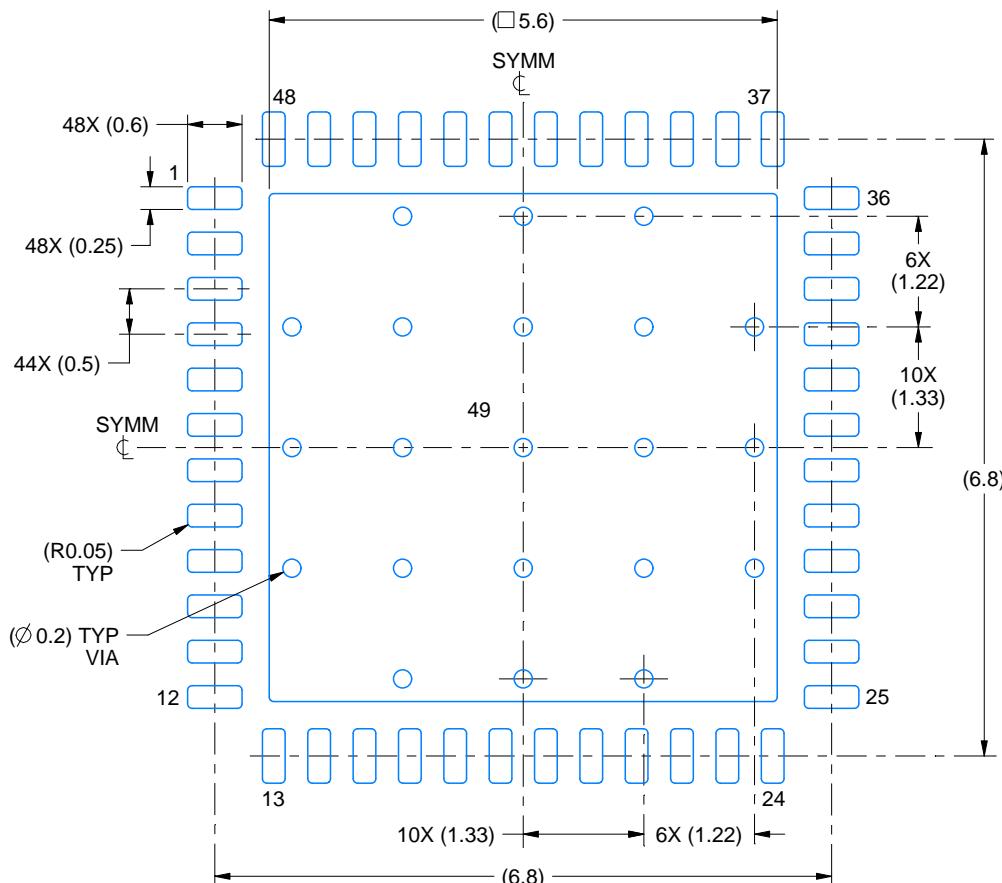
1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
  2. This drawing is subject to change without notice.
  3. The package thermal pad must be soldered to the printed circuit board for thermal and mechanical performance.

# EXAMPLE BOARD LAYOUT

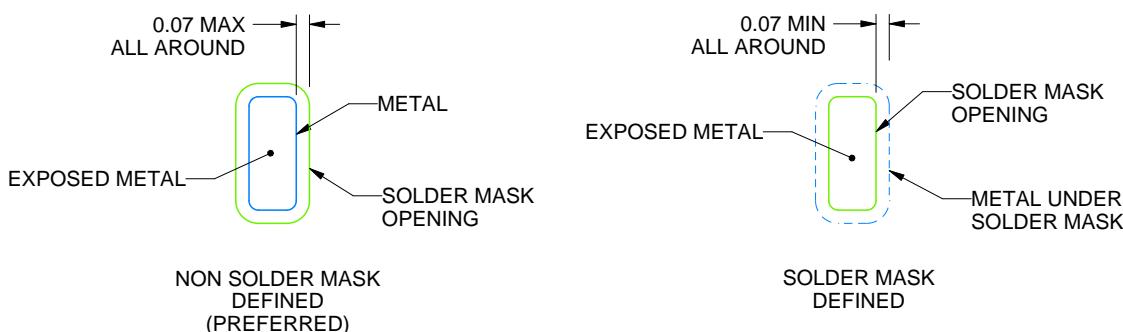
RGZ0048M

VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



LAND PATTERN EXAMPLE  
EXPOSED METAL SHOWN  
SCALE:12X



SOLDER MASK DETAILS

4223578/A 03/2017

NOTES: (continued)

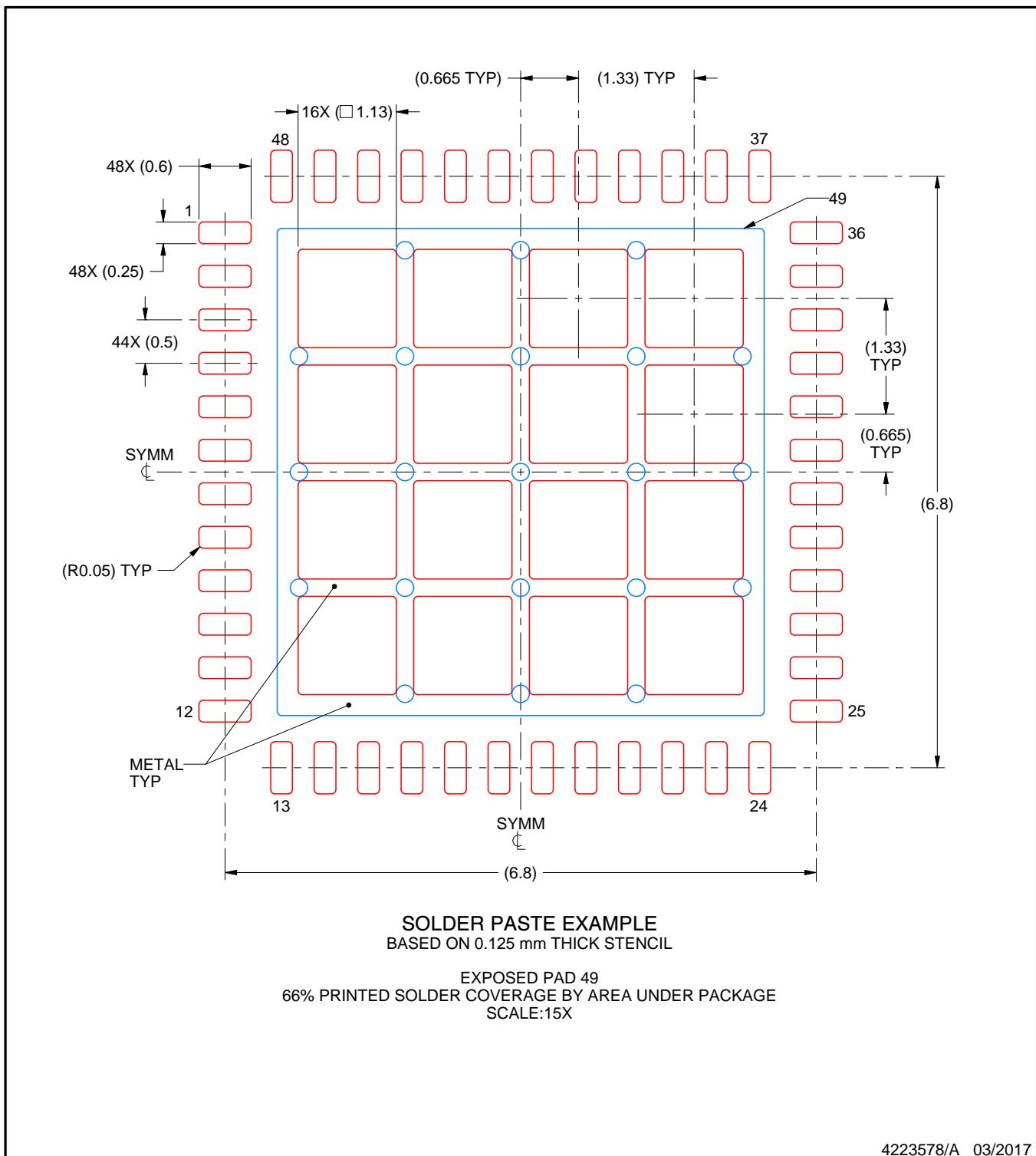
4. This package is designed to be soldered to a thermal pad on the board. For more information, see Texas Instruments literature number SLUA271 ([www.ti.com/lit/slua271](http://www.ti.com/lit/slua271)).
5. Vias are optional depending on application, refer to device data sheet. If any vias are implemented, refer to their locations shown on this view. It is recommended that vias under paste be filled, plugged or tented.

# EXAMPLE STENCIL DESIGN

RGZ0048M

VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



NOTES: (continued)

6. Laser cutting apertures with trapezoidal walls and rounded corners may offer better paste release. IPC-7525 may have alternate design recommendations.

## 重要なお知らせと免責事項

TIは、技術データと信頼性データ(データシートを含みます)、設計リソース(リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の默示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または默示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したもので、(1)お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2)お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3)お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月