

# LM51772 I<sup>2</sup>C インターフェイス搭載 55V 4 スイッチ昇降圧コントローラ

## 1 特長

- 入力範囲: 0V ( $V_{BIAS} \geq 3.5V$ ) ~ 55V
- 出力電圧: 1V ~ 55V
- 以下からの I<sup>2</sup>C を介した動的  $V_o$  プログラミング:
  - 3.3V から最大 48V (20mV 単調刻み)
  - 1V から最大 24V (10mV 単調刻み)
- ピーク電流レギュレーション制御
- すべての動作モードで小さい電圧遷移リップル
- 動的な出力電圧トラッキング (デジタル PWM トラッキング入力、アナログトラッキング入力)
  - I<sup>2</sup>C インターフェイスによるプログラミング経由
- シャットダウン時静止電流: 3 $\mu$ A
- 動作時静止電流: 60 $\mu$ A
- DRV ピンによる外部 FET 制御
- 軽負荷および高負荷条件で高効率を実現する動作モードの選択:
  - パワーセーブモード (単一パルス /  $\mu$ Sleep)
  - 自動 / プログラマブル導通モード
- 高電圧 LDO を内蔵
- 補助高電圧 LDO/リファレンス
- フルブリッジゲートドライブを内蔵
  - 2A ピーク電流能力
  - ブートストラップ過電圧および低電圧保護
  - ブートストラップダイオードを内蔵
- 動作モードから独立した固定周波数 (昇圧、昇降圧、降圧)
  - 強制 PWM モードを選択可能
  - スイッチング周波数: 100kHz ~ 2.2MHz
  - 外部クロック同期およびクロック出力
- スペクトラム拡散動作を選択可能
- 平均入力または出力電流センサ
  - 0.5A (5mV) ~ 7A (70mV) の範囲で 50mA (500 $\mu$ V) 刻みにプログラム可能
  - ISET ピンを選択可能
- I<sup>2</sup>C インターフェイスによる監視機能の読み出し値は
- WEBENCH<sup>®</sup> Power Designer により、LM51772 を使用するカスタム設計を作成

## 2 アプリケーション

- USB Type-C パワーデリバリ (ドッキングステーション、PC モニタ、デスクトップ PC)
- ワイヤレス充電
- 産業用 PC / 高耐久性 PC
- バッテリーバックアップユニット
- 商用 DC/DC
- 航空 / 海洋ソーナ

- オフハイウェイ車両

## 3 説明

LM51772 は、入力電圧が調整された出力電圧よりも高い、等しい、または低い場合に、安定化された出力電圧を提供する 4 スイッチのバックブーストコントローラです。パワーセーブモードでは、このデバイスは、出力の動作範囲全体にわたって非常に高い効率をサポートします。LM51772 は固定スイッチング周波数で動作し、RT または SYNC ピンを経由して設定できます。強制 PWM で降圧、昇圧、昇降圧動作中、スイッチング周波数は一定に維持されます。外部補償ピンにより、さまざまなアプリケーションで非常に高速な過渡応答が可能です。このデバイスは、すべての動作モードにわたって小さなモード遷移リップルを維持します。出力電圧とデバイス構成は、内蔵の I<sup>2</sup>C インターフェイスにより動的にプログラム可能です。内蔵およびオプションのハイサイド電流センサには、高精度の出力または入力電流制限機能があります。LM51772 の平均電流制限も、I<sup>2</sup>C インターフェイスにより構成可能です。

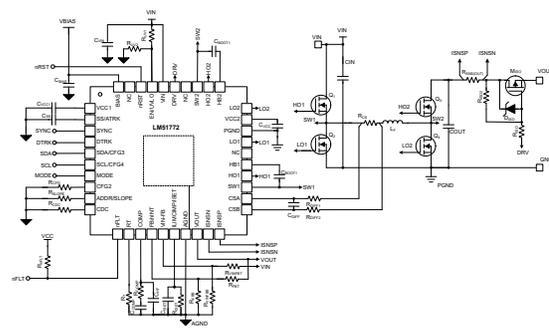
### パッケージ情報

部品番号	パッケージ (1)	本体サイズ (公称)
LM51772RHAR	RHA040	6mm × 6mm

- (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。



効率と入力電圧との関係、 $V_o = 20V$ 、 $I_o = 5A$



代表的なアプリケーション回路図



## 目次

<b>1 特長</b> .....	<b>1</b>	<b>9 アプリケーションと実装</b> .....	<b>94</b>
<b>2 アプリケーション</b> .....	<b>1</b>	9.1 アプリケーション情報.....	94
<b>3 説明</b> .....	<b>1</b>	9.2 代表的なアプリケーション.....	94
<b>4 ピン構成および機能</b> .....	<b>3</b>	9.3 パワー パス付き PD ソース.....	107
<b>5 仕様</b> .....	<b>7</b>	9.4 並列 (マルチフェーズ) 動作.....	108
5.1 絶対最大定格.....	7	9.5 定電流出力 LED ドライバ.....	109
5.2 取り扱い定格.....	7	9.6 ワイヤレス充電供給.....	109
5.3 推奨動作条件.....	8	9.7 双方向電力バックアップ.....	110
5.4 熱に関する情報.....	8	9.8 電源に関する推奨事項.....	111
5.5 電気的特性.....	9	9.9 レイアウト.....	111
5.6 タイミング要件.....	15	<b>10 デバイスおよびドキュメントのサポート</b> .....	<b>114</b>
5.7 代表的特性.....	17	10.1 ドキュメントのサポート.....	114
<b>6 パラメータ測定情報</b> .....	<b>22</b>	10.2 ドキュメントの更新通知を受け取る方法.....	114
<b>7 詳細説明</b> .....	<b>23</b>	10.3 サポート・リソース.....	114
7.1 概要.....	23	10.4 商標.....	114
7.2 機能ブロック図.....	24	10.5 静電気放電に関する注意事項.....	114
7.3 機能説明.....	25	10.6 用語集.....	114
7.4 デバイスの機能モード.....	61	<b>11 改訂履歴</b> .....	<b>114</b>
7.5 プログラミング.....	62	<b>12 メカニカル、パッケージ、および注文情報</b> .....	<b>115</b>
<b>8 LM51772 のレジスタ</b> .....	<b>65</b>		

## 4 ピン構成および機能

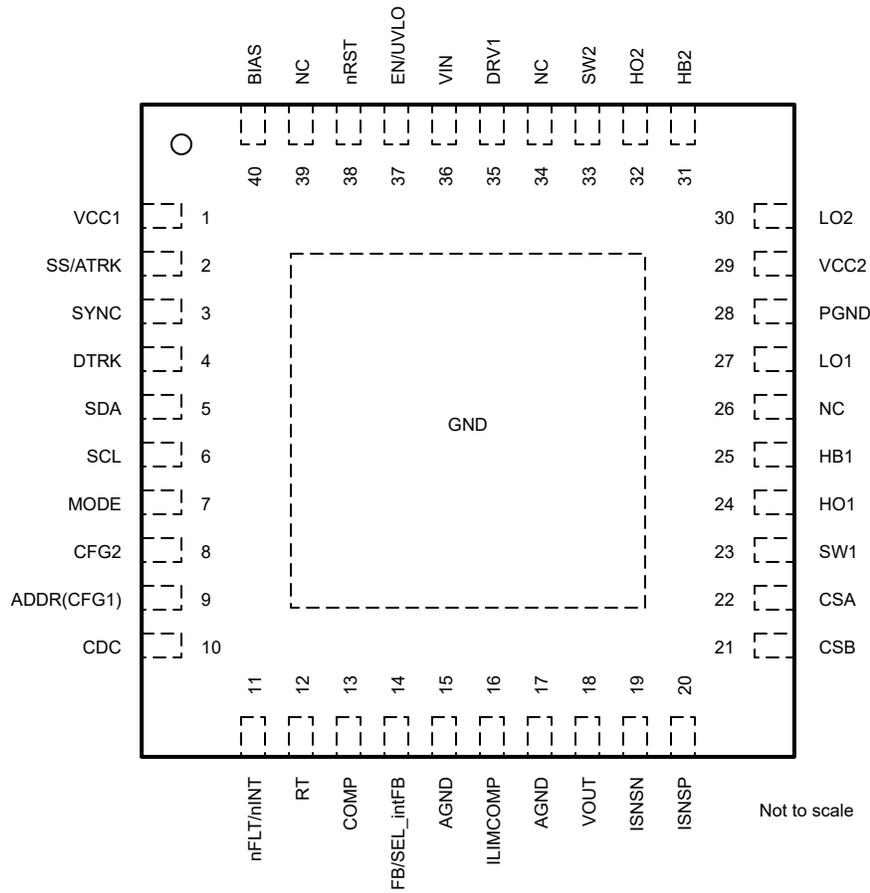


図 4-1. LM51772RHA パッケージ、40 ピン QFN (上面図)

表 4-1. ピンの機能

ピン		I/O <sup>(1)</sup>	説明
名称	番号		
VCC1	1	O	補助 5V レギュレータ出力。このコンデンサは、適切なデカップリングを実現するためピンの近くに配置します。ロジックによって出力がディセーブルされる場合、抵抗で GND に接続するか、VCC2 にプルします。ピンをフローティングのままにしないでください。
SS/ATRK	2	I/O	ソフトスタートプログラミングピン。SS ピンと AGND ピンの間に接続するコンデンサによって、ソフトスタート時間をプログラミングします。 アナログ出力電圧トラッキングピン。VOUT のレギュレーション目標は、このピンを可変のリファレンス電圧 (デジタル/アナログ コンバータなど) に接続することでプログラムできます。内部回路は、ピンの電圧と内部電圧リファレンスとの間で最低の電圧を選択します。
SYNC	3	I	同期クロック入力 / 出力。内部発振器は、動作中に外部クロックと同期可能です。このピンをフローティングのままにしないでください。この機能を使用しない場合は、ピンを VCC2 または GND に接続します。 SYNC ピンは、クロック同期出力信号として構成できます。クロック位相は 0° と 180° に設定でき、並列 (2 位相) 動作で 2 つのデバイスを直接動作させることができます。
DTRK	4	I	動的出力電圧トラッキング用のデジタル PWM 入力ピン。このピンをフローティングのままにしないでください。この機能を使用しない場合は、ピンを VCC または GND に接続します。
SDA/CFG3	5	I/O	I <sup>2</sup> C インターフェイス シリアル データライン外付けプルアップ抵抗を接続します I <sup>2</sup> C がディセーブルなら、このピンは詳細な構成ピンです。CFG3 ピンと AGND の間に抵抗を接続して、セクション 7.3.22 に従ってデバイスの動作を選択します
SCL/CFG4	6	I	I <sup>2</sup> C インターフェイス シリアル クロックライン。外付けプルアップ抵抗を接続します I <sup>2</sup> C がディセーブルなら、このピンは詳細な構成ピンです。CFG4 ピンと AGND の間に抵抗を接続して、セクション 7.3.22 に従ってデバイスの動作を選択します
モード	7	I	デバイス動作モードを選択するためのデジタル入力。このピンが low にプルされると、パワーセーブモード (PSM) がイネーブルになります。このピンが high になると、強制 PWM または CCM 動作がイネーブルになります。この構成は、動作中に動的に変更できます。このピンをフローティングのままにしないでください。
CFG2	8	I/O	デバイス構成ピン。CFG2 ピンと GND の間に抵抗を接続し、セクション 7.3.22 に従ってデバイスの動作を選択します
ADDR/ SLOPE(CFG1)	9	I	勾配補償とアドレス選択。また、このピンは I <sup>2</sup> C インターフェイスをディセーブルにし、SCL、SCA を追加のスロープ構成ピンとして使用します。 CFG1 ピンと AGND の間に抵抗を接続して、セクション 7.3.22 に従ってデバイスの動作を選択します
CDC	10		ケーブル電圧降下補償または電流モニタ出力ピン。CDC ピンと AGND の間に抵抗を接続して、ケーブル電圧降下補償のゲインを選択します。 デフォルトでは、このピンは ISNSP ピンと ISNSN ピンの間で検出された電圧の電流監視信号を提供します 電流監視が無効になっている場合は、CDC をグラウンドに接続します
nFLT/nINT	11	O	障害表示または電源正常用のオープンドレイン出力ピン。このピンは割り込みピンとして構成できます。STATUS レジスタを変更すると、256µs のピンが low に切り替わります。
RT	12	I/O	スイッチング周波数のプログラミング用ピン。RT ピンと AGND に外付け抵抗を接続して、スイッチング周波数を設定します
COMP	13	O	エラーアンプの出力。レギュレータ電圧ループの安定/補償を行うため、COMP と AGND の間に外付け RC ネットワークを接続する必要があります。
FB/SEL_INTFB	14	I	出力電圧レギュレーション用の帰還ピン。コンバータの出力と FB ピンとの間に分圧抵抗回路を接続します。FB ピンを VCC2 に接続すると、デバイスの固定出力電圧のデフォルト設定で動作します。 内部帰還を選択するには、デバイスを起動する前に、このピンを VCC2 に接続します

表 4-1. ピンの機能 (続き)

ピン		I/O <sup>(1)</sup>	説明
名称	番号		
VIN - FB	15		VIN センスピン。外部分圧器で PCM を使用するには、VOUT 分圧器と同じゲインを持つ VIN 分圧器に接続します。 内部出力電圧デバイダまたは PCM を使用しない場合は、AGND に接続します。フローティングのままにしないでください。
ILIMCOMP/ISET を参照してください	16		平均電流制限ループの補償ピン。電流制限が内部 DAC で設定されている場合は、コンデンサまたはタイプ 2 の R-C 回路を接続します。 内部 DAC がディセーブルなら、このピンは平均電流制限の電流制限スレッシュホールドを設定します。抵抗を AGND に接続します。アプリケーションの要件に応じて、並列コンデンサのフィルタを推奨します 電流制限が ISET で設定されている場合は、AGND に抵抗を接続します。 ISET ピンを VCC2 に接続すると、ブロックがディセーブルになり、静止電流が低減します
AGND	17	G	アナログ GND
VOUT	18	I	出力電圧検出入力。電力段の出力レールに接続します。
ISNSN	19	I	出力または入力平均電流センスアンプの負のセンス入力。ISNSN と ISNSP の間に接続されるオプションの電流センス抵抗は、電力段の入力側または出力側に配置できます。 オプションの電流センサがディセーブルの場合は、ISNSN と ISNSP を一緒に AGND に接続してください
ISNSP	20	I	出力または入力電流センスアンプの正のセンス入力。ISNSN と ISNSP の間に接続されるオプションの電流センス抵抗は、電力段の入力側または出力側に配置できます。 オプションの電流センサが無効になっている場合は、ISNSP をグラウンドに接続してください
CSB	21	I	インダクタピーク電流センス負入力。ケルビン接続を使用して、外部電流センス抵抗の負の側に CSB を接続します。
CSA	22	I	インダクタピーク電流検出正入力。ケルビン接続を使用して、外部電流センス抵抗の正の側に CSA を接続します。
SW1	23	P	降圧ハーフブリッジのインダクタスイッチノード
HO1	24	O	降圧ハーフブリッジのハイサイド ゲートドライバ出力
HB1	25	P	降圧ハーフブリッジのブートストラップ電源ピン。ハイサイド MOSFET ゲートドライバにバイアスを提供するために、HB1 ピンと SW1 に外付けコンデンサが必要です。 適切なデカップリングのため、外付けコンデンサはピンとコンデンサ間の抵抗なしに、ピンに近づけて配置します
NC	26	O	接続なし
LO1	27	O	降圧ハーフブリッジのローサイド ゲートドライバ出力
PGND	28	G	電源グラウンド
VCC2	29	O	内部リニア バイアスレギュレータ出力。VCC と PGND の間にセラミック デカップリング コンデンサを接続します。このレールは、内部ロジックおよびゲートドライバの電源となります。 適切なデカップリングのため、外付けコンデンサはピンとコンデンサ間の抵抗なしに、ピンに近づけて配置します。
LO2	30	O	昇圧ハーフブリッジのローサイド ゲートドライバ出力
HB2	31	P	昇圧ハーフブリッジのブートストラップ電源ピン。ハイサイド MOSFET ゲートドライバにバイアスを提供するために、HB2 ピンと SW2 に外付けコンデンサが必要 適切なデカップリングのため、外付けコンデンサはピンとコンデンサ間の抵抗なしに、ピンに近づけて配置します
HO2	32	O	昇圧ハーフブリッジのハイサイド ゲートドライバ出力
SW2	33	P	降圧ハーフブリッジのインダクタスイッチノード
NC	34	O	接続なし

表 4-1. ピンの機能 (続き)

ピン		I/O <sup>(1)</sup>	説明
名称	番号		
DRV1	35		外部 FET ドライブ ピン。このピンは、選択した構成に応じて、高電圧プッシュプル段、オープンドレイン出力、またはチャージ ポンプドライブ段を備えています。 オプションの DRV ピンを使用しない場合は、DRV を開放のままにしておくことができます。
VIN	36	I	本デバイスの入力電源とセンス入力。VIN を電力段の電源電圧に接続します。
EN/UVLO	37	I	イネーブル ピン。コンバータのスイッチングをイネーブルするためのデジタル入力ピン。 入力には、高精度のアナログ コンパレータとヒステリシスが搭載されており、入力電圧を監視します。入力電圧との間に分圧抵抗を接続して、低電圧誤動作防止 (UVLO) 機能を維持します。
nRST	38	I	デジタル入力ピンを使用してデバイスの内部ロジック、インターフェイス動作、および VCC1 レギュレータをイネーブルすることができます (選択する場合)。
NC	39	O	接続なし
BIAS	40		VCC2 バイアス レギュレータへの入力 (オプション)。VIN の代わりに外部電源から VCC2 に電力を供給すると、VIN が高い場合に電力損失を低減できます。
GND	PAD	G	サーマル パッド

1. I = 入力、O = 出力、I/O = 入力または出力、G = グランド、P = 電源。

## 5 仕様

### 5.1 絶対最大定格

自由空気での動作温度範囲内 (特に記述のない限り)<sup>(1)</sup>

		最小値	最大値	単位
入力	BIAS から AGND へ	-0.3	59	V
入力	VIN, ISNSP, ISNSN から AGND へ	-0.3	59	V
入力	EN/UVLO, nRST	-0.3	59 <sup>(4)</sup>	V
入力			$V_{(VIN)} + 5$ <sup>(4)</sup>	V
入力	SS/ATRK, DTRK, RT, SYNC, MODE, SDA, SCL, ADDR/SLOPE, CFG2, AGND へ	-0.3	5.8	V
入力	FB, VIN-FB から AGND へ	-0.3	5.8	V
入力	CSA, CSB から SW1 へ	-0.3	0.3	V
入力	SW1, SW2 から AGND(DC) まで	-0.5	59	V
入力	SW1, SW2 から AGND へ (≤100ns 期間)	-2	59	V
入力	SW1, SW2 から AGND へ (≤10ns 期間)	-3	59	V
入力	SW1, SW2 から AGND へ (≤5ns 期間)	-4	59	V
入力	PGND から AGND へ	-0.3	0.3	V
出力	VCC1, VCC2 から AGND へ	-0.3	5.5	V
出力	VOUT, DRV1 から AGND へ	-0.3	59	V
出力	nFLT から AGND へ	-0.3	5.8	V
出力	COMP, ILIMCOMP/ISSET, CDC から AGND へ <sup>(2)</sup>	-0.3	5.8	V
出力	LO1, LO2 から PGND へ	-0.3	$V_{(VCC2)}+0.3$	V
出力	HB1 から SW1 へ、HB2 から SW2 へ	-0.3	5.5 <sup>(5)</sup>	V
出力		-0.3	6	V
出力	HO1~SW1	-0.3	$V_{(HB1)}+0.3$	V
出力	HO2~SW2	-0.3	$V_{(HB2)}+0.3$	V
出力	HO1, HO2, HB1, HB2 から AGND へ	-0.3	65	V
保管温度、T <sub>STG</sub>		-55	150	°C
動作時の接合部温度、T <sub>J</sub> <sup>(3)</sup>		-40	150	

- (1) 絶対最大定格を上回るストレスが加わった場合、デバイスに永続的な損傷が発生する可能性があります。これらはあくまでもストレス定格であり、「推奨動作条件」に示されている条件を超える当該条件またはその他のいかなる条件下での、デバイスの正常な動作を保証するものではありません。絶対最大定格の状態が長時間続くと、デバイスの信頼性に影響を与える可能性があります。
- (2) このピンには、最大 1.6mA まで処理できる最大電圧クランプが内蔵されています。
- (3) 接合部温度が高くなると、動作寿命が短くなります。接合部温度が 125°C を超えると、動作寿命が短くなります。
- (4) 上記の両方の条件を遵守する必要があります
- (5) 電圧が規定の最大値を超えると、動作寿命が短くなります

### 5.2 取り扱い定格

		値	単位
V <sub>(ESD)</sub>	静電放電	人体モデル (HBM)、AEC Q100-002 に準拠 <sup>(1)</sup>	
		荷電デバイス モデル (CDM)、AEC Q100-011 準拠	角のピン
			その他のピン
		±2000	V
		±750	
		±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。

### 5.3 推奨動作条件

接合部の推奨動作温度範囲内 (特に記述のない限り)<sup>(1)</sup>

		最小値	公称値	最大値	単位
V <sub>(VIN)</sub>	入力電圧検出	0	48	55	V
V <sub>(BIAS)</sub>	バイアス入力電圧電源	0		55	V
	入力バイアスのスタートアップ電圧	3.5			V
	PCM 作動用の最小電圧	6			V
V <sub>(VOUT)</sub>	出力電圧センス	1		55	V
V <sub>(DRV1)</sub>	高電圧駆動ピン出力	0		55	V
	ISNSP、ISNSN	2.8		55	V
R <sub>(SNS)</sub>	電流制限センス抵抗		10		mΩ
	電流制限検出抵抗の許容誤差	-1		1	%
C <sub>(VCC1)</sub>	VCC1 レギュレータ出力容量	2			μF
C <sub>(VCC2)</sub>	VCC2 レギュレータ出力容量	6			μF
V <sub>FB</sub>	FB 入力	0		V <sub>(VCC2)</sub>	V
V <sub>IL</sub>	ロジックピン low レベル (MODE、DTRK、SYNC、SDA、SCL)			0.4	V
V <sub>IH</sub>	ロジックピン high レベル (MODE、DTRK、SYNC、SDA、SCL)	1.3			V
F <sub>SW</sub>	標準スイッチング周波数	100		2200	kHz
F <sub>SYNC</sub>	同期スイッチング周波数範囲	100		2200	kHz
T <sub>J</sub>	動作時接合部温度 <sup>(2)</sup>	-40		125	°C

(1) 動作定格は、デバイスが機能する前提の条件です。仕様およびテスト条件については、「電気的特性」を参照してください。

(2) 接合部温度が高くなると、動作寿命が短くなります。

### 5.4 熱に関する情報

熱評価基準 <sup>(1)</sup>		LM51772	単位
		QFN	
		40ピン	
R <sub>qJA</sub>	接合部から周囲への熱抵抗	33.9	°C/W
R <sub>qJC(top)</sub>	接合部からケース (上面) への熱抵抗	26.6	°C/W
R <sub>qJB</sub>	接合部から基板への熱抵抗	15.4	°C/W
Y <sub>JT</sub>	接合部から上面への特性パラメータ	0.4	°C/W
Y <sub>JB</sub>	接合部から基板への特性パラメータ	15.4	°C/W
R <sub>qJC(bot)</sub>	接合部からケース (底面) への熱抵抗	4.4	°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。

## 5.5 電気的特性

標準値は  $T_J=25^{\circ}\text{C}$  に対応します。最小値および最大値は  $T_J=-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$  の範囲で適用されます。特に記載がない限り、 $V_{(\text{BIAS})} = 12\text{V}$

パラメータ			最小値	標準値	最大値	単位	
<b>電源電流</b>							
	VIN へのシャットダウン電流	$V_{(\text{VIN})} = 48\text{V}$ , $V_{(\text{BIAS})} = 0\text{V}$ $V_{(\text{EN})} = 0\text{V}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	3.6	4.7	$\mu\text{A}$	
			$T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$	3.6	7.5	$\mu\text{A}$	
	BIAS へのシャットダウン電流	$V_{(\text{VIN})} = 0\text{V}$ , $V_{(\text{EN})} = 0\text{V}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	2.8	4.7	$\mu\text{A}$	
				2.8	6	$\mu\text{A}$	
	VIN へのスタンバイ電流	$V_{(\text{VIN})} = 12\text{V}$ , $V_{(\text{BIAS})} = 0\text{V}$ , $V_{(\text{nRST})} = \text{High}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	55	75	$\mu\text{A}$	
			$T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$	55	100	$\mu\text{A}$	
	BIAS への静止電流	$V_{(\text{EN})} = 3.3\text{V}$ , $V_{(\text{FB})} > 1\text{V}$ , $\text{uSleep}$ イネーブル、 $\text{ILIMCOMP} = V_{(\text{VCC2})}$ 、 $\text{EN\_VCC1} = 0\text{b0}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	65	75	$\mu\text{A}$	
			$T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$	65	100	$\mu\text{A}$	
<b>VCC1 レギュレータ</b>							
	VCC1 レギュレーション	$V_I = 12.0\text{V}$ , $I_{(\text{VCC1})} = 1\text{mA}$	4.95	5	5.05	V	
	VCC1 のドロップアウト電圧	$I_{(\text{VCC1})} = 34\text{mA}$	$V_I = 5\text{V}$	0.6	1.4	V	
			$V_I = 4.5\text{V}$	0.6	1.5	V	
	VCC1 ソーシング電流制限	VCC1 = GND	$V_I = 12\text{V}$	34	70	mA	
<b>VCC2 レギュレータ</b>							
	VCC2 レギュレーション	$V_{(\text{BIAS})} = 12.0\text{V}$ , $I_{(\text{VCC2})} = 20\text{mA}$	4.85	5	5.1	V	
	VCC2 のドロップアウト電圧	$I_{(\text{VCC2})} = 45\text{mA}$	$V_I = 4\text{V}$	130	300	mV	
			$V_I = 3.5\text{V}$	190	400	mV	
	VCC2 ソーシング電流制限	$V_{(\text{VCC2})} \geq 3\text{V}$	$V_I = 6\text{V}$ , $V_{(\text{BIAS})} = 12\text{V}$	200	260	450	mA
$V_{T+(\text{VCC2})}$	正方向スレッシュホールド	$V_{(\text{VCC2})}$ 立ち上がり	3.3	3.35	3.4	V	
$V_{T-(\text{VCC2})}$	負方向スレッシュホールド	$V_{(\text{VCC2})}$ 立ち下がり	3	3.05	3.1	V	
$V_{T+}$ (Force, BIAS)	強制 $V_{(\text{BIAS})}$ の正方向スレッシュホールド	FORCE_BIASPIN = 0b1	4.5	4.6	4.7	V	
$V_{\text{hyst}}(\text{Force, BIAS})$	強制 V (BIAS) 用の LDO スイッチ オーバー ヒステリシス		230	275	mV		
$V_{T+}$ (VCC2, SUP)	LDO スイッチ オーバーの正方向スレッシュホールド	FORCE_BIASPIN = 0b0	6.7	6.8	6.9	V	
$V_{\text{hyst}}(\text{VCC2, SUP})$	LDO スイッチ オーバー ヒステリシス		350	400	mV		
	VCC2 UVLO 立ち上がり検出遅延時間	$V_{(\text{VCC2})}$ 立ち上がり	100			$\mu\text{s}$	
<b>nRST</b>							
$V_{T+(\text{nRST})}$	正方向スレッシュホールドを有効にする	NRST 立ち上がり			1.4	V	
$V_{T-(\text{nRST})}$	負方向スレッシュホールドを有効にする	NRST 立ち下がり	0.35			V	
$V_{\text{hyst}}(\text{nRST})$	スレッシュホールド ヒステリシスをイネーブル			300		mV	
<b>EN/UVLO</b>							
	VDET 正方向のスレッシュホールド	$V_{(\text{VIN})}$ 立ち上がり, $\text{VDET\_RISE} = 0\text{x3}$	3.3	3.4	3.5	V	
	VDET 負方向のスレッシュホールド	$V_{(\text{VIN})}$ 立ち下がり, $\text{VDET\_FALL} = 0\text{x0}$	2.6	2.7	2.799	V	
$V_{T+(\text{UVLO})}$	UVLO 正方向のスレッシュホールド	$V_{(\text{EN/UVLO})}$ 立ち上がり	1.23	1.25	1.27	V	
$V_{T-(\text{UVLO})}$	UVLO 負方向のスレッシュホールド	$V_{(\text{EN/UVLO})}$ 立ち下がり	1.18	1.2	1.22	V	
$V_{\text{hyst}}(\text{UVLO})$	UVLO スレッシュホールド ヒステリシス		38	50	62	mV	

## 5.5 電気的特性 (続き)

標準値は  $T_J=25^{\circ}\text{C}$  に対応します。最小値および最大値は  $T_J=-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$  の範囲で適用されます。特に記載がない限り、 $V_{(\text{BIAS})} = 12\text{V}$

パラメータ			最小値	標準値	最大値	単位
$I_{\text{UVLO}}$	UVLO ヒステリシスのシンク電流		$V_{(\text{EN/UVLO})} < 1.26\text{V}$			$\mu\text{A}$
$t_{\text{d(UVLO)}}$	UVLO 検出遅延時間		$V_{(\text{EN/UVLO})}$ 立ち下がり;			$\mu\text{s}$
$V_{\text{T+(POR)}}$	POR 正方向のスレッシュホールド	POR 正方向のスレッシュホールド	VIN の立ち上がりまたは BIAS の立ち上がり			V
$V_{\text{T-(POR)}}$	POR 負方向のスレッシュホールド	POR 負方向のスレッシュホールド	VIN の立ち下がりまたは BIAS の立ち下がり			V
<b>SYNC</b>						
$V_{\text{T+(SYNC)}}$	同期入力の正の方向スレッシュホールド					1.19 V
$V_{\text{T-(SYNC)}}$	同期入力の負の方向スレッシュホールド		0.41			V
	同期アクティビティ検出周波数		99			kHz
$t_{\text{d(Det, Sync)}}$	同期アクティビティ検出周波数スレッシュホールド		$f_{(\text{SYNC})}$ を基準とします			3 サイクル
	同期 PLL ロック時間		$f_{(\text{SYNC})}$ を基準とします			$f_{(\text{SYNC})} - 5\% < f_{(\text{sw})} < f_{(\text{SYNC})} + 5\%$ まで 10 サイクル
	同期 high レベル出力電圧ドロップ		EN_SYNC_OUT = 0b1			$V_{(\text{VCC2})}$ を基準とします 0.4 V
	SYNC low レベル出力電圧		$I_{(\text{SYNC})} = 2\text{mA}$ 、 $V_{(\text{VCC2})} \geq 3.5\text{V}$ 、			0.3 V
	SYNC 出力駆動能力		EN_SYNC_OUT = 0b1 $V_{(\text{VCC2})} = 5\text{V}$			シンク -42 -31 -22 mA ソース 22 34 42 mA
<b>ソフトスタート</b>						
$I_{(\text{SS})}$	ソフトスタート電流					9 10 11 $\mu\text{A}$
	SS ブルダウン スイッチ $R_{\text{DS(on)}}$		$V_{(\text{SS})} = 1\text{V}$			21 40 $\Omega$
$t_{\text{d(DISCH;SS)}}$	SS ピン放電時間		内部 SS 放電から、ソフトスタート電流によってピンが再度充電されるまでの時間			500 $\mu\text{s}$
$t_{\text{d(EN;SS)}}$	SS ピンのランプ開始遅延時間		ソフトスタート電流が開始するまでの内部遅延			2.5 4 $\mu\text{s}$
$V_{(\text{SS, clamp})}$	SS ピンのクランプ電圧					4.1 V
<b>VOUT トラッキング</b>						
$V_{\text{T+(DTRK)}}$	DTRK 正方向のスレッシュホールド		$V_{(\text{DTRK})}$ 立ち上がり			1.19 V
$V_{\text{T-(DTRK)}}$	DTRK 負方向のスレッシュホールド		$V_{(\text{DTRK})}$ 立ち下がり			0.41 V
	DTRK アクティビティ検出周波数	DTRK アクティビティ検出周波数	148			kHz
$t_{\text{d(DTRK)}}$	DTRK 検出遅延時間					3 サイクル
$f_{\text{c(LPF)}}$	内部ローパスのコーナー周波数					40 kHz
	$V_{(\text{REF})}$ 電圧オフセット誤差	$V_{(\text{REF})}$ 電圧オフセット誤差	$f_{(\text{DTRK})} = 500\text{kHz}$ 、デューティ = 50%、 $V_{(\text{REF})} = 1\text{V}$			$\pm 10$ mV
<b>パルス幅変調</b>						

## 5.5 電気的特性 (続き)

標準値は  $T_J=25^{\circ}\text{C}$  に対応します。最小値および最大値は  $T_J=-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$  の範囲で適用されます。特に記載がない限り、 $V_{(\text{BIAS})} = 12\text{V}$

パラメータ		最小値	標準値	最大値	単位
スイッチング周波数	$R_{\text{RT}} = 14.20\text{k}\Omega$ 、	2000	2200	2400	kHz
	$R_{\text{RT}} = 15.63\text{k}\Omega$ 、	1845	2000	2255	kHz
スイッチング周波数	$R_{\text{RT}} = 316\text{k}\Omega$ 、	90	100	110	kHz
最小の制御可能なオン時間	fPWM、 $R_{\text{RT}} = 14\text{k}\Omega$ 、正のインダクタ電流	昇圧モード	64		ns
		降圧モード	107		ns
制御可能な最小オフ時間		昇圧モード	96		ns
		降圧モード	97		ns
RT のレギュレーション電圧		0.75		V	
<b>モード選択</b>					
$V_{\text{T+}(\text{MODE})}$	モード入力の正方向スレッショルド				1.19 V
$V_{\text{T-}(\text{MODE})}$	モード入力の負の方向スレッショルド	0.41			V
<b>電流検出</b>					
	正のピーク電流制限スレッショルド	45 50 55			mV
	負のピーク電流制限スレッショルド	-56 -50 -44			mV
<b>平均電流制限</b>					
	電流センスアンプのトランスコンダクタンス	I2C インターフェイスはディセーブルまたは SEL_ISET_PIN = 0b1、 $V_{(\text{ISNSP})} > 3.3\text{V}$ 、 EN_NEG_CL_LIMIT = 0	$25\text{mV} \leq \Delta V_{(\text{ISNS})} \leq 50\text{mV}$		0.9 1 1.1 mS
オフセット電圧		$V_{\text{ISNS}} > 4.8\text{V}$	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$		-1.5 0 1.5 mV
		$V_{\text{ISNS}} > 4.8\text{V}$	$T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$		-2.5 0 2.5 mV
電流センシングアンプの出力電流		I2C インターフェイスはディセーブルまたは SEL_ISET_PIN = 0b1、 $V_{(\text{ISNSP})} > 3.3\text{V}$ 、 EN_NEG_CL_LIMIT = 0	5mV		2 5 8 $\mu\text{A}$
			25mV		21.5 25 28.5 $\mu\text{A}$
			50mV		45 50 55 $\mu\text{A}$
$g_{\text{m}}(\text{ILIMCOMP})$	電流センスアンプのトランスコンダクタンス	I2C インターフェイスがイネーブルで、 SEL_ISET_PIN = 0b0 $V_{\text{ISNS}} > 4.8\text{V}$ ; N_NEG_CL_LIMIT = 0	$\Delta V_{(\text{ISNS})} = 30\text{mV}$ および 50mV		450 500 550 $\mu\text{S}$
	電流制限	$R_{(\text{ISNS})} = 10\text{m}\Omega \pm 1\%$ 、 ILIM_THRESHOLD = 0x64	4.75 5 5.25		A
$\Delta V_{(\text{ISNSx})}$	電流制限スレッショルド電圧	ILIM_THRESHOLD = 0x14	8.6 10 11.4		mV
	電流制限スレッショルド電圧	ILIM_THRESHOLD = 0x3C	28.8 30 31.2		mV
	電流制限スレッショルド電圧	ILIM_THRESHOLD = 0x64	48 50 52		mV
$\Delta V_{(\text{ISNSx})}$	電流制限スレッショルド電圧	ILIM_THRESHOLD = 0xFF	67.2 70 72.8		mV
	電流制限スレッショルド電圧		5 70		mV
	電流制限スレッショルド電圧の標準的なプログラミング範囲		5 70		mV

## 5.5 電気的特性 (続き)

標準値は  $T_J=25^{\circ}\text{C}$  に対応します。最小値および最大値は  $T_J=-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$  の範囲で適用されます。特に記載がない限り、 $V_{(\text{BIAS})} = 12\text{V}$

パラメータ		最小値	標準値	最大値	単位		
	電流制限スレッシュホールドの電圧ステップ サイズ	5mV ~ 68.5mV に設定します			0.5 mV		
	ILIM をディセーブルするための最小電圧	VCC2 を基準とします			75 %		
$V_{(\text{SET})}$	ISET レギュレーション スレッシュホールド電圧	0.95	1	1.05	V		
<b>エラー アンプ</b>							
$V_{\text{REF}}$	FB 基準電圧	0.97	1	1.03	V		
	FB ピンのリーク電流	$V_{(\text{FB})} = 1\text{V}$			2 60 nA		
	出力電圧精度	$V_{(\text{FB})} = \text{VCC2}$ 、 $\text{SEL\_DIV20} = 0\text{b}1$	$V_{\text{o, nom}} = 5\text{V}$	4.75	5	5.25	V
			$V_{\text{o, nom}} = 20\text{V}$	19.6	20	20.4	V
			$V_{\text{o, nom}} = 48\text{V}$	47.04	48	48.96	V
	相互コンダクタンス	510	600	690	$\mu\text{S}$		
	COMP ソース電流				95 $\mu\text{A}$		
	COMP シンク電流				120 $\mu\text{A}$		
	COMP クランプ電圧	$V_{(\text{FB})} = 990\text{mV}$			1.2 1.25 1.3 V		
	COMP クランプ電圧	$V_{(\text{FB})} = 1.01\text{V}$			0.225 0.25 0.275 V		
$V_{\text{T+}(\text{SEL}_i\text{FB})}$	内部 FB 動作を選択するための最小電圧	$V_{(\text{FB})}$ 立ち上がり			2.6 V		
$t_{\text{d}(\text{uSleep})}$	スリープ状態からウェイクアップするまでの遅延時間				7 $\mu\text{s}$		
<b>OVP</b>							
$\text{VT+}(\text{OVP})$	過電圧立ち上がりスレッシュホールド	FB の立ち上がり ( $V_{\text{REF}}$ を基準とする)			107 110 113 %		
$\text{VT-}(\text{OVP})$	過電圧立ち下がりスレッシュホールド	FB の立ち下がり ( $V_{\text{REF}}$ を基準とする)			101 105 109 %		
$\text{VT+}(\text{OVP}2)$	過電圧立ち上がりスレッシュホールド	$V_{(\text{VOUT})}$ の立ち上がり	$\text{V\_OVP}2 = 0\text{b}111111$		53.5 55 56.5 V		
	過電圧デグリッチ時間	9	10	12.5	$\mu\text{s}$		
<b>nFLT</b>							
	nFLT プルダウン スイッチの $R_{\text{DSON}}$	1mA のシンク			85 140 $\Omega$		
$V_{\text{T+}(\text{PG})}$	低電圧、正方向スレッシュホールド	FB の立ち上がり ( $V_{\text{REF}}$ を基準とする)			92 95 97 %		
$V_{\text{T-}(\text{PG})}$	低電圧、負方向スレッシュホールド	FB の立ち下がり ( $V_{\text{REF}}$ を基準とする)			87 90 93 %		
	nFLT オフ状態リーク				100 nA		
$t_{\text{d}(\text{nFLT-PIN})}$	デグリッチ・フィルタ	$V_{(\text{nFLT})} = 12\text{V}$			20 37 us		
<b>MOSFET ドライバ</b>							
$t_{\text{r}}$	立ち上がり時間	LO1, LO2	$C_{\text{G}} = 3.3\text{nF}$		10 ns		
$t_{\text{f}}$	立ち下がり時間		$C_{\text{G}} = 3.3\text{nF}$		8 ns		
$t_{\text{r}}$	立ち上がり時間	HO1, HO2	$C_{\text{G}} = 3.3\text{nF}$		15 ns		
$t_{\text{f}}$	立ち下がり時間		$C_{\text{G}} = 3.3\text{nF}$		15 ns		
$t_{\text{t}}$	遷移 (デッド) 時間		$C_{\text{G}} = 3.3\text{nF}$	$R_{(\text{RT})} = 316\text{k}\Omega$ (0.1MHz)、 $\text{SEL\_MIN\_DEADTIME\_GDRV} = 0\text{b}01$ 、 $\text{SEL\_SCALE\_DT} = 0\text{b}1$ 、 $\text{EN\_CONST\_TDEAD} = 0\text{b}0$	42 ns		

## 5.5 電気的特性 (続き)

標準値は  $T_J=25^{\circ}\text{C}$  に対応します。最小値および最大値は  $T_J=-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$  の範囲で適用されます。特に記載がない限り、 $V_{(\text{BIAS})} = 12\text{V}$

パラメータ				最小値	標準値	最大値	単位
$t_t$	遷移 (デッド) 時間		$C_G = 3.3\text{nF}$	$R_{(\text{RT})} = 14.2\text{k}\Omega$ (2.2MHz)、 SEL_MIN_DEADTIME_ GDRV = 0b01、 SEL_SCALE_DT = 0b1、 EN_CONST_TDEAD = 0b0		19.5	ns
	ゲートドライバのハイサイド オン抵抗	LO1、LO2	$I_{(\text{test})} = 500\text{mA}$			1.8	$\Omega$
	ゲートドライバのハイサイド オン抵抗	HO1、HO2				1.5	$\Omega$
	ゲートドライバのローサイド オン抵抗	LO1、LO2				0.9	$\Omega$
	ゲートドライバのローサイド オン抵抗	HO1、HO2				0.8	$\Omega$
$V_{\text{TH-}}$ (BOOT_UV)	負方向のブートストラップ UVLO スレッシュ ヨルド		$V(\text{HBx}) - V(\text{SWx})$ の立ち 下がり	2.5	2.7	3.1	V
$V_{\text{TH-}}$ (BOOT_UV)	ブート ストラップ UVLO ヒ ステリシス			300			mV
$V_{\text{TH+}}$ (BST_OV)	正方向のブートストラップ過 電圧スレッシュヨ ルド		$V(\text{HBx}) - V(\text{SWx})$ 立ち上 がり、 $I_{\text{HBx}} = 10\text{mA}$	5.1	5.5	5.9	V
$V_{\text{TH}}$ (GATEOUT)	ゲートドライバの出力スイッ チング検出	LO1、LO2	VCC を基準とします	37			%
$V_{\text{TH}}$ (GATEOUT)	ゲートドライバの出力スイッ チング検出	HO2、HO2	$V(\text{HBx}) - V(\text{SWx})$ を基準 とします	37			%
<b>サーマル シャットダウン</b>							
$T_{T+J}$	サーマル シャットダウンの スレッシュヨルド	サーマル シャットダウ ンのスレッシュ ヨルド	$T_J$ 立ち上がり	164			$^{\circ}\text{C}$
	サーマル シャットダウン ヒ ステリシス	サーマル シ ャットダウン ヒステリシス		15			$^{\circ}\text{C}$
<b>過熱警告</b>							
	過熱警告スレッシュヨルド		$T_J$ 立ち上がり	THW_THRESHOLD=0b0 0	140		$^{\circ}\text{C}$
	熱警告標準値プログラミング範囲			95	140		$^{\circ}\text{C}$
	過熱警告精度			$\pm 10$			$^{\circ}\text{C}$
<b>R2D インターフェイス</b>							
	内部リファレンス抵抗			31.77	33	34.23	k $\Omega$

## 5.5 電気的特性 (続き)

標準値は  $T_J=25^{\circ}\text{C}$  に対応します。最小値および最大値は  $T_J=-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$  の範囲で適用されます。特に記載がない限り、 $V_{(\text{BIAS})} = 12\text{V}$

パラメータ		最小値	標準値	最大値	単位		
R <sub>CFG</sub>	R2D 設定 #0		0	0.1	kΩ		
	R2D 設定 #1	0.4956 7	0.511	0.5263 3	kΩ		
	R2D 設定 #2	1.1155	1.15	1.1845	kΩ		
	R2D 設定 #3	1.8139	1.87	1.9261	kΩ		
	R2D 設定 #4	2.6578	2.74	2.8222	kΩ		
	R2D 設定 #5	3.7151	3.83	3.9449	kΩ		
	R2D 設定 #6	4.9567	5.11	5.2633	kΩ		
	R2D 設定 #7	6.2953	6.49	6.6847	kΩ		
	R2D 設定 #8	8.0025	8.25	8.4975	kΩ		
	R2D 設定 #9	10.185	10.5	10.815	kΩ		
	R2D 設定 #10	12.901	13.3	13.699	kΩ		
	R2D 設定 #11	15.714	16.2	16.686	kΩ		
	R2D 設定 #12	19.885	20.5	21.115	kΩ		
	R2D 設定 #13	24.153	24.9	25.647	kΩ		
	R2D 設定 #14	29.197	30.1	31.003	kΩ		
	R2D 設定 #15	35.405	36.5	37.595	kΩ		
<b>保護 / 監視</b>							
	SCP ヒックアップ モード オン時間		0.85	1	1.15	ms	
	SCP ヒックアップ モード オフ時間		20.4	24	27.6	ms	
<b>ケーブル降下補償</b>							
	外部フィードバックによるケーブルドロップ補償のための V <sub>OUT</sub> 増加	R <sub>(FB,top)</sub> = 100kΩ; CDC_GAIN=0b01	V <sub>(CDC)</sub> = 0.2V	0.08	0.1	0.12	V
			V <sub>(CDC)</sub> = 1V	0.45	0.5	0.55	V
	内部フィードバックによるケーブルドロップ補償のための V <sub>OUT</sub> 増加	CDC_GAIN=0b01	V <sub>(CDC)</sub> = 0.2V	0.075	0.1	0.125	V
			V <sub>(CDC)</sub> = 1V	0.45	0.5	0.55	V
g <sub>m</sub> (CDC)	CDC 電流センス アンブ トランスコンダクタンス	ΔV <sub>(IMON)</sub> = 50mV および 30mV	V <sub>(ISNSP)</sub> > 3.3V、 EN_NEG_CL_LIMIT = 0	450	500	550	μs
	CDC 電流センス アンブの帯域幅			1			MHz

## 5.5 電気的特性 (続き)

標準値は  $T_J=25^{\circ}\text{C}$  に対応します。最小値および最大値は  $T_J=-40^{\circ}\text{C} \sim 125^{\circ}\text{C}$  の範囲で適用されます。特に記載がない限り、 $V_{(\text{BIAS})} = 12\text{V}$

パラメータ		最小値	標準値	最大値	単位
出力電流 CDC	$\Delta V_{(\text{IMON})} = 50\text{mV}$ 、 $\text{EN\_NEG\_CL\_LIMIT} = 0$	23.3	25.0	26.8	$\mu\text{A}$
	$\Delta V_{(\text{IMON})} = 25\text{mV}$ 、 $\text{EN\_NEG\_CL\_LIMIT} = 0$	10.6	12.5	14.4	$\mu\text{A}$
	$\Delta V_{(\text{IMON})} = 5\text{mV}$ 、 $\text{EN\_NEG\_CL\_LIMIT} = 0$	0.8	2.5	4.2	$\mu\text{A}$
<b>駆動ピン</b>					
プルダウン抵抗	$\text{SEL\_DRV\_SUP} = 0\text{b}00$ 、 $0\text{b}01$ 、 $0\text{b}10$	470		1400	$\Omega$
プルアップ抵抗	$\text{SEL\_DRV\_SUP} = 0\text{b}01$ または $\text{SEL\_DRV\_SUP} = 0\text{b}10$ 、	530		1500	$\Omega$
最大出力電流	$\text{SEL\_DRV\_SUP} = 0\text{b}00$ 、 $0\text{b}01$ 、 $0\text{b}10$	3	9	16	$\text{mA}$
最大出力電流	$\text{SEL\_DRV\_SUP} = 0\text{b}01$ または $\text{SEL\_DRV\_SUP} = 0\text{b}10$ 、	5	9	14	$\text{mA}$
プルダウン抵抗	$\text{SEL\_DRV\_SUP} = 0\text{b}11$	330		900	$\Omega$
プルアップ抵抗		450		1200	$\Omega$
最大出力電流		5	9	14	$\text{mA}$
最大出力電流		5	8	13	$\text{mA}$
チャージポンプのスイッチング周波数	$\text{SEL\_DRV\_SUP} = 0\text{b}11$		100		$\text{kHz}$
<b>出力放電</b>					
出力放電電流	$\text{VO\_DISCH} = 0\text{b}00$	17.5	25	32.5	$\text{mA}$
	$\text{VO\_DISCH} = 0\text{b}01$	35	50	65	$\text{mA}$
	$\text{VO\_DISCH} = 0\text{b}10$	52.5	75	97.5	$\text{mA}$
$V_{\text{TH}(\text{DISCH})}$	放電完了スレッシュホールド	0.4	0.5	0.6	$\text{V}$
<b>スペクトラム拡散</b>					
	スイッチング周波数変調の範囲の 上限		7.8		%
	スイッチング周波数変調の範囲の 下限		-7.8		%

## 5.6 タイミング要件

動作接合部温度範囲および推奨電源電圧範囲 (特に記載のない限り)

		最小値	公称値	最大値	単位
<b>全体的なデバイス機能</b>					
	最小時間 Low EN トグル	EN から測定した時間 H から L、L から H への切り替え		22	$\mu\text{s}$
<b>I<sup>2</sup>C インターフェイス</b>					
$f_{\text{SCL}}$	SCL クロック周波数	スタンダード モード	0	100	$\text{kHz}$
		ファスト モード	0	400	
		ファスト モード プラス <sup>(1)</sup>	0	1000	
$t_{\text{Low}}$	SCL クロック Low 期間	スタンダード モード	4.7		$\mu\text{s}$
		ファスト モード	1.3		
		ファスト モード プラス <sup>(1)</sup>	0.5		

## 5.6 タイミング要件 (続き)

動作接合部温度範囲および推奨電源電圧範囲(特に記載のない限り)

			最小値	公称値	最大値	単位
t <sub>HIGH</sub>	SCL クロックの High の時間	スタンダード モード	4.0			μs
		ファスト モード	0.6			
		ファスト モード プラス (1)	0.26			
t <sub>BUF</sub>	停止条件と開始条件の間のバス フリー時間	スタンダード モード	4.7			μs
		ファスト モード	1.3			
		ファスト モード プラス (1)	0.5			
t <sub>SU:STA</sub>	繰り返し START 条件のセットアップ時間	スタンダード モード	4.7			μs
		ファスト モード	0.6			
		ファスト モード プラス (1)	0.26			
t <sub>HD:STA</sub>	(繰り返し) START 条件のホールド時間	スタンダード モード	4.0			μs
		ファスト モード	0.6			
		ファスト モード プラス (1)	0.26			
t <sub>HD:DAT</sub>	データ ホールド時間	スタンダード モード	0			μs
		ファスト モード	0			
		ファスト モード プラス (1)	0			
t <sub>r</sub>	SDA 信号と SCL 信号の両方の立ち上がり時間	スタンダード モード			1000	ns
		ファスト モード	20		300	
		ファスト モード プラス (1)			20	
t <sub>f</sub>	SDA 信号と SCL 信号の両方の立ち下がり時間	スタンダード モード			300	ns
		ファスト モード	20 × V <sub>DD</sub> /5.5		300	
		ファスト モード プラス (1)	20 × V <sub>DD</sub> /5.5		120	
t <sub>SU:STO</sub>	STOP 条件のセットアップ時間	スタンダード モード	4.0			μs
		ファスト モード	0.6			
		ファスト モード プラス (1)	0.26			
t <sub>VD:DAT</sub>	データ有効時間	スタンダード モード			3.45	μs
		ファスト モード			0.9	
		ファスト モード プラス (1)			0.45	
t <sub>VD:ACK</sub>	データ有効アクリッジ時間	スタンダード モード			3.45	μs
		ファスト モード			0.9	
		ファスト モード プラス (1)			0.45	
C <sub>b</sub>	各バスラインの容量性負荷	スタンダード モード			400	pF
		ファスト モード			400	

(1) ファスト モード プラスもサポートされていますが、I<sup>2</sup>C 規格には完全には準拠していません

## 5.7 代表的特性

以下の条件が適用されます (特に記述のない限り)。 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{(VCC2)} = 5\text{V}$

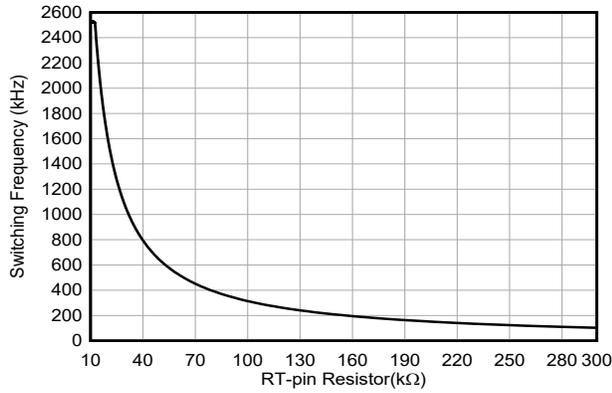


図 5-1. スイッチング周波数と RT 抵抗との関係

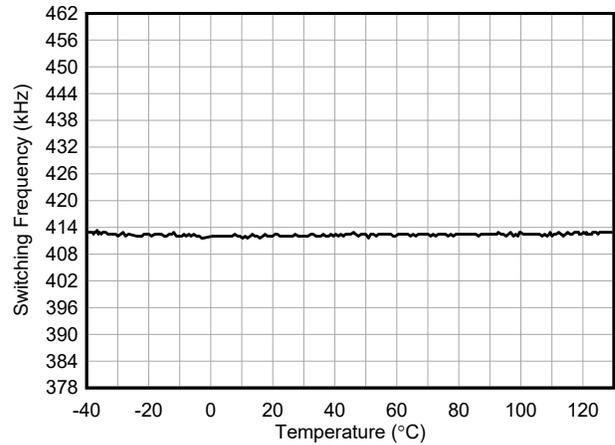


図 5-2. スイッチング周波数と温度との関係  
 $R_{(RT)} = 75\text{K}\Omega$

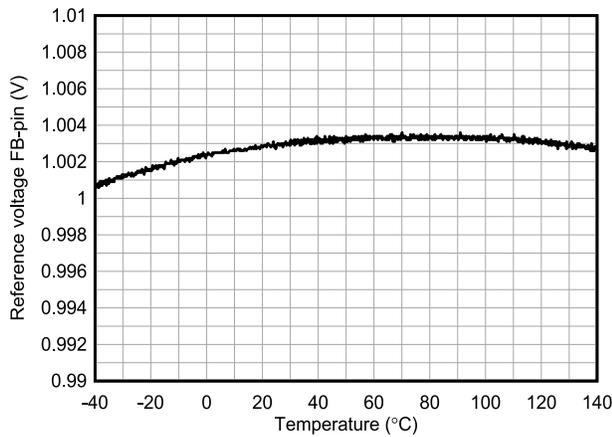


図 5-3. FB ピン基準電圧と温度との関係

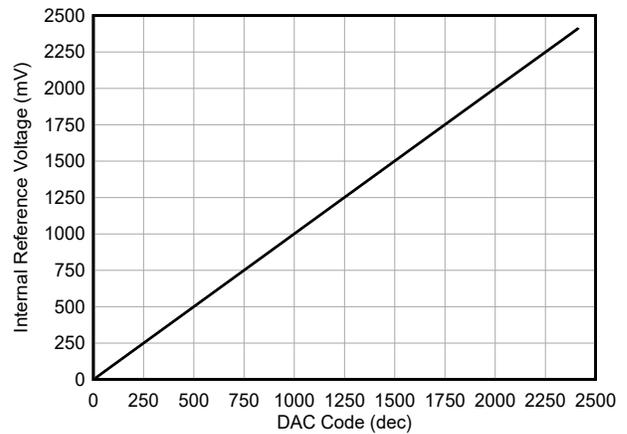


図 5-4. FB ピン基準電圧と VO レジスタ DAC コードとの関係

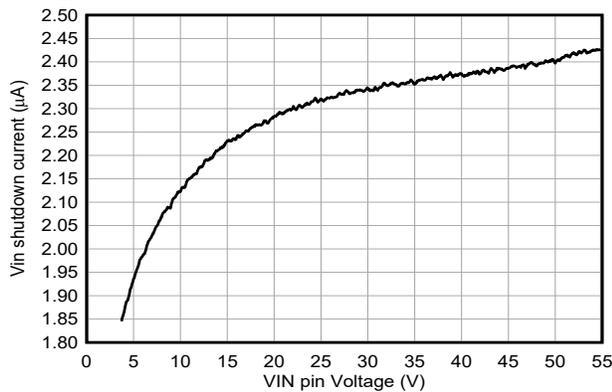


図 5-5. VIN へのシャットダウン電流とピン電圧との関係  
 $V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$ 、 $V_{(VIN)} = 12\text{V}$ 、 $V_{(BIAS)} = 0\text{V}$

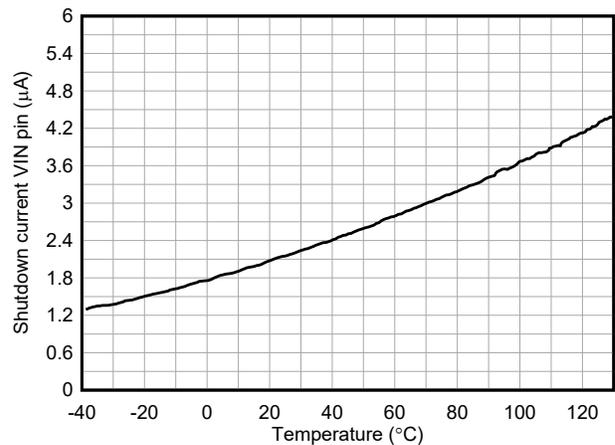


図 5-6. VIN へのシャットダウン電流と温度との関係  
 $V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$ 、 $V_{(VIN)} = 12\text{V}$ 、 $V_{(BIAS)} = 0\text{V}$

## 5.7 代表的特性 (続き)

以下の条件が適用されます (特に記述のない限り)。 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{(VCC2)} = 5\text{V}$

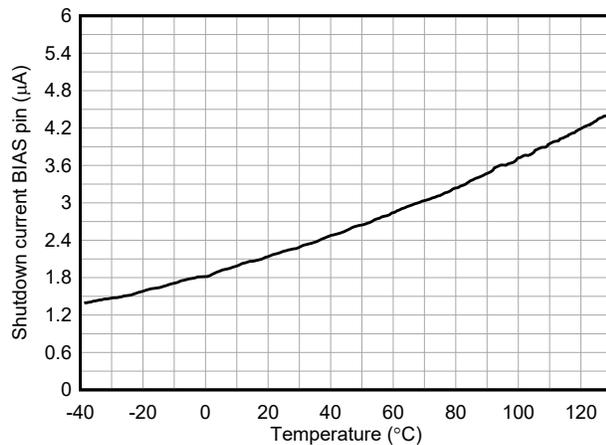


図 5-7. BIAS に流れ込むシャットダウン電流と温度との関係  
 $V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$ 、 $V_{(VIN)} = 3.5\text{V}$ 、 $V_{(BIAS)} = 12\text{V}$

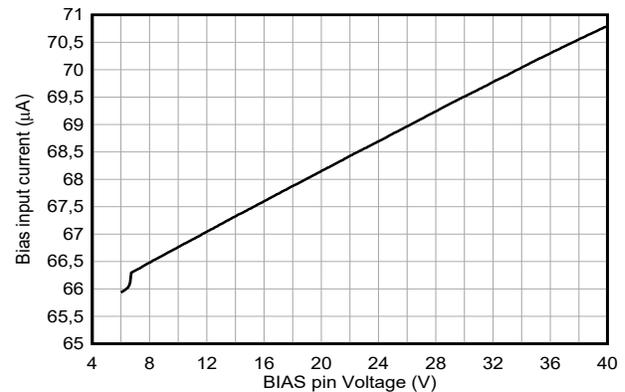


図 5-8. BIAS ピン電圧に対する BIAS ピン電流  
 $V_{(VIN)} = 3.5\text{V}$

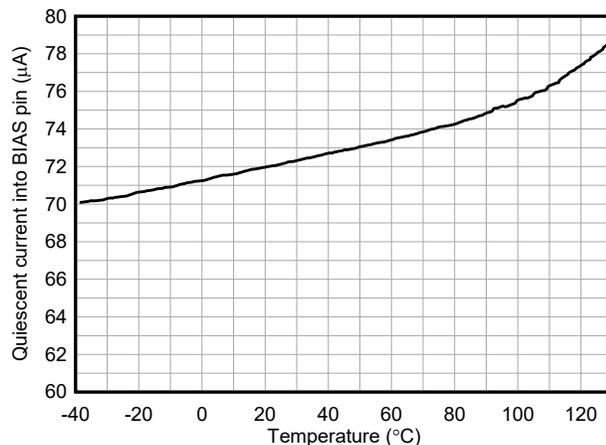


図 5-9. BIAS と BIAS の間の静止電流  
 $V_{(BIAS)} = 12\text{V}$ 、 $V_{(VIN)} = 3.5\text{V}$

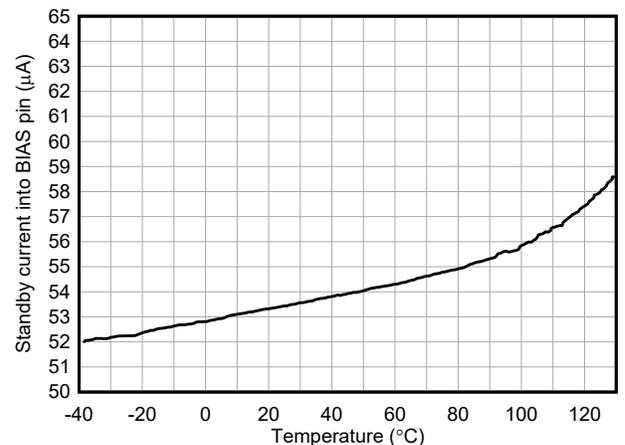


図 5-10. BIAS へのスタンバイ電流と温度との関係  
 $V_{(VIN)} = 3.5\text{V}$ 、 $V_{(BIAS)} = 12\text{V}$

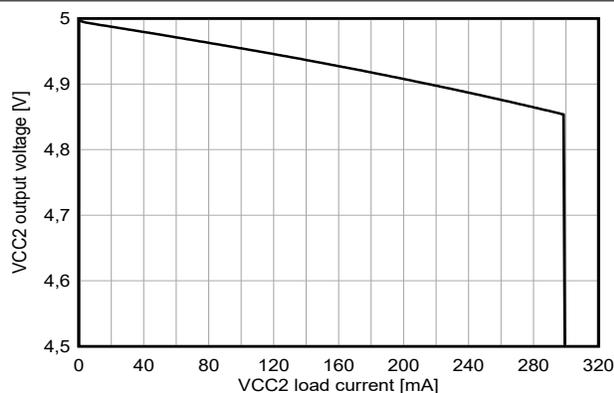


図 5-11. VCC2 LDO 出力電圧と VCC2 負荷電流との関係  
 $V_{(VIN)} = 12\text{V}$ 、 $V_{(BIAS)} = 0\text{V}$

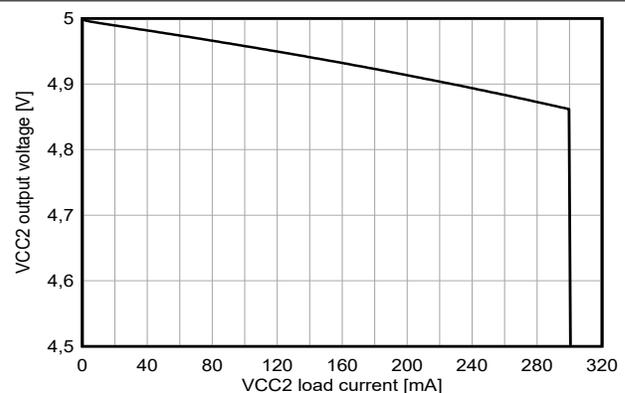


図 5-12. VCC2 LDO 出力電圧と VCC2 負荷電流との関係  
 $V_{(VIN)} = 3.5\text{V}$ 、 $V_{(BIAS)} = 12\text{V}$

## 5.7 代表的特性 (続き)

以下の条件が適用されます (特に記述のない限り)。 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{(VCC2)} = 5\text{V}$

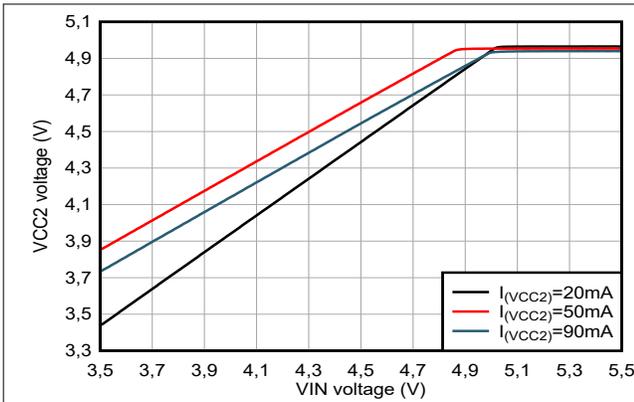


図 5-13. VCC2 LDO 出力電圧と VIN 電圧との関係  
 $V_{(\text{BIAS})} = 0\text{V}$

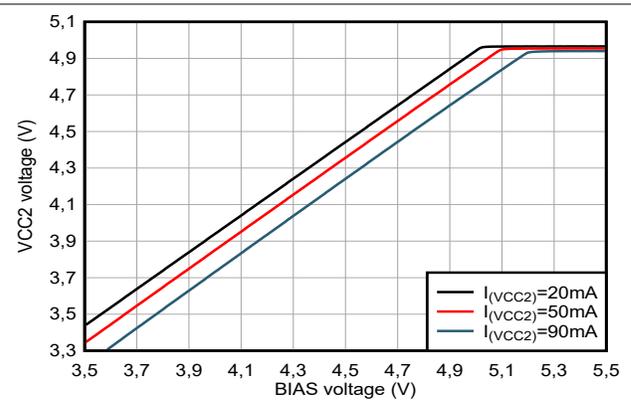


図 5-14. VCC2 LDO 出力電圧と BIAS 電圧との関係  
 $V_{(\text{VIN})} = 2.5\text{V}$

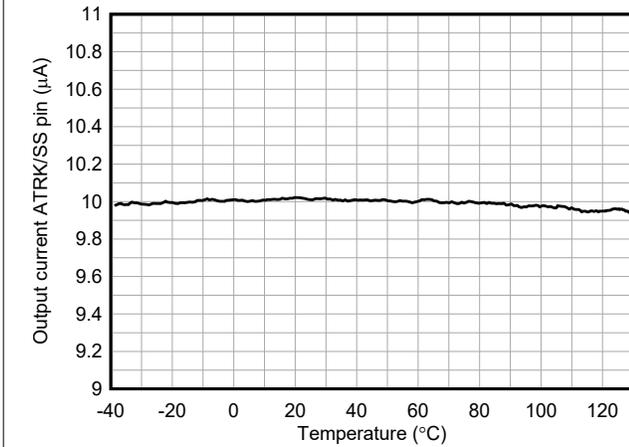


図 5-15. ソフト スタート電流と温度との関係

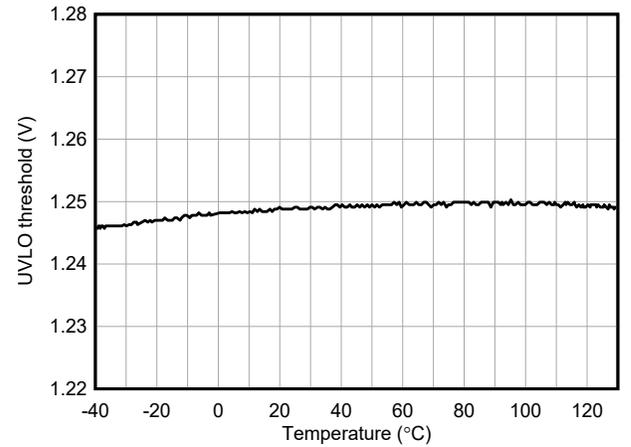


図 5-16. EN/UVLO スレッシュホールドと温度との関係

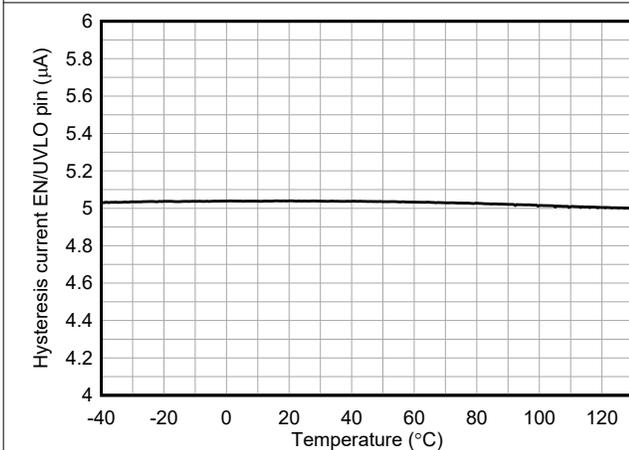


図 5-17. EN/UVLO のヒステリシス電流と温度との関係

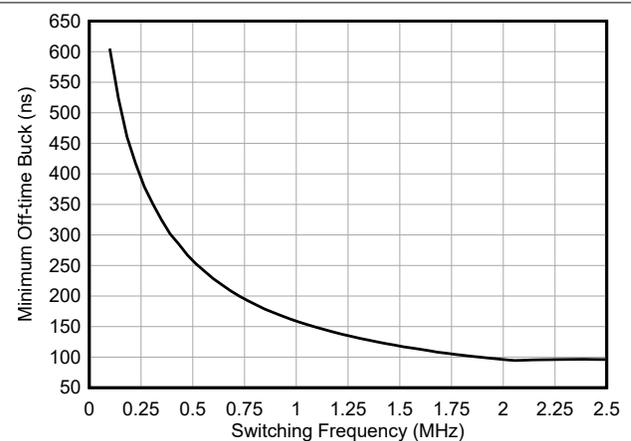


図 5-18. 降圧の最小オフ時間とスイッチング周波数との関係

## 5.7 代表的特性 (続き)

以下の条件が適用されます (特に記述のない限り)。 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{(VCC2)} = 5\text{V}$

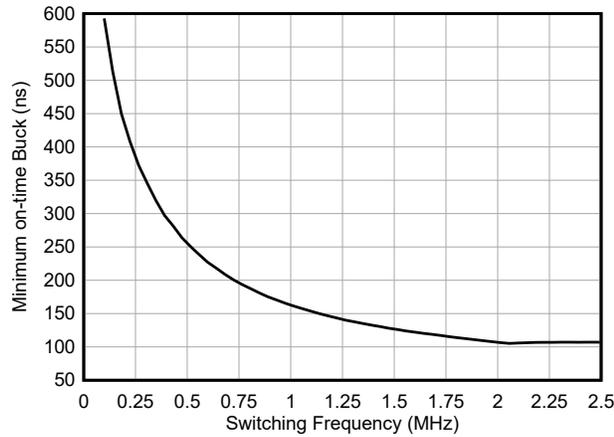


図 5-19. 降圧の最小オン時間とスイッチング周波数との関係

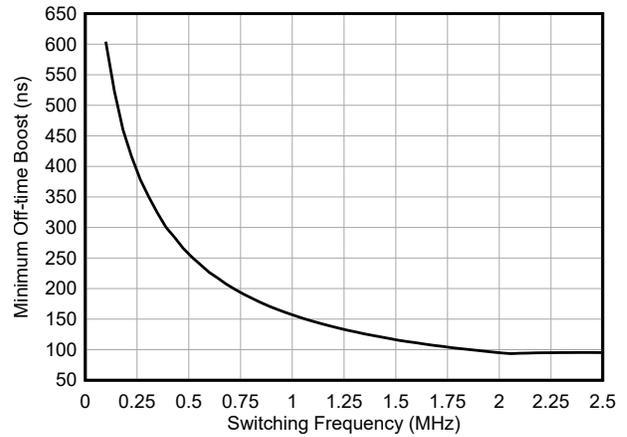


図 5-20. 昇圧の最小オフ時間とスイッチング周波数との関係

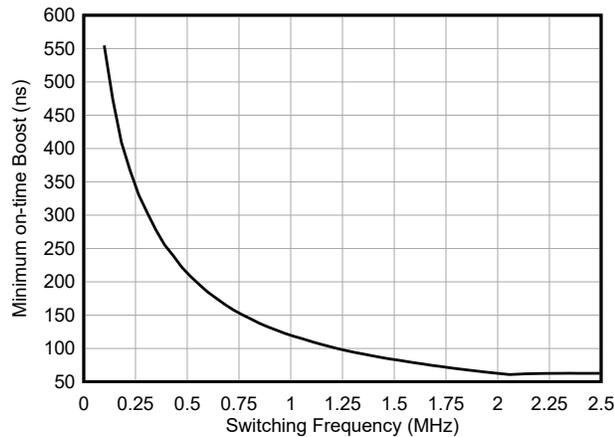


図 5-21. 昇圧の最小オン時間とスイッチング周波数との関係

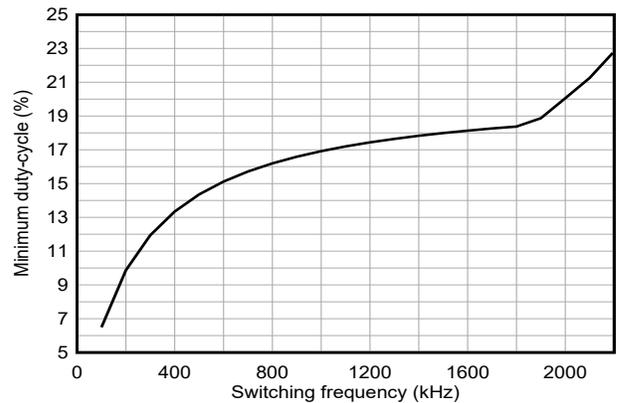


図 5-22. PSM 動作の降圧最小デューティ サイクルとスイッチング周波数との関係 (SYNC\_OUT = イネーブル)

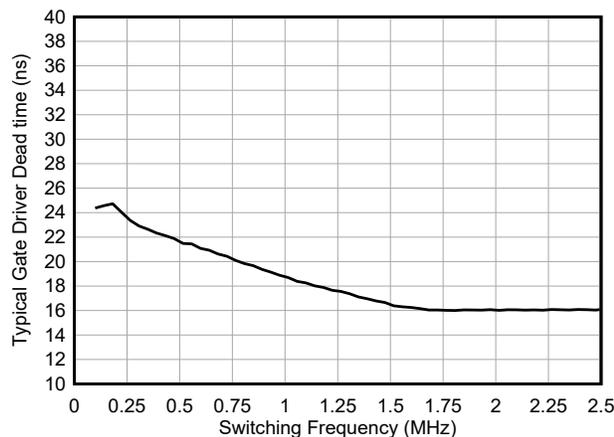


図 5-23. ゲートドライバ遷移 (デッド) 時間とスイッチング周波数との関係

SEL\_MIN\_DEADTIME\_GDRV = 0b01, SEL\_SCALE\_DT = 0b0, EN\_CONST\_TDEAD = 0b0

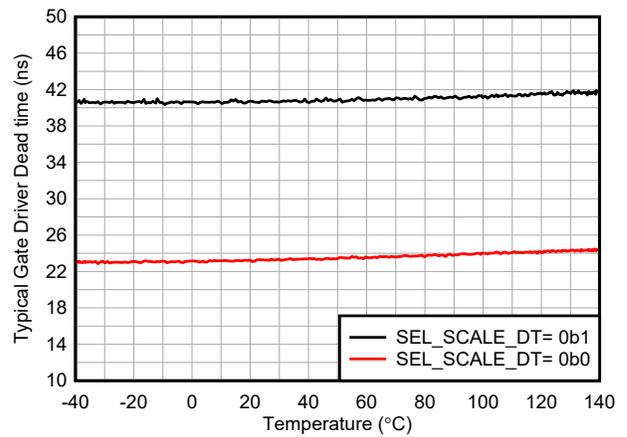


図 5-24. ゲートドライバ遷移 (デッド) 時間とスイッチング周波数との関係

$f_{(sw)} = 100\text{kHz}$ , SEL\_MIN\_DEADTIME\_GDRV = 0b01, EN\_CONST\_TDEAD = 0b0, ローサイド オフ、ハイサイドをオンにします

## 5.7 代表的特性 (続き)

以下の条件が適用されます (特に記述のない限り)。 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{(VCC2)} = 5\text{V}$

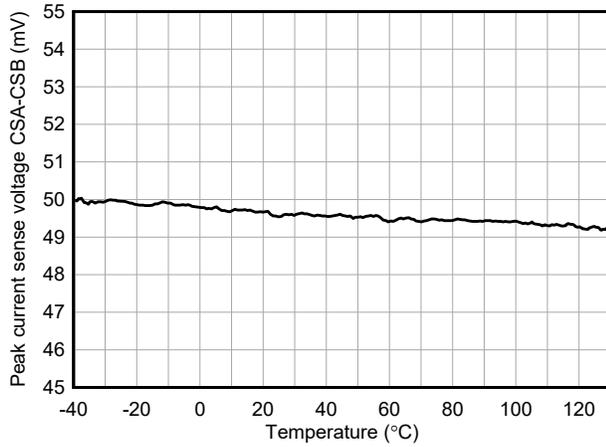


図 5-25. ピーク電流制限スレッシュホールド電圧と温度との関係

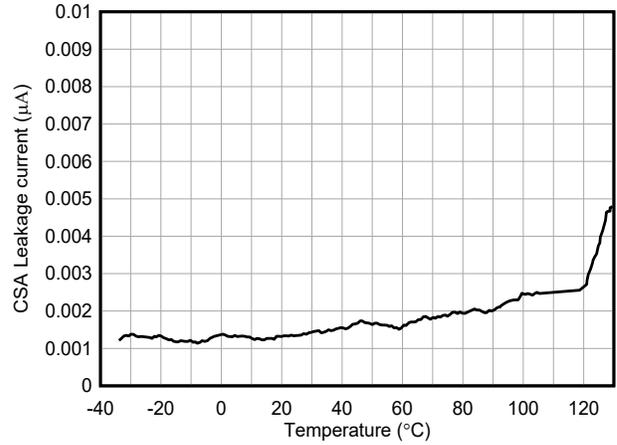


図 5-26. CSA 入力電流と温度との関係

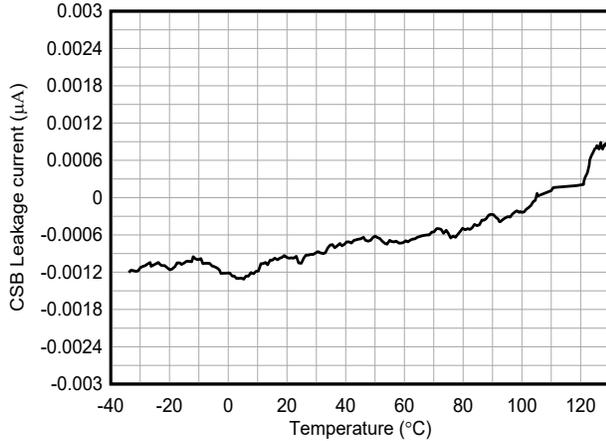


図 5-27. CSB 入力電流と温度との関係

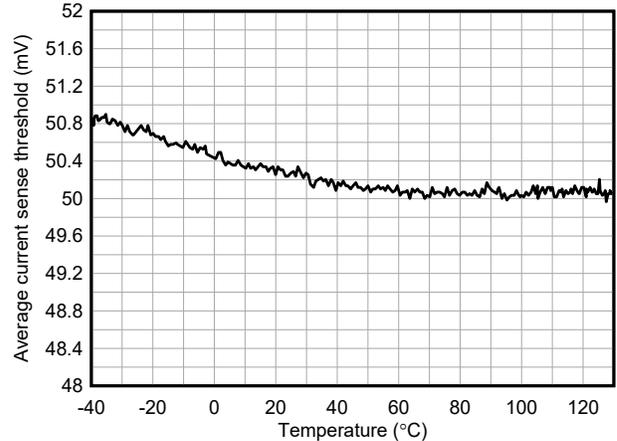


図 5-28. 平均電流制限スレッシュホールド電圧と温度との関係  
ILIM\_THRESHOLD = 0x64

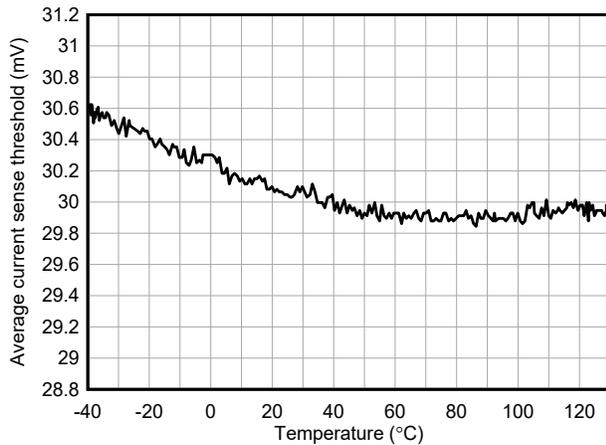


図 5-29. 平均電流制限スレッシュホールド電圧と温度との関係  
ILIM\_THRESHOLD = 0x3C

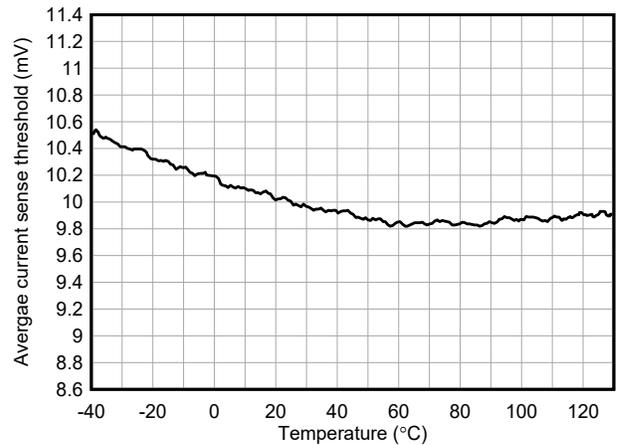


図 5-30. 平均電流制限スレッシュホールド電圧と温度との関係  
ILIM\_THRESHOLD = 0x14

## 6 パラメータ測定情報

### ゲート ドライバの立ち上がり時間と立ち下がり時間

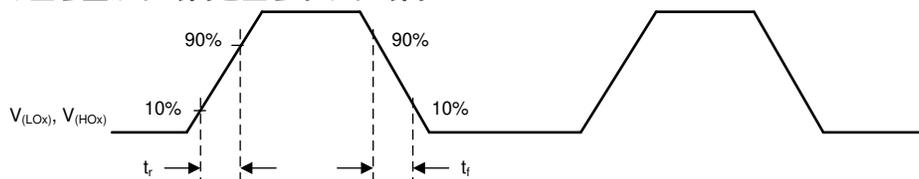


図 6-1. タイミング図ゲート ドライバ  $t_r$ 、 $t_f$

### ゲート ドライバ デッド (遷移) - タイム

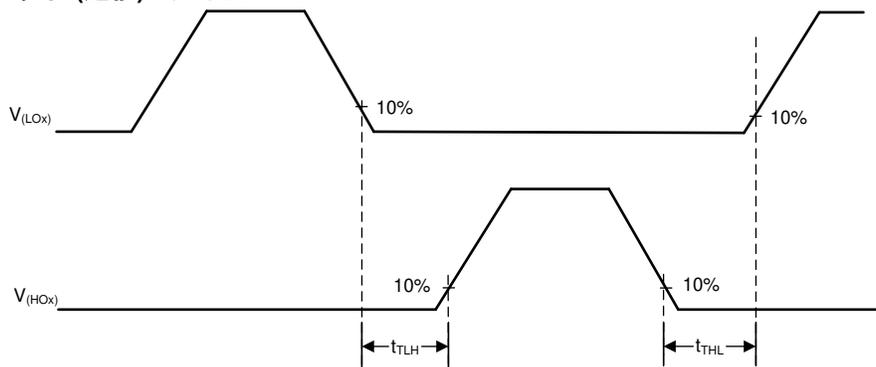


図 6-2. タイミング図ゲート ドライバ  $t_t$

## 7 詳細説明

### 7.1 概要

LM51772 は、4 スイッチ昇降圧コントローラです。入力電圧が調整された出力電圧よりも高い、等しい、または低い場合に、レギュレートされた出力電圧を供給します。パワーセーブ モードでは、このデバイスは、出力負荷の範囲全体にわたって高い効率をサポートします。

LM51772 は固定スイッチング周波数 (in fPWM) で動作し、RT または SYNC ピンを経由して設定できます。降圧、昇圧、昇降圧動作中も、スイッチング周波数は一定に維持されます。このデバイスは、すべての動作モードにわたって小さなモード遷移リップルを維持します。

出力電圧とデバイス構成は、内蔵の I2C インターフェイスにより動的にプログラム可能です。内蔵およびオプションのハイサイド電流センサには、高精度の出力電流制限機能があります。LM51772 の平均電流制限も、I2C インターフェイスにより構成可能です。

## 7.2 機能ブロック図

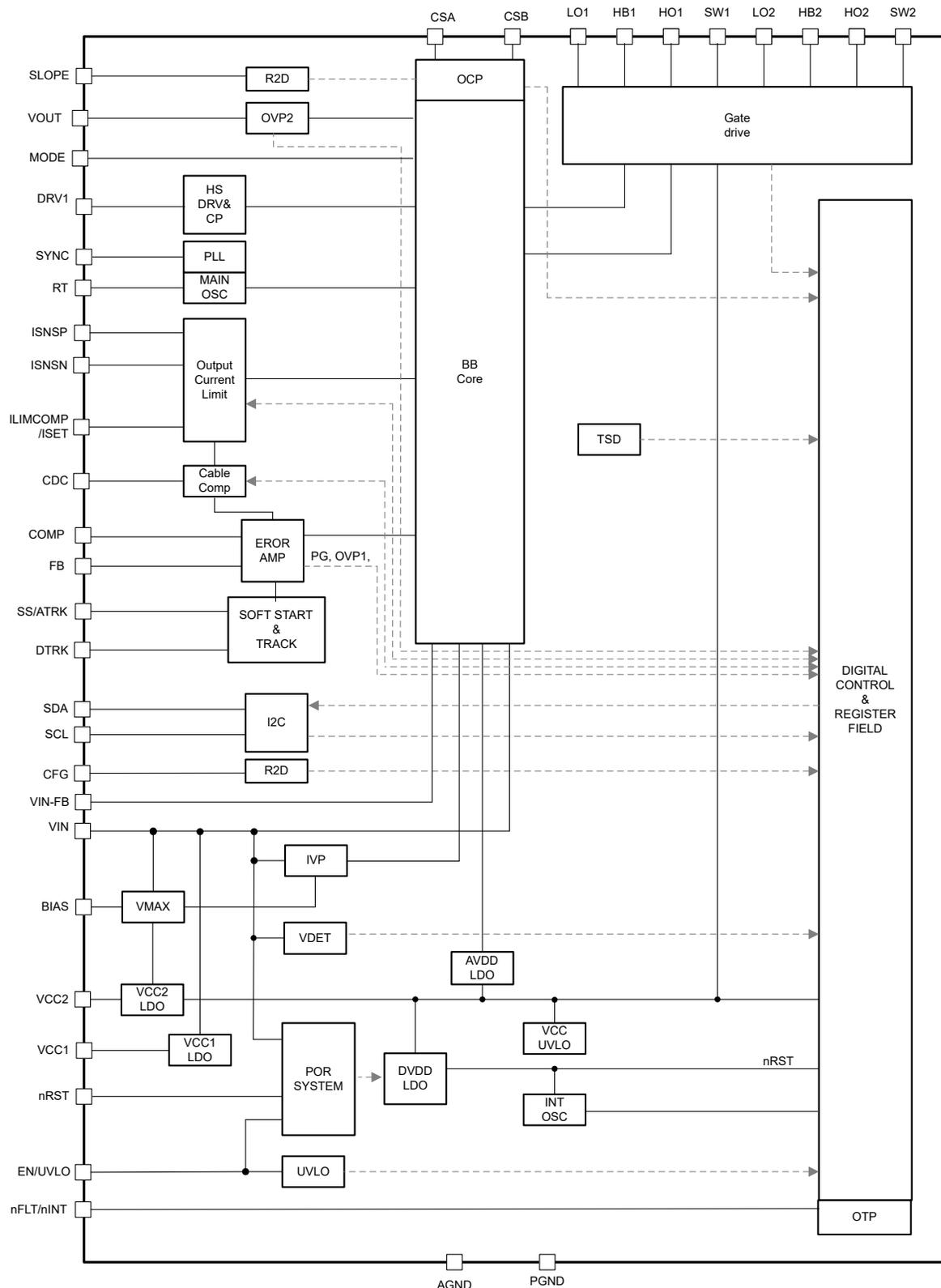


図 7-1. LM51772 の機能ブロック図

## 7.3 機能説明

### 7.3.1 昇降圧制御方式

LM51772 昇降圧制御アルゴリズムにより、異なる動作モード、固定周波数動作、電力段保護機能間でシームレスに遷移できます。内部ステートマシンは、次の 3 つのアクティブなスイッチング状態を使用して電流フローを制御します。

状態 I: トランジスタ Q1 と Q3 は導通状態です。Q2 と Q4 は導通していません (昇圧モードの磁化状態)。

状態 II: トランジスタ Q1 と Q4 は導通状態です。Q2 と Q3 は導通していません (昇圧消磁または降圧磁化状態)。

状態 III: トランジスタ Q2 と Q4 は導通状態です。Q1 と Q3 は導通していない (降圧消磁状態)。

スイッチ	状態 I	状態 II	状態 III
Q1	オン	オン	OFF
Q2	OFF	OFF	オン
Q3	オン	OFF	OFF
Q4	OFF	オン	オン

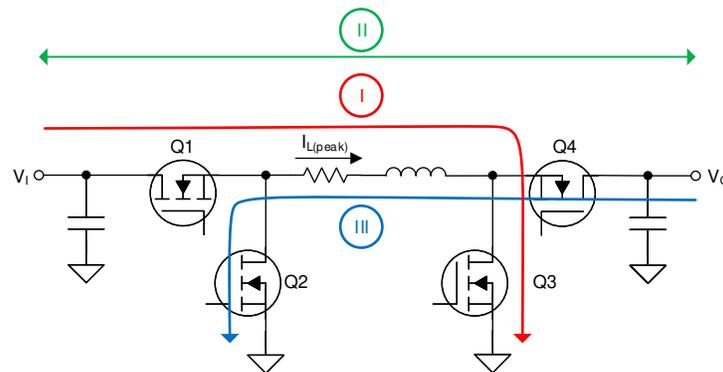


図 7-2. 昇降圧アクティブスイッチング状態

#### 7.3.1.1 降圧モード

降圧モード動作では、コンバータは内部クロック信号によって降圧磁化サイクル (状態 II) を開始します。インダクタがピーク電流に達すると、コンバータは降圧消磁 (状態 III) に進みます。次のクロック信号が得られると、コンバータは降圧の磁化サイクルに戻り、ピーク電流のサンプリングで新しいスイッチングサイクルを開始します。デューティサイクルが最小オフ時間に達しない限り、電流制御は降圧動作モードに維持されます。

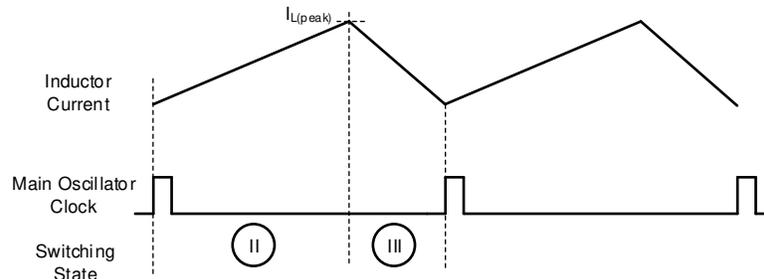


図 7-3. 連続電流降圧動作におけるインダクタ電流

### 7.3.1.2 昇圧モード

昇圧モード動作では、コンバータは内部クロック信号によって昇圧磁化サイクル (スイッチング状態 I) を開始します。インダクタ電流がサンプリングされると、デバイスは昇圧の消磁状態であるスイッチング状態 II に遷移します。昇圧モードでの最大デューティサイクルは、最小昇圧オン時間と、選択したスイッチング周波数によって制限されます。

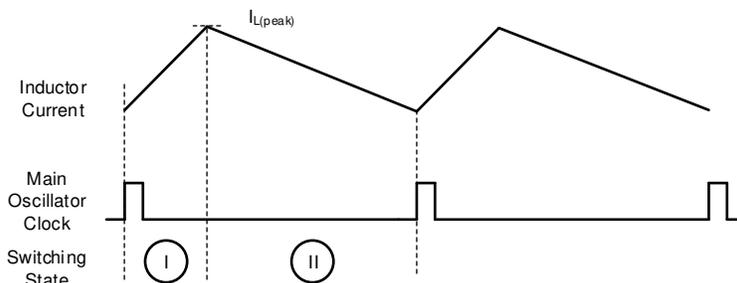


図 7-4. 連続電流昇圧動作時のインダクタ電流

### 7.3.1.3 昇降圧モード

昇圧モード動作でのオン時間が最小オン時間よりも短く、または降圧モードでのオフ時間が最小オフ時間を下回ると、制御は昇降圧動作に移行します。連続電流昇降圧モードでは、制御によって、ピーク電流に達する前に昇圧磁化 (状態 I) スwitching サイクルが追加されます。したがって、昇降圧動作モードは常に、3 つのスイッチング サイクルの状態 I、状態 II、状態 III すべてで構成されますこのモードでのピーク電流検出は、スイッチング状態 I の終了時に行われます

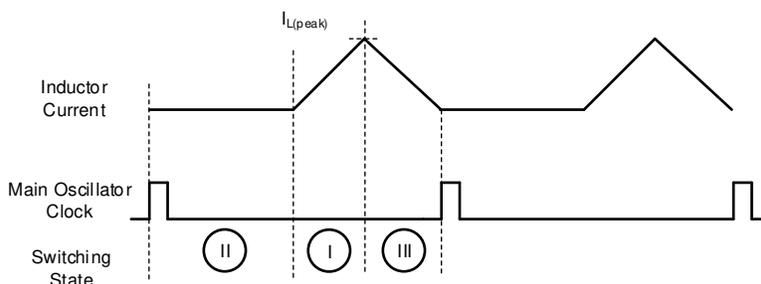


図 7-5. 連続昇降圧動作でのインダクタ電流

## 7.3.2 パワーセーブモード

MODE ピンが **low** の場合、パワーセーブモード (PSM) が有効になります。この動作モードでは、スイッチング動作が低下し、効率が最大化されます。MODE ピンが **high** の場合、パワーセーブモードはディセーブルです。その後、コンバータは連続導通モード (CCM) または強制 PWM モード (fPWM) で動作します。

PFM 昇圧、降圧、昇降圧モードでは、コンバータは定義された最小ピーク電流まで動作します。この最小電流 (PSM エントリスレッシュホールド) に達すると、PWM は動作を単一パルスに変化させます。単一パルス動作は、3 つの状態 (I、II、III) すべてで構成されます。単一パルス動作におけるデューティサイクルは、タイムベースであり、VIN と VOUT のさまざまなセンス電圧に対応しています。出力電圧リップルを小さくするため、コンバータの変調方式では、PSM エントリスレッシュホールド以下のスイッチング動作に 1 つまたは複数の単一パルスを使用します。

インダクタ電流 (負荷電流) がさらに減少すると、単一パルスの周波数は、選択されたスイッチング周波数の約 1/4 に低下します。インダクタ (負荷電流) がさらに減少すると、負荷により消費されるエネルギーが、スイッチング中にコンバータが生成するエネルギーよりも小さいため、出力電圧が上昇します。V<sub>O</sub> の上昇により、電圧レギュレーションループが増加を検出して、デバイスが一時停止またはテキサスインスツルメンツ独自のスリープモード (usleep) がイネーブルの場合には、デバイスが停止します。

usleep モードでは、両方のローサイドがオンになり、HB1 と HB2 のハイサイド ゲート電源を充電します。その他の内部回路は部分的にオフになっており、コンバータの消費電流を可能な限り最小限に抑えることができます。出力電圧が公称出力電圧設定点に達した場合、短いウェイクアップ時間の後にスイッチング動作が再度開始されます。



図 7-6. パワーセーブモード (スリープ無効) のタイミング図

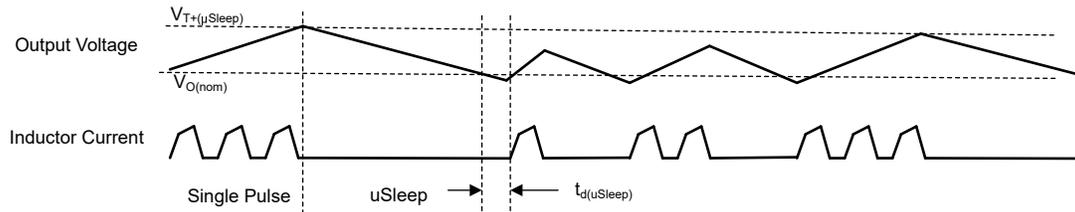


図 7-7. パワーセーブモード (スリープ有効) のタイミング図

PSM-ACM (自動導通モード) は、4 スイッチ昇降圧動作の大出力電流のパワーセーブモードです。負荷が PSM エントリ スレッショルドを超える昇降圧動作領域では、スイッチングパルスがスキップされ、制御は ACM に入ります。この場合、このデバイスのレギュレーションは状態 II を維持し、電力段の出力に inputs を導通します。必要に応じて、制御が状態 I または状態 III の最小時間でスイッチング動作を開始し、電圧レギュレーションループで要求されるようにインダクタ電流を維持します。したがって、出力電圧は依然として完全にレギュレートされ、本デバイスは OCP などのすべての保護機能を維持します。

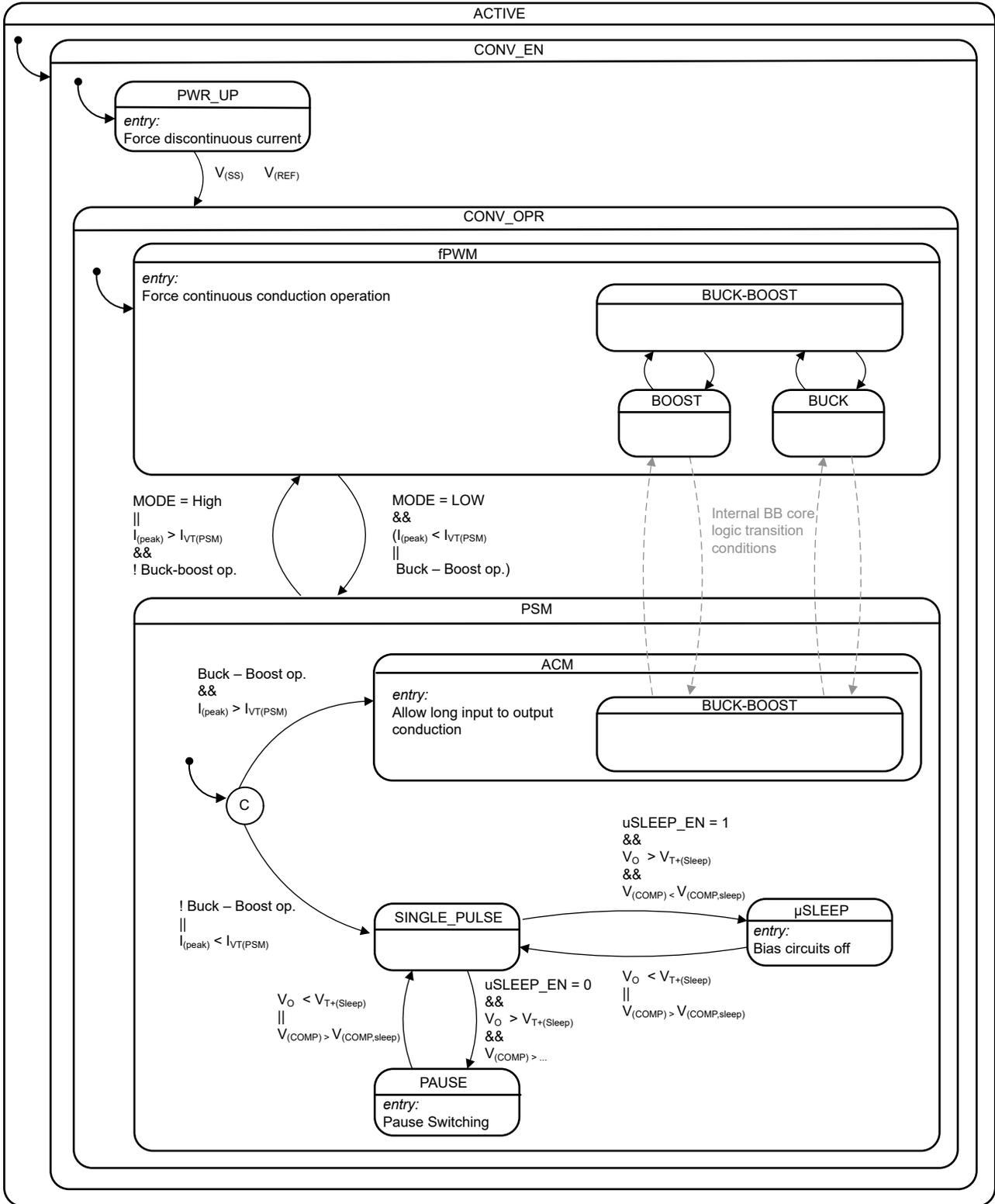


図 7-8. デフォルトのレジスタ設定を使用した PSM の機能状態図

LM51772 には適応型パワー セーブ モード スレッショルドがあります (PSM エントリ スレッショルドおよびリップル電流と入力電圧との関係を示す一般的なグラフを参照)。内部アルゴリズムは、 $I_{VT(PSM)}$  を次の式で導出します。

- VIN ピンに印加される入力電圧センス
- VOUT ピンから生成された出力電圧
- ADDR/SLOPE ピン (表 7-4) または 表 8-17 の SEL\_SLOPE\_COMP レジスタ を介して選択またはプログラムされたスロープ補償係数 ( $m_{sc}$ )。
- CFG3 ピン (表 7-6) で選択されたインダクタのデレーティング係数。INC\_INDUCTOR\_DERATING は、デフォルト設定値を 1LSB だけ増やします。または、表 8-17 でプログラムされた SEL\_INDUCT\_DERATE 設定。

インダクタのデレーティングは、LM51772 の電力段 ( $R_{CS}$ ) が設計されている最大電流において、インダクタのメーカーのデータシートに基づいて選択する必要があります。

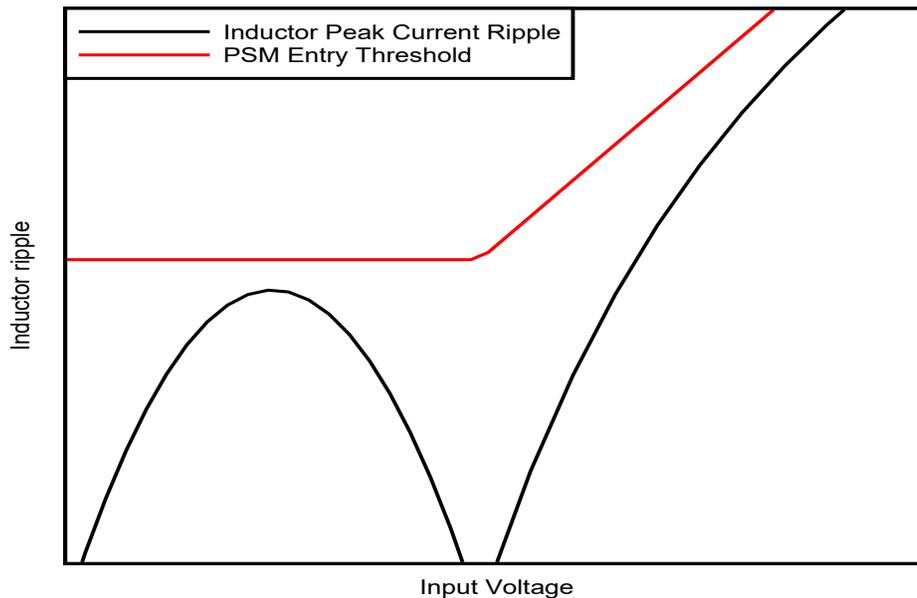


図 7-9. PSM エントリ スレッショルドおよびリップル電流と入力電圧との関係を示す一般的なグラフ

コンバータが、約 300ns 未満のオン時間で降圧動作し、軽負荷条件で動作する場合は、SYNC 入力機能を使用してインダクタ電流リップルを低減する代わりに、同期出力をオンにすることをお勧めします。

### 7.3.3 プログラマブル導通モード PCM

このデバイスは、大電流アプリケーション向けのパワー セーブ手法も搭載しています。ほとんどの固定周波数昇降圧動作における主な欠点は、昇降圧モード中の 4 つのアクティブ スイッチでの電力損失です。プログラマブル導通モード (PCM) は、プログラマブル入力電圧ウィンドウでコンバータの PWM ロジックに強制的にスイッチング動作を停止させます。この機能は、コンバータ段のソフト スタートが終了した後に利用可能です。入力電圧が PCM ウィンドウ内にある場合、両方のハイサイド FET (Q1、Q4) が外部電力段を介して入力を出力に接続しているため、出力電圧はほぼ入力電圧と等しくなります。プログラムされた  $V_1$  ウィンドウの範囲外では、選択したスレッショルドはコンバータの公称レギュレーション目標を表します。

これらの FET に対する電力供給は、デバイスの内蔵チャージ ポンプ回路により維持されます。PCM 中、ピーク電流保護の電流制限は完全に動作し、ユーザーはサイクル単位の電流制限を活用できます。SCP ヒカップ保護機能は、通常動作時のように短絡したときの過熱に対処するために使用できます。

内蔵チャージ ポンプは、最低推奨 PCM 電圧まで作動します。PCM スレッショルドをこの値より低く設定することは推奨されません。

軽負荷条件を持つ低出力電流および負荷プロファイルに対しては、MODE ピンを使用して、PCM がアクティブなどときの消費電力をさらに低減できます。MODE ピンが low の場合、PCM は内部バイアス回路を非アクティブにして、低インダクタ電流を監視することで消費電力を低減します。

このウィンドウの 2 つの電圧スレッシュホールドは、レジスタ表 8-19 の I2C インターフェイスを使用してお客様がプログラムできます。PCM 用に事前に選択されたサーショルドは、R2D ピンを介して有効にすることができます (参照: 表 7-5)。

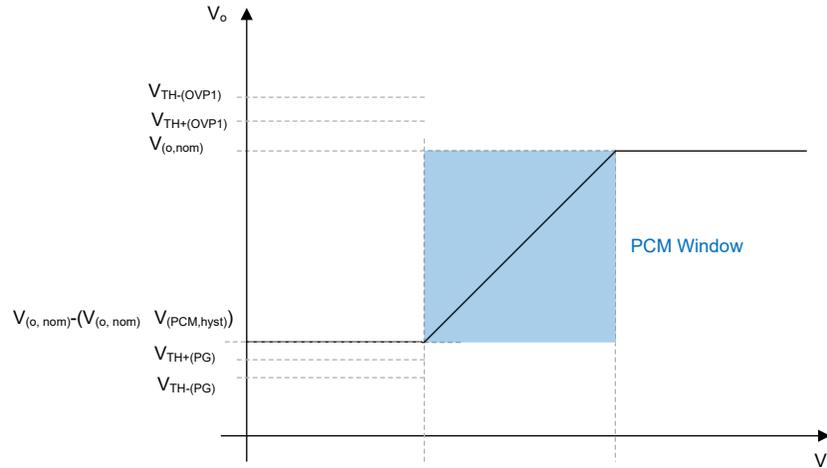


図 7-10. 最出力電流と入力電圧との関係

デバイスの I2C インターフェイスを使用する場合、上限スレッシュホールドは VOUT\_TARGET1 論理レジスタで設定されます。下限スレッシュホールドは、Vo ターゲットを基準とするヒステリシスと、PCM\_WINDOW\_LOW レジスタ フィールドで設定して選択したヒステリシス値で与えられます。

外部フィードバック分割器によってスレッシュホールドが設定されている場合、FB-PIN によって与えられる PSM 電圧ウィンドウの上限スレッシュホールドであり、PCM が無効になっている場合の公称出力電圧と等しくなります。下側スレッシュホールドは、PCM\_WINDOW\_LOW レジスタ フィールドのデフォルト設定でプログラムされ、CFG-PIN (PCM\_EN) でイネーブル/ディセーブルできます。外部 FB および R2D を使用する場合、Vo に配置した分圧抵抗と同じ分圧抵抗を使用して、FB ピンに接続する必要があります。

保護機能の OVP1 およびパワー グッド スレッシュホールドは、PCM が有効で、プログラムされたウィンドウ外の入力電圧 (変換が 2 つのスレッシュホールドのいずれかにアクティブになる) の場合には完全に機能します。



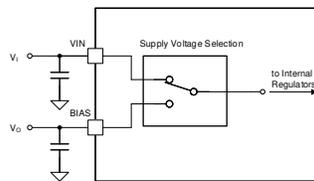


図 7-12. VSMART サプライ シナリオ 1

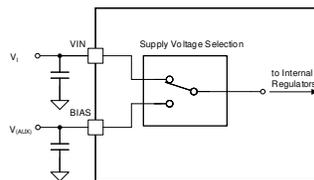


図 7-13. VSMART サプライ シナリオ 2

LDO での電力損失を最小限に抑えるには、VSMART ロジックによって、目標電源  $V_{T(VCC,SUP)}$  に最も近い電圧が決定されます。FORCE\_BIAS ビットが 0b1 に設定されている場合、デバイスは 2 つの電源ピン BIAS と VIN の間の最高電圧を直接選択しません。表 7-1 に、選択条件の概要を示します。

表 7-1. VSMART 選択真理値表

$V_{(BIAS)}$	$V_{(VIN)}$	VSMART 電源
X	$> V_{T+(VCC2,SUP)} \ \&\& \ < V_{(VIN)}$	VIN ピン
$> V_{T+(VCC2,SUP)} \ \&\& \ < V_{(VIN)}$	X	バイアスピンの
$< V_{T-(VCC2,SUP)}$	X	VIN ピン
X	$< V_{T-(VCC2,SUP)}$	バイアスピンの
$> V_{T+(VCC2,SUP)} \ \&\& \ > V_{(VIN)}$	$> V_{T+(VCC2,SUP)}$	VIN ピン
$> V_{T+(VCC2,SUP)}$	$> V_{T+(VCC2,SUP)} \ \&\& \ > V_{(BIAS)}$	バイアスピンの

FORCE\_BIAS ビットがセットされていると、BIAS ピンの切り替えスレッシュホールドが低下し、優先順位が付けられます。VCC2 の外部電源公称 5V をサポートするつもりですが、外部電源がスタートアップ タイミングを満たしていない場合に、VIN 電源を使用して起動できます。VCC2 電源を選択すると、次の動作に従います。

- バイアス電圧が  $V_{T+(Force,BIAS)}$  を下回る場合、VIN が選択されます。
- バイアス電圧が  $V_{T+(Force,BIAS)}$  を上回る場合、VIN が  $V_{T+(VCC2,SUP)}$  を上回っているかに関係なく BIAS が選択されます。

### 7.3.6 イネーブルおよび低電圧誤動作防止

LM51772 には、デュアル機能イネーブルおよび低電圧誤動作防止 (UVLO) ピンが搭載されています。さらに、このデバイスには内部 UVLO 機能 (VDET) が搭載されており、I2C インターフェイスでプログラムできます。図 7-14 に、UVLO のブロック図を示します。

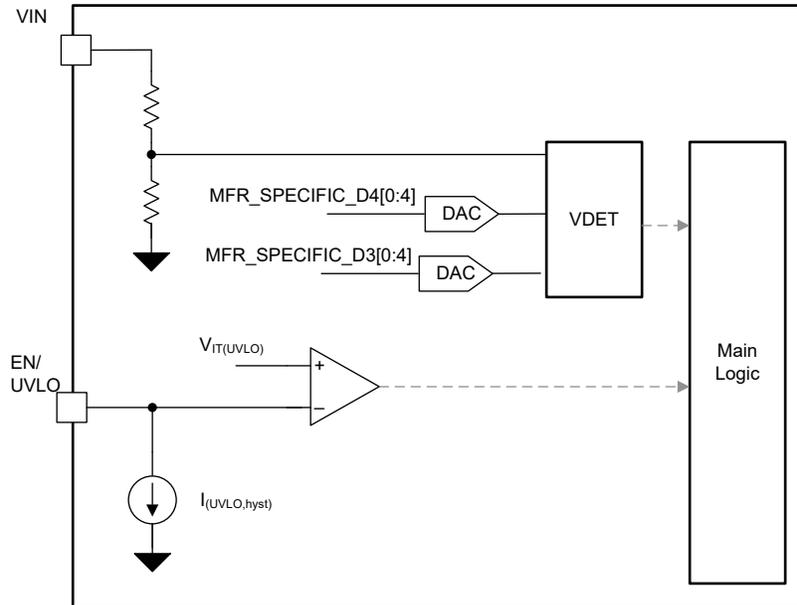


図 7-14. 機能ブロック図 UVLO と VDET

#### 7.3.6.1 UVLO

この機能により、デバイスは電力段の入力電圧が低い状態を検出し、ブラウンアウト状態を防止できます。検出スレッシュホールドおよび必要なヒステリシスは、EN/UVLO ピンに実装された外部分圧器で調整できます。

UVLO には、シャットダウンまでの内部遅延時間 ( $t_{d(UVLO)}$ ) があり、UVLO 検出ピンの入力ノイズによって望ましくないコンバータ シャットダウンが防止されます。EN/UVLO - ピンの電圧は、遅延時間  $t_{d(UVLO)}$  にわたって  $V_{T(UVLO)}$  スレッシュホールドを下回る必要があります。これらの条件が満たされると、デバイスのロジックはコンバータ動作を直ちに停止します。

EN/UVLO ピンの電圧が  $V_{T+}(EN)$  スレッシュホールドを下回ると、UVLO ヒステリシスの内部電流源がアクティブになります。EN/UVLO ピンの電圧が  $V_{T+}(UVLO)$  スレッシュホールドより高い場合、UVLO ヒステリシスの内部電流源はオフになります。

#### 7.3.6.2 VDET コンパレータ

VDET は、デバイスのための内部 UVLO を備えています。コンパレータ出力はデジタル メイン ロジックに直接送られるため、コンバータの動作は無効化されます。

立ち上がりおよび立ち下がりスレッシュホールドは、VDET\_RISE、VDET\_FALL レジスタ フィールドによりプログラムできます。VDET\_EN レジスタ フィールドは、この機能をイネーブルまたはディセーブルにします。

シームレスな機能を実現するには、CONV\_OFF 状態でプログラマブル VDET パラメータを変更することを推奨します。

VDET スレッシュホールドのプログラミングが変更された場合は、最初に EN\_VDET レジスタ フィールドでブロックを無効化してください。スレッシュホールドレジスタを変更し、EN\_VDET を 0b1 に設定して VDET ブロックを再度アクティブにします。

### 7.3.7 内部VCCレギュレータ

#### 7.3.7.1 VCC1レギュレータ

LM51772にはVCC1レギュレータが搭載されており、システムの補助用にLDO出力を供給します。VCC1は、VINピンから直接供給されます。ほとんどのアプリケーションでは、出力を使ってLM51772にデータを送信するI2Cコントローラデバイスに電力を供給します。このアプリケーションの図面は以下のとおりです。

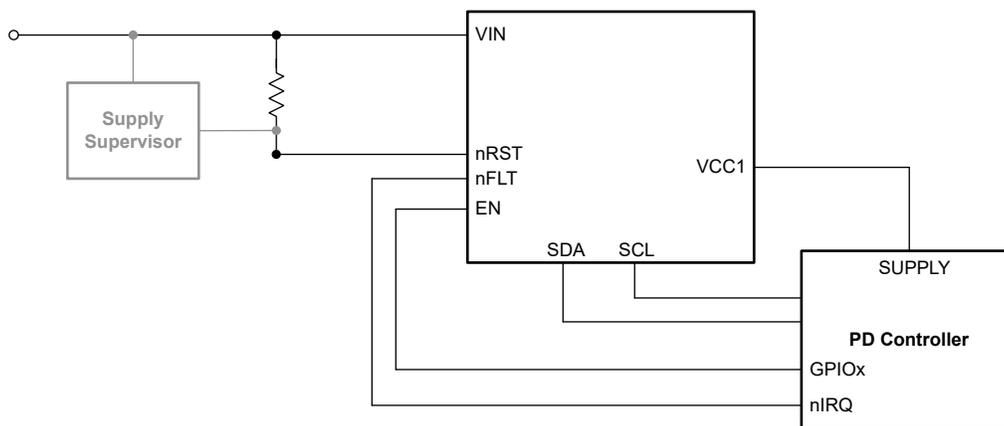


図 7-15. 概略回路図

このようなシステムの電源シーケンスを満たすために、デバイスがスタンバイモードに入るときにVCC1が起動します。以下の標準的な電源オンシーケンスを参照してください。

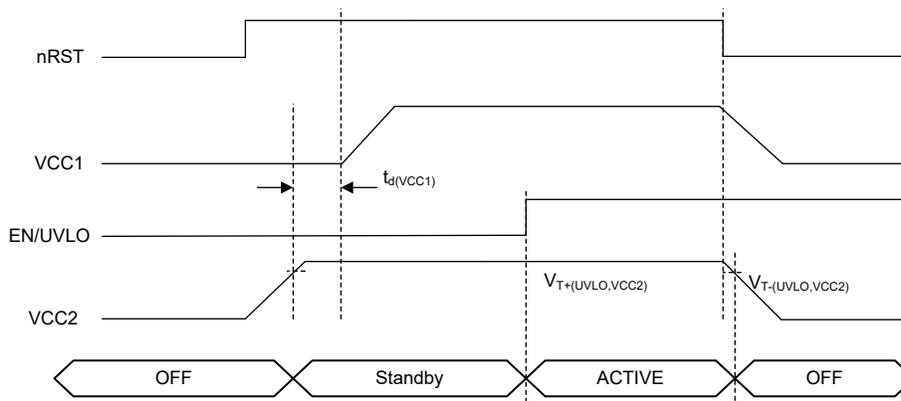


図 7-16. VCCレギュレータのタイミング図

VCC1レギュレータは軽負荷条件時に高いDC精度を実現するため、コンパレータやオペアンプなどの外部回路の基準電圧として使用できます。

VCC1は、R2DまたはI<sup>2</sup>Cインターフェイスを介してイネーブル/ディセーブルになります。したがって、VCC1の起動はR2D読み出しによってゲートされます。

#### 7.3.7.2 VCC2レギュレータ

VCC2レギュレータは、内蔵ゲートドライバ用の電源です。nRSTピンの電圧が立ち上がりスレッショルドを上回ると、LDOは低電流、プリバイアスモードで起動します。EN/UVLOピンが立ち上がりスレッショルドより高い場合、VCC2は完全にアクティブになり、電気的特性パラメータで規定された目標性能を実現します。

外部負荷をVCC2ピンに接続することは推奨しません

### 7.3.8 エラー アンプと制御

#### 7.3.8.1 出力電圧レギュレーション

このデバイスには、出力電圧をレギュレートするためのエラー アンプ (EA) が内蔵されています。出力電圧が FB ピンで検出されます。EA のリファレンスは、ソフト スタートおよび V<sub>O</sub> トラッキング ピンから供給されます。COMP ピンは gm 段の出力であり、外部補償回路に接続されます。

誤差アンプで選択された実装により、LM51772 COMP ピンの電圧は定常状態になり、インダクタの公称ピーク電流値を正確に反映しています。

図 7-17 は、fPWM モードでエラー アンプの制御 V/I 特性をシユーズします。これは、内部電流ループ レギュレーションを操作する必要のあるアプリケーション設計向けのガイダンスとして使用できます。

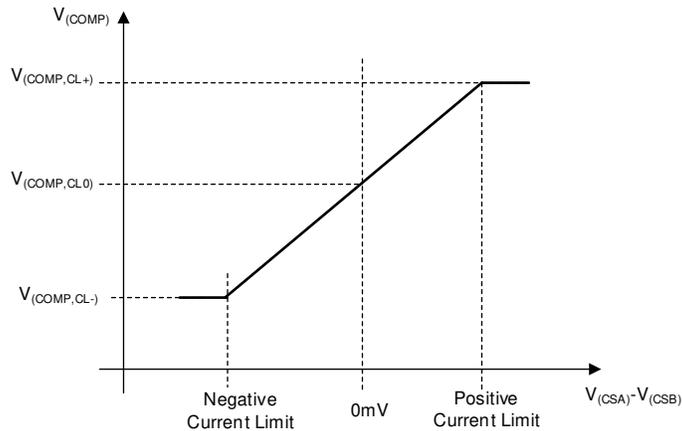


図 7-17. ピーク電流検出電圧と V<sub>COMP</sub> との関係の制御機能

#### 7.3.8.2 出力電圧帰還

外付けの帰還分圧器を使用するアプリケーションでは、出力容量と FB ピンとの間に抵抗分圧回路を使用します。抵抗値を求めるには、以下の式を使用します。

$$R_{FB,top} = (V_{(VOUT)} - V_{(REF)}) \times R_{FB,bot} \quad (1)$$

固定電圧とインターフェイスでプログラム可能な電圧を維持するため、このデバイスには分圧器が内蔵されています。この場合、ループ レギュレーションの出力電圧の検知に FB を使用しません。代わりに VOUT- ピンを使用して、電力段の出力電圧を検出します。

内部帰還分圧回路と外部帰還分圧回路の選択は、FB ピンで行います。ソフト スタートが開始される前の FB- ピンの電圧が V<sub>T+(SEL,IFB)</sub> より高い場合、デバイスは内部または外部のフィードバックで動作します。内部 FB と外部 FB の選択は動的に行うことはできず、次の EN または V<sub>(POR)</sub> パワー サイクルまで、ピン情報がラッチされます。内部帰還分圧器を選択する一般的な方法は、EN ピンが high になる前に VCC2 に接続することです。

内部帰還分圧器の比率は、SEL\_DIV20 ビットで変更できます (MFR\_SPECIFIC\_D8 レジスタのフィールドの説明を参照)。

SEL\_DIV20 ビットを変更した後は、VOUT\_A を (再) 書き込むことを推奨します。

以下に、VOUT\_A および SEL\_DIV20 に応じて可能な V<sub>O</sub> 設定の概要を示します

表 7-2. SEL\_DIV 20 = 0b0

パラメータ	値
出力電圧最小	1.0V
最大出力電圧	24V

表 7-2. SEL\_DIV 20 = 0b0 (続き)

パラメータ	値
出力電圧プログラミング ステップ サイズ (標準値)。	10mV

次の式を使用して公称出力電圧を計算できます。

$$V_{(O,NOM)} = [[VOUT\_TARGET1\_MSB[3:0]][VOUT\_TARGET1\_LSB[7:0]]] \cdot 10\text{ mV} \quad (2)$$

表 7-3. SEL\_DIV 20 = 0b1

パラメータ	値
出力電圧最小	3.3V
出力電圧最大	48V
出力電圧プログラミング ステップ サイズ (標準値)。	20mV

「VOUT\_A」制御レジスタの読み出しレジスタ値は、レジスタ範囲の下限および上限にクランプされます。

- クランプ電圧の値 (3.3V など) より低いレジスタ値が前に書き込まれている場合、reg.readout 値は最小のクランプ電圧 (例: SEL\_FB\_DIV20 = 0b1 の場合は 3.3V) にクランプされます。
- クランプ電圧の最大値を上回るレジスタ値 (48V など) が以前に書き込まれたことがあると、reg.readout 値は最大のクランプ電圧 (例: SEL\_FB\_DIV20 = 0b1 の場合は 48V) にクランプされます。

次の式を使用して公称出力電圧を計算できます。

$$V_{(O,NOM)} = [[VOUT\_TARGET1\_MSB[3:0]][VOUT\_TARGET1\_LSB[7:0]]] \cdot 20\text{ mV} \quad (3)$$

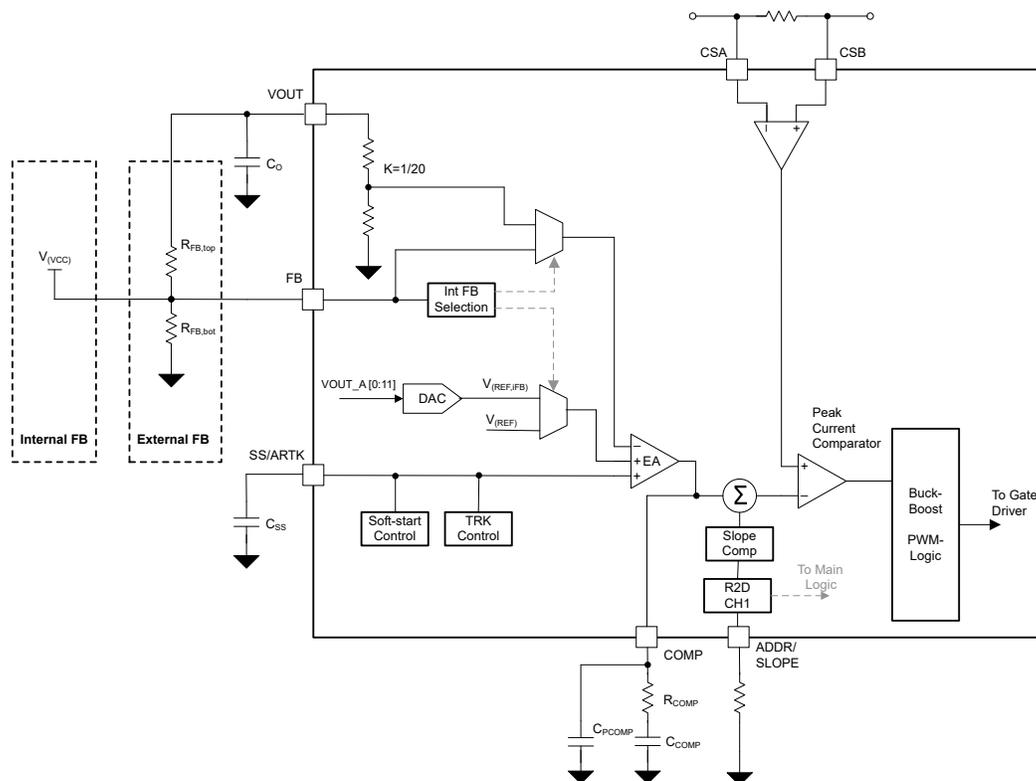


図 7-18. EA 機能ブロック図

### 7.3.8.3 電圧レギュレーションループ

LM51772 には、出力電圧をレギュレートするためのエラー アンプ (EA) が内蔵されています。出力電圧は外付け抵抗を經由して FB ピンで検知され、目標または公称出力電圧が決定されます。EA のリファレンスは、ソフト スタートおよびアナログ出力電圧トラッキング ピン (SS/ATRK) を構築しています。COMP ピンは内部 gm 段の出力であり、外部補償回路に接続されます。補償回路の電圧は、デバイスの内部ピーク電流制御ループの公称値です。

外部コンポーネントを求めるには、以下の式を使用します。

外部フィードバック:

$$R_{(COMP)} = \frac{2\pi \times f_{(BW)}}{gm_{(ea)}} \times \frac{R_{(FB, bot)} + R_{(FB, top)}}{R_{(FB, bot)}} \times \frac{10 \times R_{(CS)} \times C_O}{1 - D_{max}} \quad (4)$$

内部フィードバック:

$$R_{(COMP)} = \frac{2\pi \times f_{(BW)}}{gm_{(ea)}} \times 20 \times \frac{10 \times R_{(SNS1)} \times C_O}{1 - D_{max}} \quad (5)$$

内部および外部フィードバックに共通:

$$C_{(COMP)} = \frac{1}{2\pi \times f_{(CZ)} \times R_{(COMP)}} \quad (6)$$

$$C_{(PCOMP)} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times f_{(BW)} \times R_{(COMP)}} \quad (7)$$

ほとんどのアプリケーションでは、補償の帯域幅選択について、以下のガイドラインを推奨します。

帯域幅のハードリミット ( $f_{(BW)}$ ) は昇圧動作の右半面ゼロです。

$$f_{RHPZ} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{V_{(VOUT)} \times (1 - D_{max})^2}{I_{o, max} \times L} \quad (8)$$

推奨される最大帯域幅は、次の範囲内である必要があります。

$$f_{(BW)} < \frac{1}{3} \times f_{RHPZ} \quad (9)$$

$$f_{(BW)} < \frac{1}{10} \times (1 - D_{max}) \times f_{(SW)} \quad (10)$$

補償用のゼロ ( $f_{(CZ)}$ ) は、昇圧の支配的な極との関係に配置する必要があります。

$$f_{CZ} = 1.5 \times f_{pole, boost} \quad (11)$$

$$f_{pole, boost} = \frac{1}{2\pi} \times \frac{2 \times I_{o, max}}{V_{(VOUT)} \times C_O} \quad (12)$$

### 7.3.8.4 ダイナミック電圧スケーリング

コンバータの動作中に出力電圧レジスタがプログラムされる場合、デバイスには動的電圧スケーリングが搭載されています。制御ループの帯域幅は外部部品によって設定されるため、過剰な電流や電圧スパイクを防止するものとします。出力電圧目標がコンバータのオフ状態でプログラムされると、ソフトスタートは新たにプログラムされた目標電圧まで上昇します。

レジスタの `VOUT_A` フィールドが変更されると、基準電圧は、徐々に新しい目標値へと変化します。スロープ時間が `NVM` 設定を使用してプログラムできるように、立ち上がり立ち下りのスルーレートが、 $t_d(DVS)$  の期間内に定義された  $\Delta V_{o(DVS)}$  を超えないものとします。

コンバータが `PSM` で動作する場合、インダクタ電流が負の値になることはありません。このデバイスは、パッシブおよびアクティブの `DVS` 構成を特長としており、`NVM` 設定で選択できます。パッシブ `DVS` を選択する場合、システムの `Vo` スロープは定義された `DVS` スルーレートに従いません。出力コンデンサは出力負荷を通してのみパッシブに放電されるためです。アクティブ `DVS` が選択されている場合、`DVS` の負のランプ中に内部出力放電がアクティブになります。最大放電電流は、放電強度のレジスタ選択に関係なく、アクティブ `DVS` 設定に使用されます。選択した `DVS` ランプ速度について最大放電電流と一致するようにコンデンサが選択されている限り、出力コンデンサの電圧はリファレンスに追従できます。

### 7.3.9 出力電圧放電

LM51772 には、内部出力放電回路が搭載されています。

放電強度は、レジスタ `DISCHARGE_STRENGTH` (表 8-12 を参照) を使用して設定することで、放電中の出力電圧の異なるスルーレートを実現できます。このシーケンスは、表 8-12 のレジスタ `DISCHVERGY_CONFIG0` と `DISCHVERGY_CONFIG1` で設定できます。

表 8-9 のレジスタ `FORCE_DISCH` は、放電回路を強制的にイネーブルまたはディセーブルにし、シーケンス設定を上書きします。

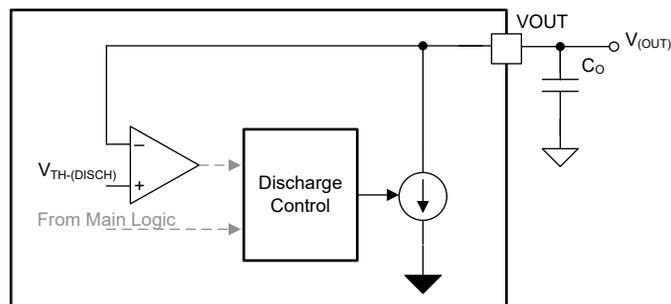


図 7-19. 機能ブロック図出力放電

### 7.3.10 ピーク電流センサ

内蔵のピーク電流センサにより、誘導性センシングの低減が可能になります。センサはメイン インダクタと直列に配置されており、あらゆる動作モード (昇圧、昇降圧、降圧) でだけでなく、双方向動作などの両方向のピーク インダクタ電流を監視することもできます。

統合型センサで高帯域幅の信号をサポートするため、最高の性能を実現するために、選択した動作点に差動モード フィルタを採用することが推奨されます。ほとんどのアプリケーションでは、 $R_{(DIFF1/2)}$  に  $10\Omega$  の抵抗値を推奨します。次の式を使用して、フィルタ コンデンサを決定できます。

$$C_{(DIFF)} = \frac{t_{on,min}}{2\pi \cdot (R_{(DIFF1)} + R_{(DIFF2)}) \cdot 10} \quad (13)$$

差動フィルタは、降圧モードまたは昇圧モードの最小オン時間の 10 分の 1 に設定できます。

電流検出抵抗は、形状と選択した部品ベンダの設計に基づいて寄生インダクタンスで構成されます。必要なアプリケーションに大電流が必要な場合は、複数の検出抵抗を並列に配置することで、外部部品の寄生容量による影響を低減できます。

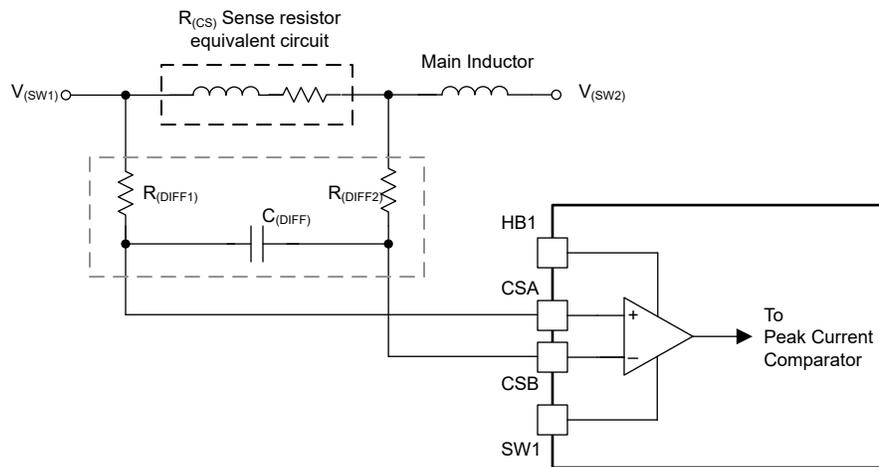


図 7-20. ピーク電流センサの概略回路図

### 7.3.11 短絡保護- ヒカップ保護

LM51772 には、短絡保護または過電流保護機能があります。この保護機能は、CSA および CSB ピンに接続されたサイクル単位のピーク電流センサを使用します。この保護には 2 つのモードがあります。ヒカップ モードでは、コントローラは、ヒカップ モードのオン時間より長いサイクル単位のピーク電流を検出した後、コンバータの動作を停止します。コンバータのロジックでソフト スタート コンデンサの放電が開始され、ヒカップ モードのオフ時間が経過するまで出力はオフに維持されます。その後、ロジックはヒカップモードを終了し、通常のソフト スタートシーケンスで出力を再起動します。このシーケンスでは、ソフト スタート コンデンサが内部電流源によって充電されます。短絡または過負荷状態が持続した場合は、ソフト ランプ終了後にヒカップ タイマが再度起動します。ヒカップ モード保護をイネーブルにしない場合、デバイスは、過負荷状態が持続している間ずっと、サイクル毎の電流制限によって動作します。定常状態におけるピーク インダクタ電流制限は、式 14 に示すように計算されます。

$$I_{L(PEAK, ILIMIT)} = \frac{50mV}{R_{CS}} \quad (14)$$

### 7.3.12 電流モニタ/リミッタ

#### 7.3.12.1 概要

このデバイスには 2 つの高電圧電流センサが搭載されています。最初のピンは、CSA ピンと CSB ピンの間のピーク電流検出機能を維持します。2 番目の電流センサ入力は、ISNSP ピンおよび ISNSN ピンに接続されています。このオプションの電流センシング機能を使用すると、DC/DC コンバータの入力または出力電流の監視 (CDC ピン) と制限 (ILIMCOMP ピン) を行うことができます。

オプションの電流センス アンプを使用しない場合は、ILIMCOMP ピンを VCC2 に接続して、すべての電流制限/監視機能をオフにする必要があります。コンバータのスタートアップ時に構成がラッチされます。デバイスの動作中にこの動的な方法を行うことはお勧めできません。デバイスを EN、EN\_CONV、またはパワー サイクルでディセーブする前に、電流監視/制限ブロックをこれを無効にすることを推奨します。

ILIMCOMP を VCC2 に直接接続するか、プルアップ抵抗 (50kΩ 未満) を使用して接続することを推奨します。

CFG ピンまたはレジスタを使って、次のような動作モードを選択します。

1. 電流検出アンプが I2C インターフェイスまたは R2D を選択し、IMON\_LIMITER\_EN を 0b0 に設定したモニタ構成で動作する場合、CDC ピンと ILIMCOMP ピンの両方が、差動検出電圧に比例する電流を供給します。
2. 電流モニタブロックリミッタ動作は、MON\_LIMITER\_EN ビットまたはこの信号に対応する R2D 設定によりアクティブになります。
3. 負の電流制限方向は、EN\_NEG\_CL\_LIMIT ビットによって、またはこの信号に対する R2D の選択によって選択されます。
4. ADDR/Slope (CFG1) が I2C アドレス (VCC2 または GND へのピン) を選択すると、メイン ロジックによって I2C インターフェイスと内部 DAC がアクティブになり、電流制限スレッシュホールドのデフォルトリファレンスとして使用されます。DAC の値は、ILIM\_THRESHOLD レジスタによって設定されます。内部 DAC は、I2C インターフェイスを介したレジスタ設定を使用してディセーブにでき、ILIMCOMP の外付け抵抗により電流制限を再度設定できます。

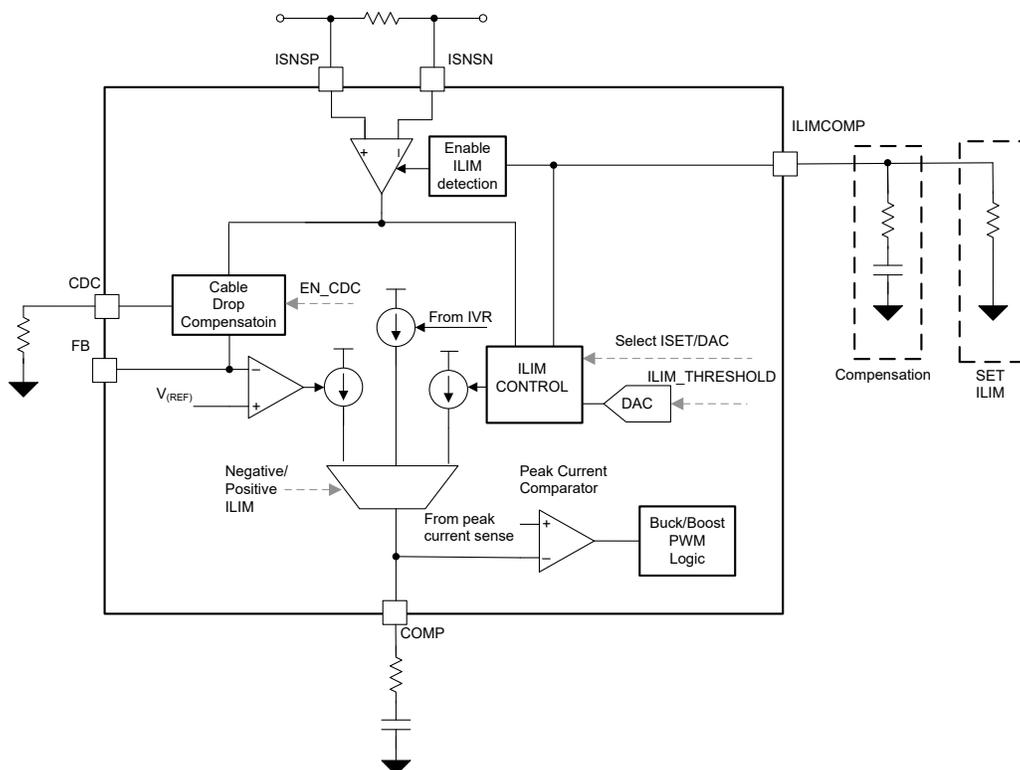


図 7-21. 電流モニタの機能ブロック図

### 7.3.12.2 出力電流制限

この構成では、電流センスにはデバイスのピーク電流制限への内部フィードバックがあります。ILIM 回路は、ILIMCOMP 電圧を  $V_{(ISET)}$  にレギュレートし、電圧ループレギュレーションをオーバーライドします。

ISNSP と ISNSN の間の差動電圧が ILIM 回路の内部オフセット電圧を超える限り、ピーク電流制限は下がります。ILIM スレッシュホールドは、レジスタによるプログラミングまたは ILIMCOMP ピンの ISET 抵抗により設定できます。

抵抗により電流制限スレッシュホールドが選択されている場合、 $V_{(ISET)}$  がスレッシュホールド電圧 (標準値 1V) に上昇すると、レギュレーションにより電圧ループは上書きされます。ISET のスレッシュホールド電圧は、以下で計算できます。

$$V_{(ISET)} = (V_{(ISNSP)} - V_{(ISNSN)}) \cdot gm_{(ILIMCOMP)} \cdot R_{(ILIMCOMP)} \quad (15)$$

したがって、電流制限スレッシュホールド電圧を選択するための抵抗値は、以下で計算されます。

$$R_{(ISET)} = \frac{V_{(ISET)}}{(V_{(ISNSP)} - V_{(ISNSN)}) \cdot gm_{(ILIMCOMP)}} \quad (16)$$

高周波ノイズを抑制するには、次の式に基づくコンデンサを  $R_{(ISET)}$  と並列に配置します。

$$C_{(ISET)} = \frac{1}{\pi \cdot f_{(SW)} \cdot R_{(ISET)}} \quad (17)$$

電流制限のスレッシュホールドは内部 DAC によってプログラムされており、ILIMCOMP ピンの抵抗とコンデンサのネットワークを使用して、さまざまな負荷に合わせて電流制限制御ループの帯域幅を最適化できます。抵抗性負荷に対する単純な積分器補償は、次の式に従って選択できます。

$$C_{O2} = \frac{5}{2 \cdot \pi \cdot f_{bw} \cdot R_{(LOAD)}} \quad (18)$$

ここで、 $C_{O2}$  は、平均電流検知抵抗  $R_{(SNS)}$  の後の容量です

$f_{bw}$  は電圧ループ補償の帯域幅です (電圧レギュレーションループを参照)。

$$C_{O1} = C_O - C_{O2} \quad (19)$$

ここで、 $C_O$  は、電圧ループの計算とアプリケーションの電圧リップルの要件によって決定される合計出力容量です。

ここで、 $C_{O1}$  は、平均電流検知抵抗  $R_{(SNS)}$  の前の容量です。

$$f_p = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{(SNS)} \cdot C_{O2}} \quad (20)$$

$$f_{bwilim} = f_p \cdot 10^{-0.25} \quad (21)$$

$$C_{(ILIMCOMP)} = \frac{gm_{(ILIMCOMP)}}{2\pi \cdot f_{bwilim}} \quad (22)$$

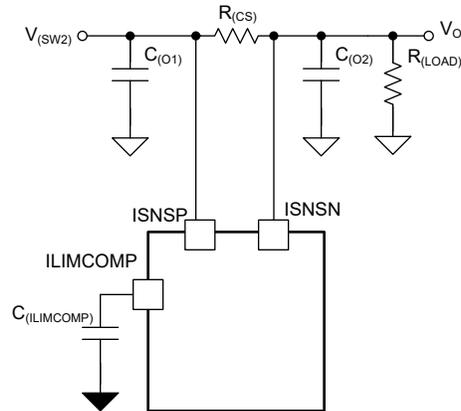


図 7-22. 抵抗性負荷を備えた電流制限部品の概略回路図

電子負荷 (CC モード CR モード) の場合、内部レギュレーション ループおよび使用する電子負荷の帯域幅に対応するために、タイプ II 補償回路が必要になることがあります。詳細な最適化については、『[クイック スタート カリキュレータ ツール](#)』を参照してください。

電流制限スレッシュホールドが内部 DAC の代わりに抵抗で選択されている場合、 $V_{(ISET)}$  がスレッシュホールド電圧 (標準値 1V) に上昇すると、レギュレーションは電圧ループを上書きします。ISET のスレッシュホールド電圧は、以下で計算できます。

$$V_{(ISET)} = (V_{(ISNSP)} - V_{(ISNSN)}) \cdot gm_{(ILIMCOMP)} \cdot R_{(ISET)} \quad (23)$$

したがって、電流制限スレッシュホールド電圧を選択するための抵抗値は、以下で計算されます。

$$R_{(ISET)} = \frac{V_{(ISET)}}{(V_{(ISNSP)} - V_{(ISNSN)}) \cdot gm_{(ILIMCOMP)}} \quad (24)$$

高周波ノイズを抑制するには、次の式に基づくコンデンサを  $R_{(ISET)}$  と並列に配置します。

$$C_{(ISET)} = \frac{1}{\pi \cdot f_{(SW)} \cdot R_{(ISET)}} \quad (25)$$

読み出しレジスタの値である「ILIM\_THRESHOLD」制御レジスタは、レジスタ範囲の下限および上限にクランプされません。

- クランプ電流値より小さいレジスタ値が以前に書き込まれている場合、reg.readout の値は最小のクランプ電流 (500mA など) にクランプされます。
- クランプ電流の最大値を上回るレジスタ値が以前に書き込まれている場合、レジスタの読み出し値は最大のクランプ電流にクランプされます。

### 7.3.12.3 出力電流モニタ

検出抵抗を流れる電流は CDC ピンで同時に監視でき、ILIMCOMP ピンによって構成された電流制限には影響しません。リミッタがディセーブルの場合 (IMON\_LIMITER\_EN = 0b0)、両方のピンはで、ISNSP/N の差動電圧に比例した電流を供給します。電圧は以下で計算できます。

$$V_{(CDC)} = (V_{(ISNSP)} - V_{(ISNSN)}) \times gm_{(CDC)} \times R_{(CDC)} \quad (26)$$

$$V_{(ILIMCOMP)} = (V_{(ISNSP)} - V_{(ISNSN)}) \times gm_{(ILIMCOMP)} \times R_{(ILIMCOMP)} \quad (27)$$

### 7.3.13 発振器周波数の選択

LM51772 には、許容誤差の小さい内部トリム発振器があります。

周波数が正確ではないため、RT ピンを「オープン」または「短絡」にしてこれらの温度で動作させることは推奨しません。RT ピンをオープンのままにすると、発振器の周波数は可能な最小境界になります。RT ピンを接地した状態で、スイッチング周波数は可能な限り最大の境界になります。

発振器の周波数は、RT ピンとグランドとの間に抵抗を接続することで、設定値の増減に対応できます。特定の発振器周波数の RT 抵抗を計算するには、式 28 を使用します。

$$R_{(RT)} = \frac{1}{32 \cdot 10^{-12} \cdot f_{sw}} \quad (28)$$

RT ピンは、デバイスがアクティブ モードのとき、内部電圧源によって 0.75V にレギュレートされます。そのため、抵抗を流れる電流を変更することで、動作中にスイッチング周波数を動的に変更できます。図 7-23 および図 7-24 に、抵抗値の切り替え、または抵抗を介した外部電圧源の印加によって周波数を変更する 2 つの例を示します。追加の容量を RT ピンに直接接続することは推奨しません。

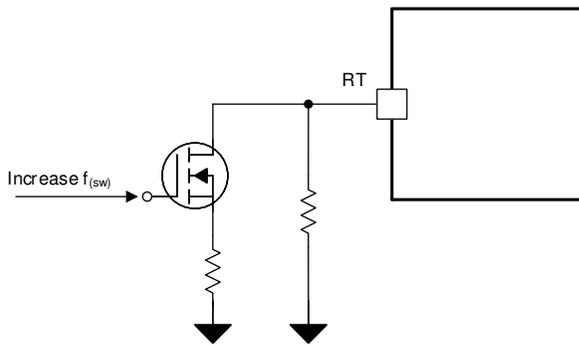


図 7-23. 周波数ホッピングの例

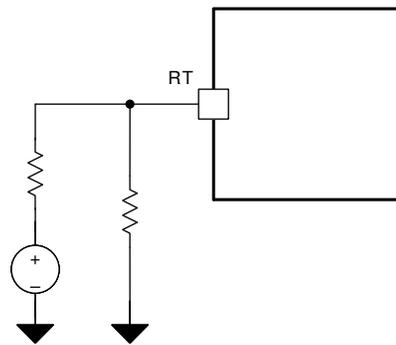


図 7-24. 動的な周波数変更の例

### 7.3.14 周波数同期

このデバイスには、内部的な位相ロック ループ (PLL) が搭載されており、RT ピンで設定された周波数と、外部の周波数同期信号との間でスイッチング周波数をシームレスに遷移するよう設計されています。外部周波数が供給されない場合、RT ピンによって同期範囲の中心周波数が設定されます。外部同期信号は、スイッチング周波数を  $\pm 50\%$  に変更できます。静止電流を低く抑えるため、有効な同期周波数がない場合、SYNC ピンの入力バッファは無効になります。その周波数は、推奨同期範囲外の周波数信号です。

デバイスがパワー セーブ モードまたは  $\mu$ Sleep 動作に移行すると、イネーブルの場合、 $f_{(SW)}$  同期は停止します。コンバータが再び PWM 動作に移行すると、デバイスはピン信号に再同期します。同期のタイミングは、[図 7-26](#) に示されています。

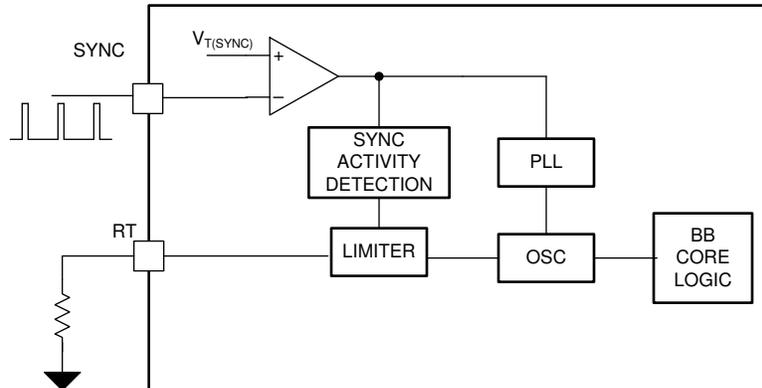


図 7-25. メイン発振器の機能ブロック図

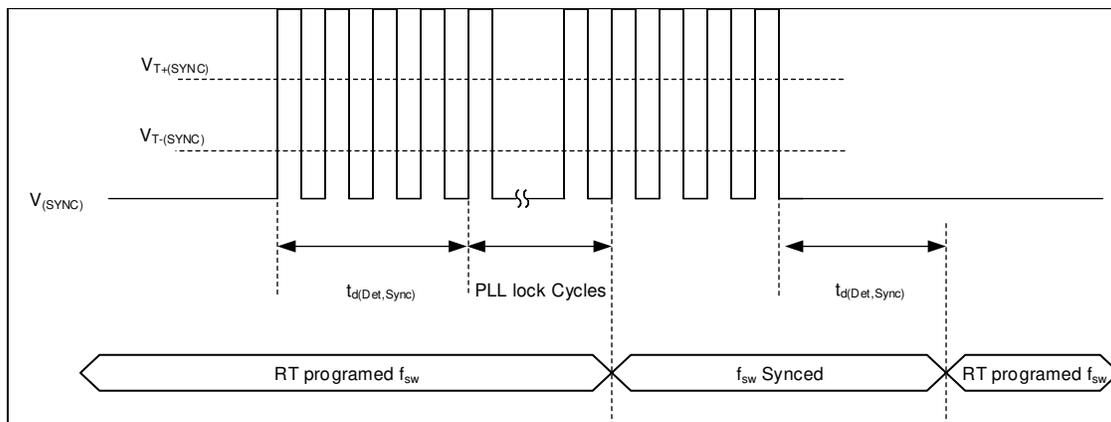


図 7-26. タイミング図の同期機能

SYNC ピンは I<sup>2</sup>C でプログラム可能、または R2D インターフェイスで構成できます。

- AS 入力トリガ、立ち上がりエッジでトリガすることです
- 立ち下がりエッジで入力トリガとして機能 (180°位相シフト)
- メイン オシレータ クロックの出力として変換します

### 7.3.15 出力電圧トラッキング

このデバイスには 2 種類の出力電圧トラッキング機能が内蔵されています。

- SS/ATRK ピンによるアナログ電圧トラッキング機能
- DTRK ピンによるデジタル電圧トラッキング機能

#### 7.3.15.1 アナログ電圧トラッキング

アナログ出力電圧トラッキングの場合、SS/ATRK ピンに印加される電圧により、出力レギュレーション ループの基準電圧が上書きされます。ソフト スタートの終了前にこの電圧を印加することは推奨されません。ソフト スタートのランプ時間があるため、スタートアップ時の入力電流が変化します。

内部エラー アンプは、最も低い基準入力電圧を使用するように設計されているため、SS/ATRK ピンに印加される電圧は、フィードバック ピンの  $V_{ref}$  より低い電圧でのみ有効です。したがって、出力の最大電圧は FB ピンの抵抗ネットワークによって決定されます。

コンバータ電圧のスタートアップにアナログ電圧トラッキングが使用されている場合、MODE ピンの値が high から low、または low から high に変化した場合、ソフト スタートが完了したロジックが示されます。

#### 7.3.15.2 デジタル電圧トラッキング

LM51772 の DTRK 入力は、内部基準電圧を直接変調します。DTRK ピンの電圧が  $V_{T(DTRK)}$  の立ち上がりスレッシュホールドを上回り、推奨周波数の PWM 信号がピンに印加されると、この機能がアクティブになります。

デジタルトラッキング中の最大出力電圧は、FB 分圧抵抗の公称基準電圧を超えることはできません。印加される PWM 信号により、DTRK ピンのデューティ サイクルに関連して、内部基準電圧が低下します。デューティ サイクルが小さいほど出力電圧が低くなり、PWM 入力のデューティ サイクルが高いと、高い出力電圧が示されます。たとえば、デューティ サイクルが 30% の場合、FB デバイダ抵抗で選択された電圧の 30% の出力電圧が発生します。

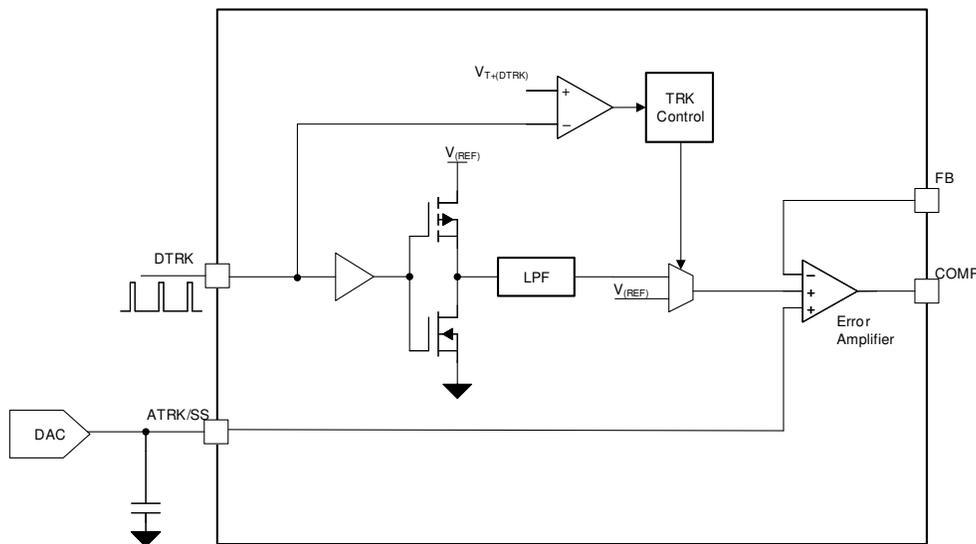


図 7-27. 出力電圧トラッキングの機能ブロック図

### 7.3.16 スロープ補償

LM51772 にはスロープ補償があり、安定した動作と、広い動作範囲にわたって最高の過渡性能が得られます。

最初に、式 29 から補正係数を計算する必要があります

$$m_{SC} = \frac{R_{CS}}{f_{SW} \times L_{eff}} \times 625 \quad (29)$$

- ここで、 $R_{CS}$  は、選択されたピーク電流検出抵抗です。
- $L_{eff}$  は、選択したピーク電流におけるインダクタの実効 (ディレーティング) インダクタンスです
- $f_{SW}$  は、選択されたスイッチング周波数です
- $m_{SC}$  スロープ補償補正係数

使用するインダクタにインダクタンスのディレーティングがない場合は、SEL\_INDUC\_DERATE MFR\_SPECIFIC\_D7 レジスタ フィールドの説明でインダクタのディレーティングをディセーブルできます。

使用されているインダクタにインダクタンスのディレーティングがなく、システムに I<sup>2</sup>C 経由のプログラミング機能がない場合は、CFG/SLOPE ピンで選択された  $m_{SC}$  を INC\_INDUC\_DERATE で選択された値だけ増やす必要があります。表 7-6 を参照 (例:  $m_{SC} \times 1.2$  または  $m_{SC} \times 1.3$ )。この方式により、スロープ補償と PSM エントリのスレッシュホールドに妥協が生じます。

計算された補正係数に基づいて、I2C 経由または ADDR/Slope ピンに抵抗器を接続することによってスロープ補正をプログラムできます。スロープ補償補正係数に基づいて抵抗値を選択する方法については、表 7-4 を参照してください。

### 7.3.17 構成可能なソフトスタート

ソフトスタート機能は、レギュレータを徐々に定常状態動作点へと到達させることで、起動時のストレスやサージを低減します。

LM51772 では、出力の充電時間を決定するソフト スタートを調整可能です。ソフトスタート機能は、高出力容量の結果として突入電流を制限し、過電流状態を回避します。

ソフト スタートシーケンスの開始時に SS 電圧は 0V です。SS ピンの電圧が帰還リファレンス電圧  $V_{REF}$  より低い場合、ソフト スタートピンがレギュレーションされた FB 電圧を制御し、内部のソフト スタート電流ソースが SS ピンに接続されている外付けのソフト スタート コンデンサの電圧を徐々に上昇させるため、出力電圧と FB ピンは徐々に上昇します。SS の電圧が内部基準電圧を超えると、ソフト スタート期間が終了し、エラー アンプは  $V_{(REF)}$  を基準にします。

ソフト スタート時間 ( $t_{(SS)}$ ) は、次の式で与えられます。

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{Ref}} \quad (30)$$

次のため、コンバータがディセーブルになると、ソフト スタート コンデンサは内部で放電されます。

- EN/UVLO が動作スレッシュホールドを下回っています
- VCC2 が VCC2 低電圧閾値を下回っています
- デバイスはヒックアップ モードの電流制限中です。
- デバイスには、サーマル シャットダウン保護機能が組み込まれています。
- ブートストラップ電圧は、ブートストラップ低電圧スレッシュホールドを下回っています

### 7.3.18 駆動ピン

このデバイスには、高電圧駆動ピン (DRV1) があり、入力または出力切断 FET をサポートしています。この製品は、外付けの N チャネル FET を使用して、逆極性保護を行うためのチャージポンプ出力のドライバとしても使用できます。このピンの電源は、R2D および I2C 構成で選択できます。

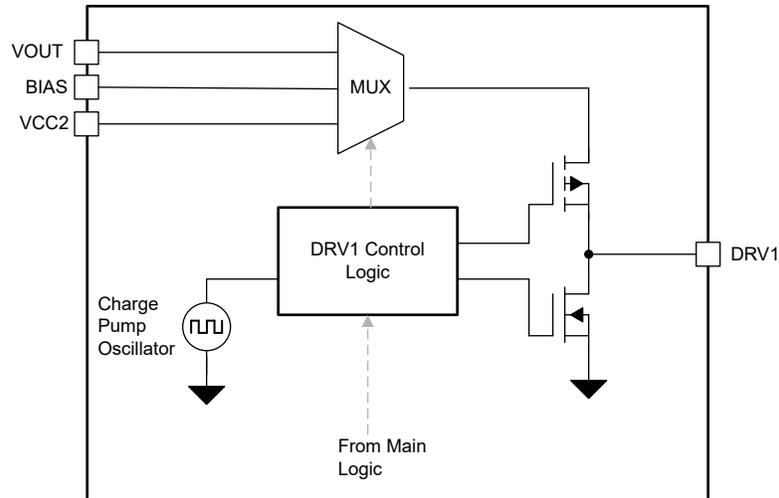


図 7-28. 機能ブロック図 - DRV ピン

DRV1 ピンでサポートできるように、以下の構成が可能です。

1. オープンドレイン出力。
2. VOUT から供給される高電圧プッシュプル
3. VBIAS から供給される高電圧プッシュプル
4. VCC2 から供給される CP 駆動ピン

DRV ピンのシーケンスは、レジスタ MFR\_SPECIFIC\_D8 レジスタのフィールドの説明で指定される設定によって異なります。

### 7.3.19 デュアル ランダム スペクトラム拡散機能 - DRSS

このデバイスにはデジタル スペクトラム拡散機能があり、広い周波数範囲にわたって電源の EMI を低減します。この機能は、R2D インターフェイス (表 7-7) またはレジスタ表 8-10、あるいは対応するレジスタ設定によって選択されます。スペクトラム拡散が有効になると、内部変調器が内部クロックをディザリングします。SYNC ピンに外部同期クロックが印加されると、内部のスペクトラム拡散はディセーブルされます。DRSS 機能は、低周波数の三角波変調プロファイルと、高周波数のランダム変調プロファイルを組み合わせたものです。低周波数の三角波変調は低い無線周波数帯域 (AM 帯域など) で性能を向上させ、高周波のランダム変調は高い無線周波数帯域 (FM 帯域など) で性能を向上させます。さらに、可聴音が発生する可能性を低減するために、三角波変調の周波数がさらにランダムに変調されます。スペクトラム拡散により発生する出力電圧リップルを最小限に抑えるため、ディザリングが有効な場合は、デューティサイクルをサイクル単位で調整し、ほぼ一定に維持します。

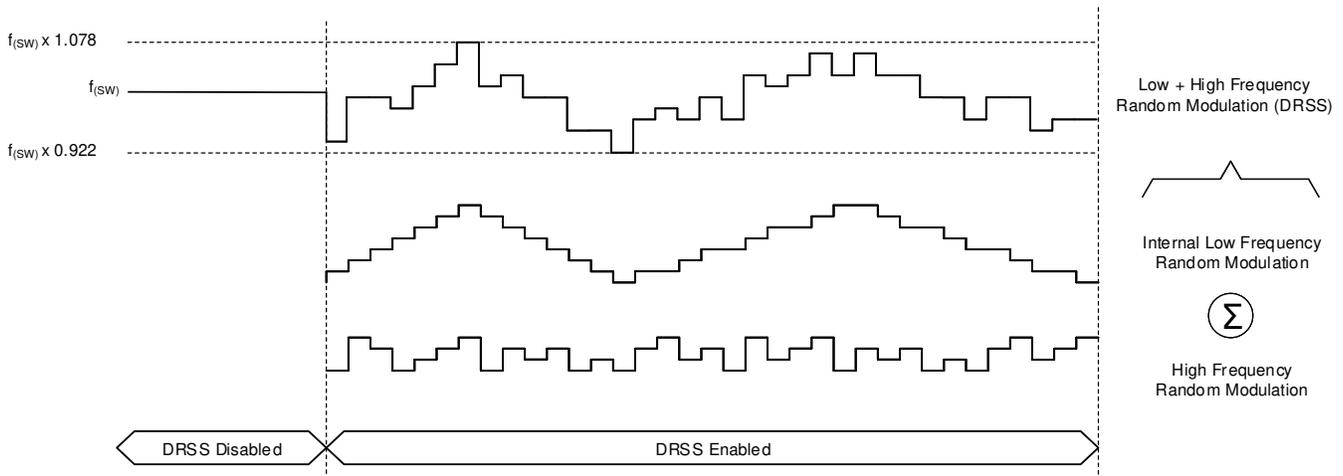


図 7-29. デュアル ランダム スペクトラム拡散

### 7.3.20 ゲートドライバ

LM51772 には、4 つのロジック レベル nMOS ゲートドライバが搭載されています。ドライバは、昇降圧動作に必要な両方のハーフブリッジの高周波スイッチングを維持します。デバイスが昇圧モードまたは降圧モードの場合、他のハーフブリッジハイサイドスイッチを永続的にオンにする必要があります。内蔵ゲートドライバは、スイッチング動作中であるもう一方のハーフブリッジからの電流を共有することで、この構成をサポートします。このため、特性ポンプを追加する必要がないため、最小限の静止電流を供給できます。高い駆動電流能力のため、LM51772 は広範な外部パワー FET に加えて、並列動作をサポートできます。

LO および HO 出力は、貫通電流保護により保護されているため、両方の出力が同時にオンになることは防止されています。昇降圧の PWM 変調ロジックが LOx ピンをオフにすると、以下の条件が満たされるまで HOx ピンはオンになりません。

1. 最小内部遷移時間 ( $t_{(dead)}$ ) に達します。
2. LOx ピンの電圧が、検出スレッショルド  $V_{TH(GATEOUT)}$  を下回っています。

この動作は、HOx がオフで LOx がオンの場合も同様です。

追加のブートストラップ UVLO コンパレータによって、ゲートドライバの 1 次側電源電圧が監視されます。このコンパレータは SWx と HBx 間の差動電圧を監視します。電圧がスレッショルドを下回ると、昇降圧コンバータの動作はオフになります。ソフトスタート方式によって正の方向スレッショルドに達すると、デバイスは自動的に再起動されます。

さらに LM51772 は SWx と HBx 間の上側電圧を監視しますこの電圧がクランプ回路のスレッショルド電圧を超えると、LM51772 は内部電流源をアクティブにして、電圧をプルダウンします。

デッドタイム値は、レジスタ MFR\_SPECIFIC\_D6 レジスタ フィールドの説明の SEL\_SCALE\_DT、SEL\_MIN\_DEADTIME\_GDRV で制御できます。

アプリケーションで I<sup>2</sup>C インターフェイスが使用されていない場合は、CFG-PIN (表 7-6) を介して SEL\_SCALE\_DT を選択することもできます。イネーブルにすると、デフォルトのデッドタイム設定が標準で 15ns 増加します。

さらに、ハイサイドとローサイド間の遷移 (デッド) 時間の周波数依存性もオプションで設定できます。ここで、スイッチング周波数が低く、スイッチング周波数の高い低消費電力アプリケーションにおける、シリコン MOSFET  $Q_g$  の一般的な違いについて説明します。このオプションが有効化されている場合、スイッチング周波数が高く設定されるとデッドタイムは短くなります。周波数依存性は、レジスタ MFR\_SPECIFIC\_D6 レジスタ フィールドの説明の EN\_CONST\_TDEAD を使用してイネーブルまたはディセーブルにできます。

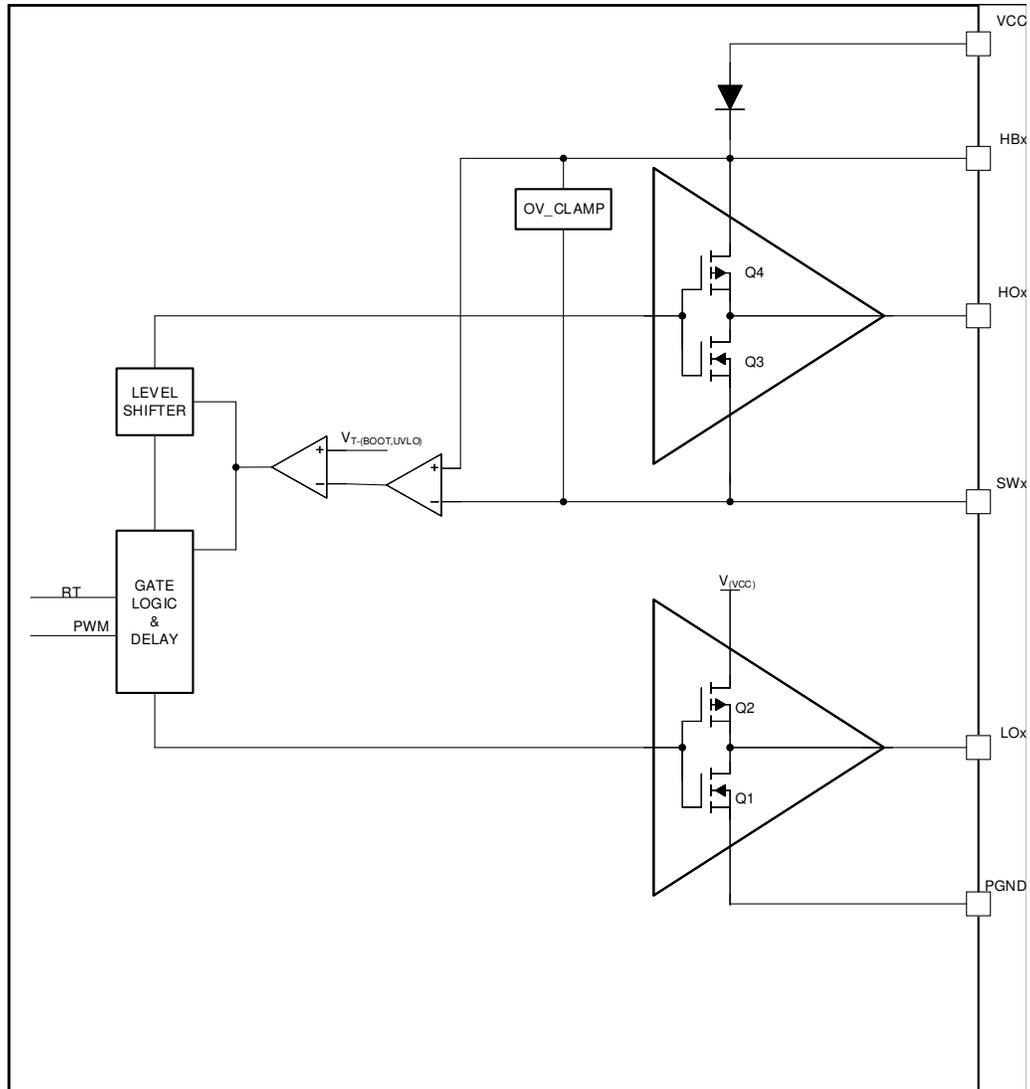


図 7-30. 機能ブロック図ゲートドライバ

### 7.3.21 ケーブル電圧降下補償 (CDC)

ケーブル電圧降下補償機能は、追加のリモート センシングを必要とせずに、広い範囲の負荷電流にわたって出力電圧を公称値に保持するのに役立ちます。ケーブル電圧降下補償は電流を測定し、測定された電流に比例して出力電圧をオフセットします。

イネーブルの場合、電流監視センサ (ISNSP/N) の gm 段は、CDC ピンに比例した電流を送信します。CDC ピンの電圧は、公称出力電圧に対するオフセットとして印加されます。1V を超えないように、CDC ピンの抵抗値を選択することを推奨します。次の式を参照してください。

$$V_{(CDC)} = (V_{(ISNSP)} - V_{(ISNSN)}) \times gm_{(CDC)} \times R_{(CDC)} \quad (31)$$

目的の範囲でケーブル電圧降下補償を正確に動作させるため、CDC オフセットのゲインは CDC\_GAIN レジスタ ビットでプログラムできます。

CDC 機能は、外部のフィードバック分割器と同様に動作します。100kΩ の帰還分圧器の上側抵抗を使用することを推奨します。他の抵抗を使用する場合、CDC のゲインに  $R_{top}/100k\Omega$  を乗算します。

下図は、CDC 機能の制御曲線を示しています。

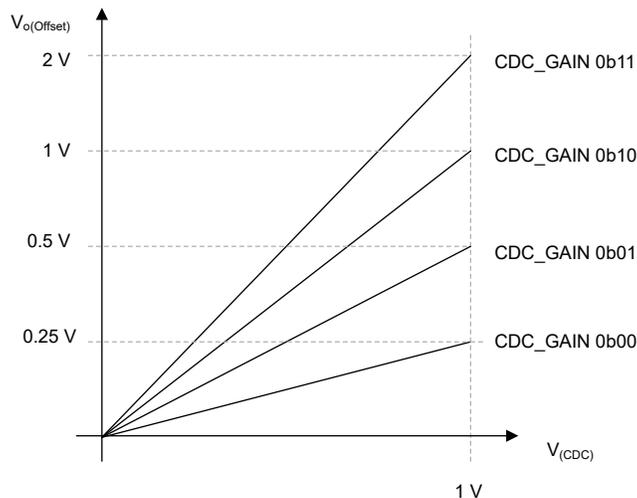


図 7-31. Vo オフセットと CDC 電圧との関係

### 7.3.22 CFG ピンおよびR2D インターフェイス

LM51772 には 4 つの抵抗/デジタル構成ピン (R2D) があり、CFG1 は ADDR/SLOPE ピンの制御に使用されます。チャンネル CFG3 および CFG4 は SDA/SCL ピンと多重化されており、I2C 機能が無効化されている場合のみ使用できません。

CFG ピンの抵抗値は、デバイスの電源オン シーケンス中に読み取りおよびラッチされます。nRST ピンの電圧がトグルされるか、VCC2 電圧が  $V_{VCC2T(UVLO)}$  スレッショルドを下回るまで、この選択は変更できません。表 7-4 に、可能なデバイス構成と、CFG ピンのさまざまな抵抗値の対比を示します。

**表 7-4. ADDR/SLOPE ピン (R2D-CH1) の構成の概要**

#	$R_{(CFG)}$ / k $\Omega$	I2C/ADDR	スロープ補償 ( $m_{(SG)}$ )
1	GND	I2C イネーブル アドレス 0x6A	デフォルトの NVM 設定 0.875
2	0.511	I2C 無効	0.25
3	1.15		0.375
4	1.9		0.5
5	2.7		0.625
6	3.8		0.75
7	5.1		0.875
8	6.5		1
9	8.3		1.5
10	10.5		2
11	13.3		2.5
12	16.2		3
13	20.5		3.5
14	24.9		4
15	30.1		4.5
16	VCC2	I2C C イネーブル アドレス 0x6B	デフォルトの NVM 設定 0.875

**表 7-5. CFG2 ピン (R2D-CH2) 構成の概要**

#	R <sub>(CFG)</sub> / kΩ	EN_SYNC_OUT	SYNC_IN_FALLING	VDET_EN	PCM_EN
1	0	無効	無効	無効	無効化
2	0.511	有効			
3	1.15	無効	有効	無効	
4	1.9	有効			
5	2.7	無効	無効	有効	
6	3.8	有効			
7	5.1	無効	有効	無効	
8	6.5	有効			
9	8.3	無効	無効	無効	有効 (30%)
10	10.5	有効			
11	13.3	無効	有効	無効	
12	16.2	有効			
13	20.5	無効	無効	有効	
14	24.9	有効			
15	30.1	無効	有効	無効	
16	36.5	有効			

表 7-6. CFG3 ピン (R2D-CH3) 構成の概要

#	R <sub>(CFG)</sub> / kΩ	EN_VCC1	INC_INDUCT_DE-RATE	EN_CONST_TDEAD	SCALE_DT
1	0	無効	無効 (30%)	無効	無効化
2	0.511	有効			
3	1.15	無効	有効 (40%)	無効	
4	1.9	有効			
5	2.7	無効	無効 (30%)	有効	
6	3.8	有効			
7	5.1	無効	有効 (40%)	有効	
8	6.5	有効			
9	8.3	無効	無効 (30%)	無効	有効
10	10.5	有効			
11	13.3	無効	有効 (40%)	無効	
12	16.2	有効			
13	20.5	無効	無効 (30%)	有効	
14	24.9	有効			
15	30.1	無効	有効 (40%)	有効	
16	36.5	有効			

表 7-7. CFG4 ピン (R2D-CH4) 構成の概要

#	R <sub>(CFG)</sub> / kΩ	DRSS	SCP – ヒックアップ モード	負の電流制限	電流制限
1	0	無効	無効	無効	無効化
2	0.511	有効			
3	1.15	無効	有効	無効	
4	1.9	有効			
5	2.7	無効	無効	有効	
6	3.8	有効			
7	5.1	無効	有効	無効	
8	6.5	有効			
9	8.3	無効	無効	無効	有効
10	10.5	有効			
11	13.3	無効	有効	無効	
12	16.2	有効			
13	20.5	無効	無効	有効	
14	24.9	有効			
15	30.1	無効	有効	無効	
16	36.5	有効			

### 7.3.23 高度な監視機能

#### 7.3.23.1 概要

デバイスにはステータスレジスタが搭載されており、インターフェイスを使用して現在の動作ステータスを読み取ることができます。

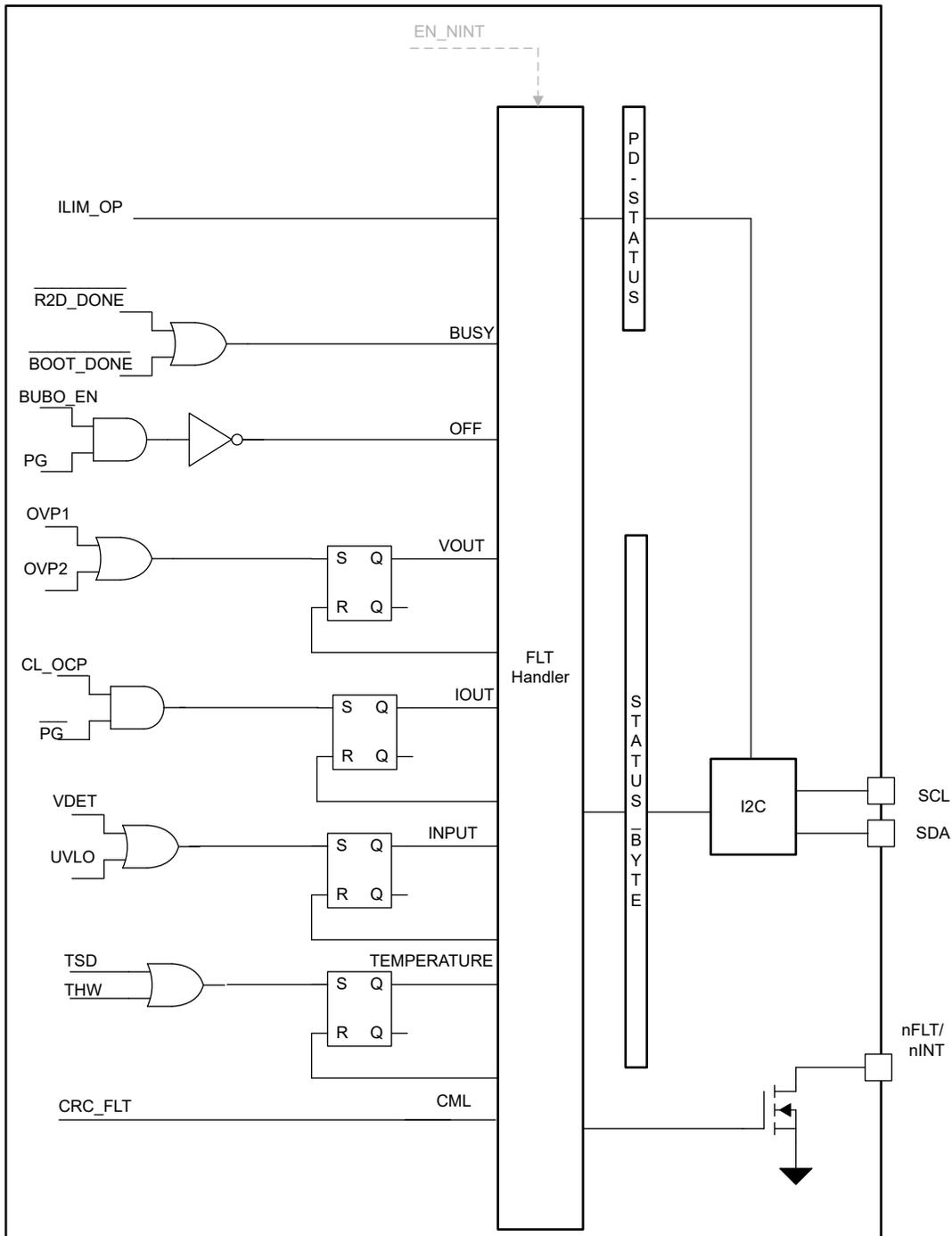


図 7-32. 機能ブロック図フォルトハンドラ

### 7.3.23.2 BUSY

デバイス レジスタ フィールドがビジーであるか、別の例で使用されている場合、このビットは **high** です。ビジ フラグが **high** のときは、I<sup>2</sup>C インターフェイスを介した書き込みは推奨されません。このビットは、デバイスの起動後のみ確認されます

### 7.3.23.3 OFF

デバイスが十分な高い出力電圧 ( $V_{(VOUT)} < V_{T+(PG)}$ ) を供給していない場合、**high** になります。このビットは、システム入力によってコンバータがオフにされている場合にも **high** になります。このビットは、デバイスの起動後のみ確認されます

### 7.3.23.4 VOUT

出力電圧過電圧スレッシュホールド (OVP1、OVP2) を超えました。このエラーは、レジスタがクリアされるまで、またはパワー サイクルが発生するまでラッチされます

### 7.3.23.5 IOUT

過電流保護機能では、インダクタのピーク電流制限に達すると、この状態は上昇します。このエラーは、レジスタがクリアされるまで、またはパワー サイクルが発生するまでラッチされます

### 7.3.23.6 入力

入力電圧検出 (VDET) または UVLO 抵抗が、立ち下がりスレッシュホールドをブローにしたことを検出します。このエラーは、レジスタがクリアされるまで、またはパワー サイクルが発生するまでラッチされます

### 7.3.23.7 温度

デバイスが TSD 状態に移行したか、プログラム可能な過熱警告スレッシュホールドに達しました。このエラーは、レジスタがクリアされるまで、またはパワー サイクルが発生するまでラッチされます

### 7.3.23.8 CML

デバイスは、内部ロジックフォルトを検出します。つまり、NVM メモリ チェックサムによってデータ保持イベントが検出されました。

### 7.3.23.9 その他

未使用

### 7.3.23.10 ILIM\_OP

この信号は、平均電流制限とともにイネーブルされます。電流リミッタがディセーブルになっている場合、信号は **low** になります。プログラムされた電流制限スレッシュホールド (I<sup>2</sup>C または ISET を使用) に達すると、信号が **high** になります。PD ステータス バイトは、ILIM\_OP 信号によって即座に変化します。入力信号はアナログ ドメインでグリッチ除去されます。

### 7.3.23.11 nFLT/nINT ピン出力

ビット EN\_NINT (表 8-11 を参照) が 0b0 に設定されている場合、nFLT/nINT ピンは、STATUS バイトに通知されたすべてのフォルトを示します。

コンバータ動作の再起動後、または故障モードが解消した場合、nFLT ピンは HighZ に戻ります。STATUS バイトへの入力信号なので、nFLT/nINT ピンはグリッチ解除されます。このため、FLT ピンの最大応答時間は  $t_{d(nFLT-PIN)}$  で求められます。

動作中は EN\_NINT を動的に変更することは推奨しませんが、CONV\_OFF 状態の間に変更することは推奨しません。

EN\_NINT = 0b1 の場合、nFLT/nINT ピンは割り込みピンとして機能します。STATUS\_BYTE への瞬時信号と USB\_PD\_STATUS\_0 への入力に変化すると、このピンがトグルされます。

### 7.3.23.12 ステータス バイト

障害をクリアするには、以下の方法を使用します。

1. I<sup>2</sup>C から CLEAR\_FAULTS バイトへの書き込みを実行します。
2. CLEAR\_FAULTS バイトに対する I<sup>2</sup>C 読み出しを実行します。
3. STATUS\_BYTE への I<sup>2</sup>C 書き込みを実行し、フォルトが「1」で示された場合、このビットを「1」に設定してクリアします。これにより、OLD STATUS\_BYTE を書き込んで、古いフォルトをクリアして診断することができます。

## 7.3.24 保護機能

### 7.3.24.1 サーマル シャットダウン (TSD)

デバイスの熱による損傷を防止するため、ダイの温度が監視されます。検出された温度がサーマル シャットダウン スレッショルドを超えると、デバイスの動作を停止します。温度がサーマル シャットダウン ヒステリシスを下回ると、TSD 信号は通常に戻り、メイン FSM の定義に従ってコンバータは通常動作に戻ります。

### 7.3.24.2 過電流保護

このデバイスは、ダイ内の過剰な電力消費、またはシステム内のアプリケーションのフォルトを防止するため、ヒカップ モード短絡保護機能を備えています。CSA ピンと CSB ピンの間のピーク電流センシング電圧を超えた場合に CL\_OP がトリガされます。

保護機能を有効にすると、短絡が検出された場合、コンバータの動作は停止し、コンバータが再起動します。

NVM レジスタのビット HICC\_EN により、OCP がイネーブルになります。

### 7.3.24.3 出力過電圧保護 1 (OVP1)

この過電圧保護機能は、FB ピンと内部フィードバックの電圧を監視します。

このスレッショルドはプログラムされた  $V_{(REF)}$  を基準としているため、トラッキング機能の 1 つ (DTRK、ATRK など) が  $V_o$  目標値を変更した場合でも、OVP1 は引き続き動作します。

このコンバータは、OVP1 スレッショルドのトリガでも動作を維持します。

使用中は、追加のリーク電流を避けるため、OVP1 はディセーブルになります。OVP1 信号は、スリープ中にこの信号から障害が示されないことをマスクされます。

この保護は、ソフト スタート手順中、および外部 FB の代わりに内部フィードバックを使用した場合にディセーブルになります。

#### 7.3.24.4 出力過電圧保護 2 (OVP2)

この機能は、外部フィードバック ピンまたは補償ピンが正しく動作していない場合(コンポーネントまたはピンが短絡した場合など)にデバイスを損傷しないようにする必要があります。

過電圧保護機能は、コンバータのコアとリファレンス システムで実現されています。絶対出力電圧は監視され、OVP2 機能がトリガされると、コンバータ ロジックは出力電圧のさらなる上昇を避けるために適切な措置 (緊急スキップ モードなど)を行います。

VOUT ピンで出力電圧スレッシュホールド  $V_{T+(OVP2)}$  が達成されると、昇降圧コア ロジックはコンバータの電力段をディセーブルし、スイッチ ノードで高インピーダンス状態に移行します。出力電圧がこのスレッシュホールドを下回ると、コンバータの動作が再開されます。

広い動作範囲に対応するため、OVP2 スレッシュホールドは V\_OVP2 レジスタ フィールドでプログラム可能です。

消費電力を節約するために、OVP2 回路をオフにできます。

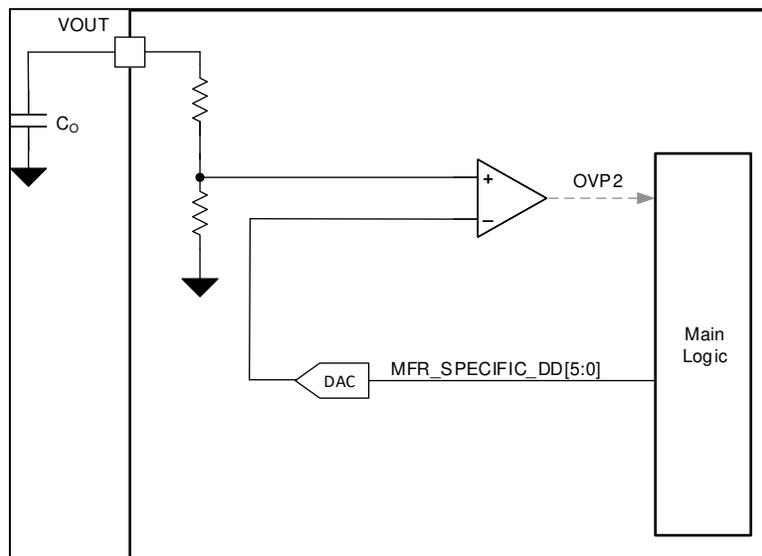


図 7-33. OVP2 の機能ブロック図

#### 7.3.24.5 入力電圧保護 (IVP)

入力過電圧保護は、コンバータのコア変調方式で実現されています。電流が出力から入力に流れ、入力ソースが電流をシンクできなくなった場合に、デバイスの損傷を防止する必要があります。コンバータの強制 PWM モードがアクティブな場合、電流は負のピーク電流制限まで負になる可能性があります。VIN ピンに入力電圧スレッシュホールド  $V_{T+(IVP)}$  に達すると、保護機能により強制 PWM モードが無効になり、VIN から VOUT への電流の流れのみが許可されます。入力電圧が入力電圧保護閾値を下回った後、fPWM モードを再び有効にすることができます。

$V_{T+(IVP)}$  のスレッシュホールドは、V\_IVP レジスタ フィールドで設定可能で、EN\_IVP ビットでディセーブルできます。

### 7.3.24.6 入力電圧レギュレーション (IVR)

入力過電圧レギュレーション (IVR) により入力電圧を制御します。正と負のピーク電流制限、またはオプションの平均電流制限によって電流を制限します。目標電圧は、IVP\_VOLTAGE レジスタ フィールドの説明によってプログラムされます。EN\_IVP と EN\_IVR の両方を 0b1 に設定すると、IVR 機能がイネーブルになります。逆電流が入力を充電できるように、fPWM をイネーブルにする必要があります。MODE ピンが low にプルされると、fPWM が再度イネーブルになるまで、IVR 動作は一時停止されます。

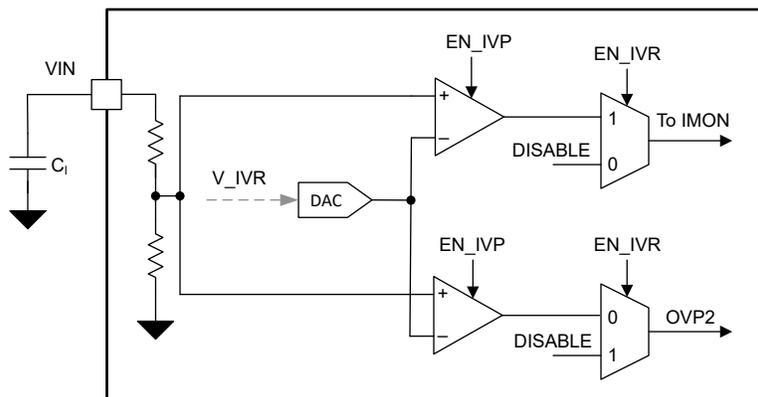


図 7-34. 機能ブロック図 IVP/IVR

### 7.3.24.7 パワー グッド

このデバイスには、パワー グッド (PG) 検出機能があります。内部 PG 信号は、監視機能に使用されます。

ソフトスタートランプが終了すると、パワー グッド情報が利用可能になります。

### 7.3.24.8 ブートストラップ低電圧保護

ゲートドライバの 1 次側電源電圧は、内部ブートストラップ UVLO コンパレータによって監視されます。このコンパレータは SWx と HBx 間の差動電圧を監視します。この保護機能は、次の方法で 2 つのモードをサポートします。

1. fPWM モードで測定した電圧が  $V_{TH(BST\_UV)}$  を下回ると、コンバータは一定の量のスイッチング サイクル後に動作を停止します。
2. PSM-ACM 昇降圧動作では、BOOT\_UV によりコンバータのスイッチングがトリガされ、ブートストラップ電圧が再度リフレッシュされます。一定の再リフレッシュ サイクル時間が経過した後に、開始されたスイッチングが BOOT\_UV を起動しない場合、BOOT\_UV 保護はコンバータ動作を非アクティブにします。

### 7.3.24.9 ブートストラップ過電圧クランプ

外部 FET ゲートと内部ゲートドライブ回路を保護するため、ゲートドライバには過電圧クランプが搭載されています。この電圧が  $V_{TH(BST\_OV)}$  を上回ると、電圧がスレッシュホールドを上回っている限り、過電圧クランプ回路は HBx から Swx への電流をシンクします。

### 7.3.24.10 CRC - チェック

NVM のデータ整合性を確保するため、デバイスには CRC アルゴリズムが搭載されており、デバイス NVM に保存されているデータのチェックサムを生成します。

このチェックサムは、量産プログラミング プロセスで自動的に生成され、個別の NVM レジスタに保存されます。

NVM ブート フェーズの後、CRC アルゴリズムは、ロードされたレジスタのチェックサムを、量産テストで生成された NVM レジスタに保存されているチェックサムと比較します。2 つの値が等しくない場合、デバイスは CONV\_OFF 状態を終了できません。

## 7.4 デバイスの機能モード

### 7.4.1 概要

本デバイスは、機能動作を制御するデジタル ロジック コアを内蔵しています。

### 7.4.2 ロジック状態の説明

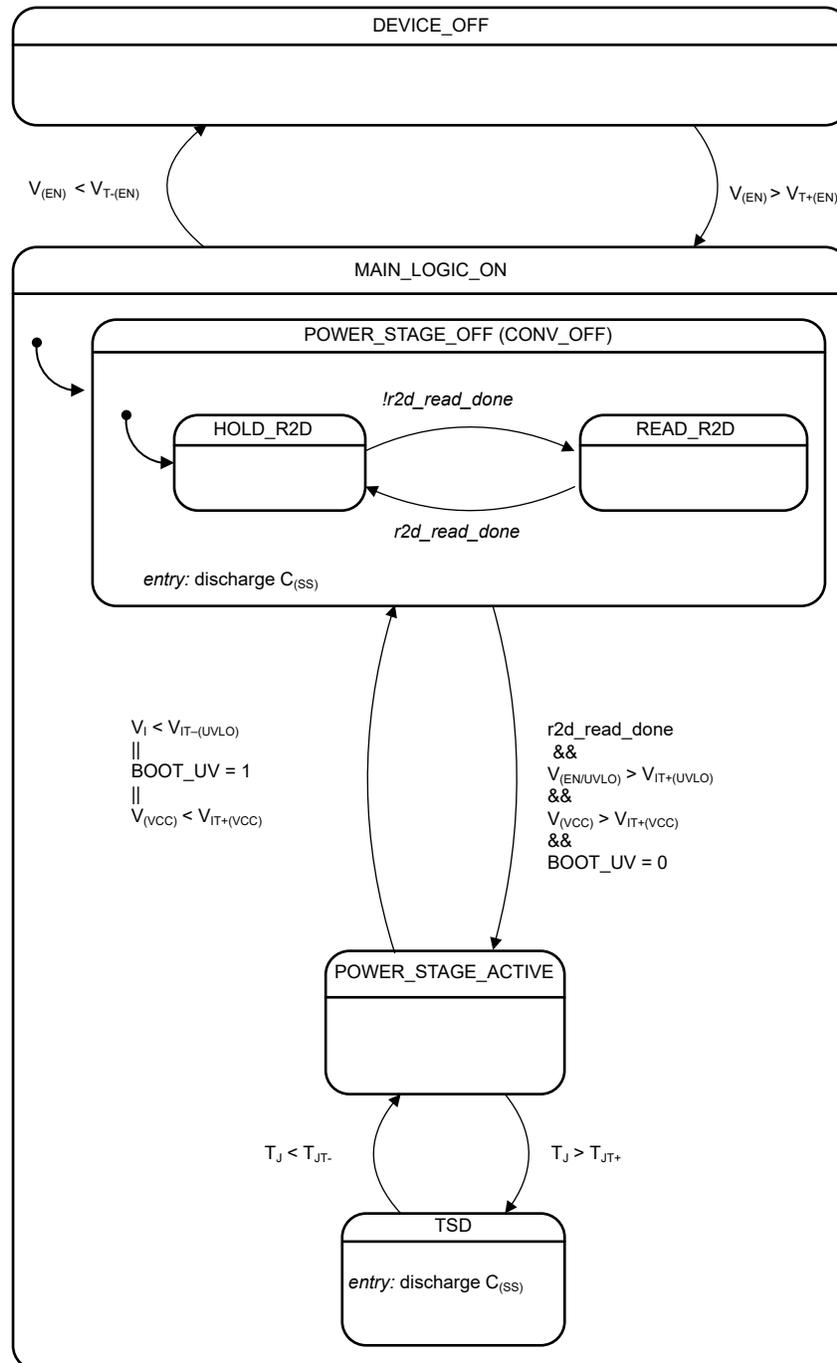


図 7-35. 状態遷移図

## 7.5 プログラミング

### 7.5.1 I<sup>2</sup>C バス動作

I<sup>2</sup>C バスは、コントローラと一連のターゲットデバイス間の通信リンクです。このリンクは、シリアル クロック信号 (SCL) とシリアル データ信号 (SDA) で構成される 2 線式バスを使用して確立されます。コントローラとターゲット端子との間のデータ通信で、シリアル データラインが双方向である場合、どの場合でも、シリアル クロックにはコントローラから電源が供給されます。各デバイスは、シリアル データライン (SDA) 上でデータを送信するためのオープンドレイン出力を備えています。データ送信中にドレイン出力を high にするには、シリアル データラインに外付けプルアップ抵抗を配置する必要があります。このデバイスは、ターゲット I<sup>2</sup>C インターフェイスをホストします。標準モード、ファーストモード、ファーストモード プラス動作をサポートし、それぞれ最大 100kbit/s、400kbit/s、1000kbit/s のデータレートで、I<sup>2</sup>C 標準 3.0 互換性のある自動インクリメント アドレスリング機能を備えています。

このデバイスの 7 ビットのターゲット アドレスは、ADDR/SLOPE ピン I を GND にプルダウンする場合は 0x6A、ピンが VCC2 に接続されている場合は 0x6B です。

データ送信は、以下の図に示すように、コントローラのスタートビットを使用して開始されます。START 条件は、SCL 信号の high 部分で SDA ラインが high から low に遷移するとき認識されます。スタートビットを受信すると、デバイスは SDA 入力でシリアル データを受信し、有効なアドレスおよび制御情報をチェックします。ターゲット アドレスビットがデバイスのために設定されている場合、デバイスはアクノリッジパルスを発行し、レジスタアドレスとデータの受信を準備します。データ送信は、停止条件の受信またはデバイスに送信されるデータワードの受信によって完了します。停止条件は、SCL 信号の high の間に SDA 入力が高から低に遷移することと認識されます。SDA ラインのそれ以外のすべての遷移は、SCL 信号の low 部分の間に発生する必要があります。有効なアドレス、サブアドレス、データワードを受信した後、アクノリッジが発行されます。I<sup>2</sup>C インターフェイスは、レジスタアドレスを自動シーケンス処理するため、特定の I<sup>2</sup>C 転送について複数のデータワードを送信できます。

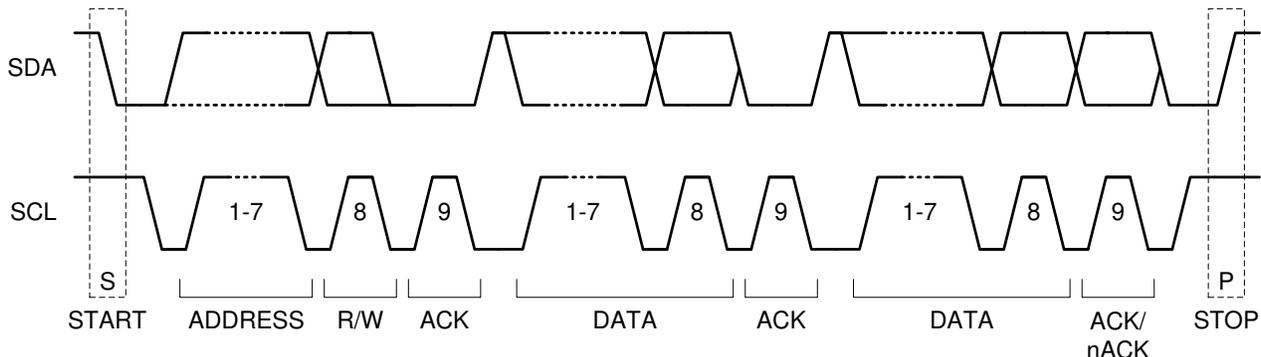


図 7-36. I<sup>2</sup>C スタート/ストップ/アクノリッジのプロトコル

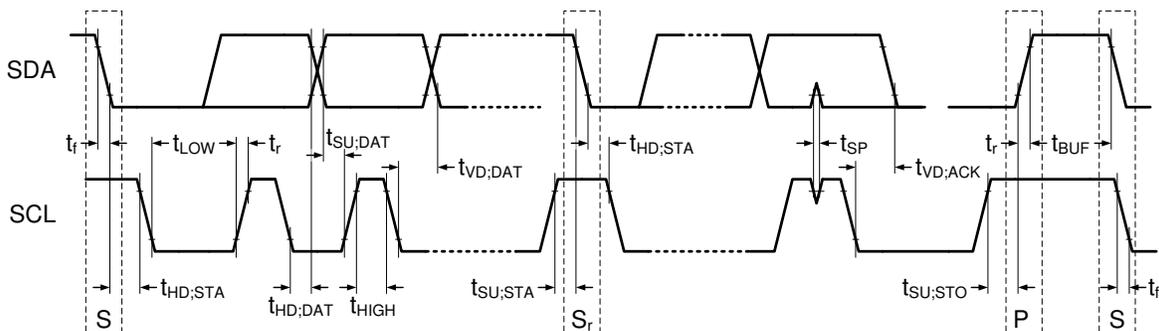


図 7-37. I<sup>2</sup>C データ送信タイミング

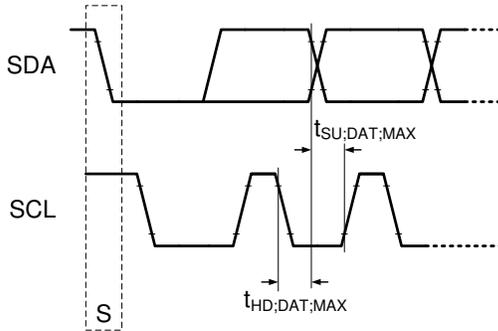


図 7-38. 最大の立ち上がり/立ち下がり時間の I<sup>2</sup>C データ送信タイミング。

### 7.5.2 クロック ストレッチ

クロック ストレッチはサポートされていません。デバイスがビジーのときにアドレス指定され、受信したデータを処理できない場合、デバイスはそのトランザクションをアクノリッジしません。これは、デバイスがブート状態のときに、コントローラが I<sup>2</sup>C トランザクションを開始した場合に発生する可能性があります。

### 7.5.3 データ転送フォーマット

このデバイスは、4 種類の読み取り/書き込み動作をサポートしています。

- 定義されたレジスタ アドレスからの 単一読み取り。
- 定義されたレジスタ アドレスからの 単一書き込み。
- 定義されたレジスタ アドレスから開始されるシーケンシャル読み出し
- 定義されたレジスタ アドレスから開始されるシーケンシャル書き込み

### 7.5.4 定義されたレジスタ アドレスからの単一読み取り

定義されたレジスタ アドレスからの単一読み取りに、定義されたレジスタ アドレスから単一読み取りのフォーマットを示します。まず、コントローラは始動条件を発行してから、7 ビットの I<sup>2</sup>C アドレスを送信します。次に、コントローラは 0 を書き込んで、書き込み操作を実行していることを示します。コントローラは、ターゲットからアクノリッジを受信すると、バス全体に 8 ビットのレジスタ アドレスを送信します。2 回目のアクノリッジ後、デバイスは内部 I<sup>2</sup>C レジスタ番号を定義された値に設定します。次に、コントローラが繰り返し始動条件を発行し、7 ビットの I<sup>2</sup>C アドレスに続いて 1 を発行して、読み取り動作を実行していることを示します。3 回目のアクノリッジを受信すると、コントローラはバスをデバイスに解放します。その後、デバイスはバス上のレジスタから 8 ビットのデータ値を返します。コントローラはアクノリッジ (NACK) を返さず、停止条件を発行します。これにより、レジスタ読み出しは終了です。

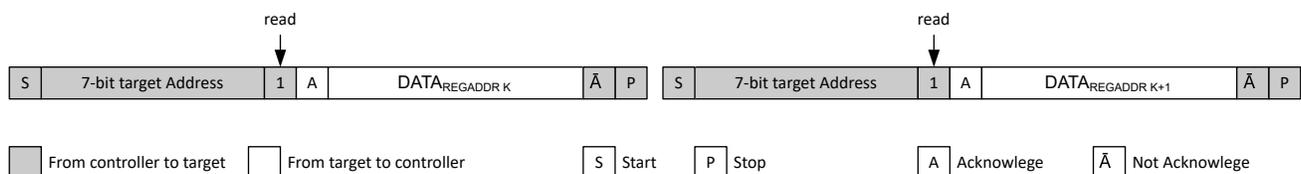


図 7-39. 定義されたレジスタ アドレスからの単一読み取り

### 7.5.5 定義されたレジスタ アドレスから開始されるシーケンシャル READ

シーケンシャル読み取り動作は、[定義されたレジスタ アドレスから開始されるシーケンシャル READ](#) に示すように、単一読み取りプロトコルを拡張したものです。コントローラはデータ バイトを受信したことをアクリッジし、デバイスはレジスタ アドレスを自動的にインクリメントして、次のレジスタからデータを返します。データ転送は、最後のデータ バイトをアクリッジせず、停止条件を送信することによって停止します。

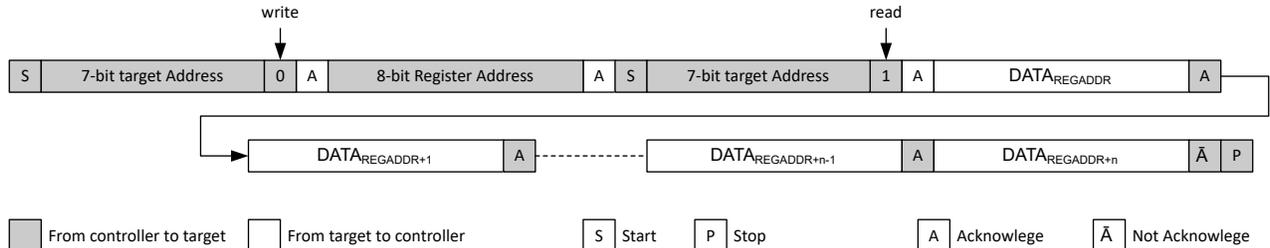


図 7-40. 定義されたレジスタ アドレスから開始されるシーケンシャル READ

### 7.5.6 定義されたレジスタ アドレスへの単一書き込み

[定義されたレジスタ アドレスへの単一書き込み](#)に、定義されたレジスタ アドレスへの単一書き込みの形式を示します。まず、コントローラは始動条件を発行してから、7 ビットの I<sup>2</sup>C アドレスを送信します。次に、コントローラは書き込み操作を実行することを示すために 0 を書き込みます。コントローラは、ターゲットからアクリッジを受信すると、バス全体に 8 ビットのレジスタ アドレスを送信します。2 回目のアクリッジ後、デバイスは I<sup>2</sup>C レジスタ アドレスを定義された値に設定し、コントローラが 8 ビットのデータ値を書き込みます。3 回目のアクリッジを受信すると、デバイスは I<sup>2</sup>C レジスタ アドレスを 1 ずつ自動インクリメントし、コントローラは停止条件を発行します。これにより、レジスタ書き込みは終了です。

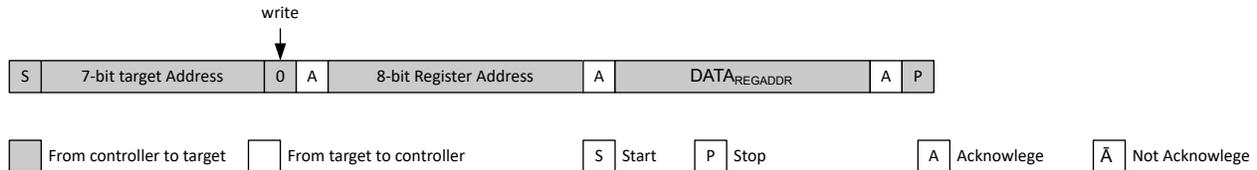


図 7-41. 定義されたレジスタ アドレスへの単一書き込み

### 7.5.7 定義されたレジスタ アドレスから開始されるシーケンシャル WRITE

シーケンシャル書き込み動作は、[定義されたレジスタ アドレスから開始されるシーケンシャル WRITE](#) に示すように、単一書き込みプロトコルを拡張したものです。デバイスが ACK を発行した後にコントローラが停止条件を送信しない場合、デバイスはレジスタ アドレスを 1 ずつ自動的にインクリメントし、コントローラは次のレジスタに書き込むことができます。

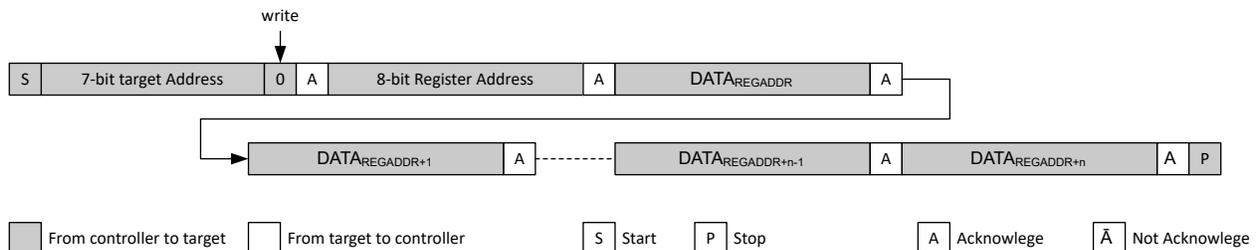


図 7-42. 定義されたレジスタ アドレスから開始されるシーケンシャル WRITE

## 8 LM51772 のレジスタ

LM51772 レジスタのメモリマップされたレジスタを、表 8-1 に示します。表 8-1 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 8-1. LM51772 のレジスタ**

アドレス	略称	レジスタ名	セクション
0x3	CLEAR_FAULTS	CLEAR_FAULTS	<a href="#">表示</a>
0xA	ILIM_THRESHOLD	ILIM_THRESHOLD	<a href="#">表示</a>
0xC	VOUT_TARGET1_LSB	VOUT_TARGET1_LSB	<a href="#">表示</a>
0xD	VOUT_TARGET1_MSB	VOUT_TARGET1_MSB	<a href="#">表示</a>
0x21	USB_PD_STATUS_0	USB_PD_STATUS_0	<a href="#">表示</a>
0x78	STATUS_BYTE	STATUS_BYTE	<a href="#">表示</a>
0x81	USB_PD_CONTROL_0	USB_PD_CONTROL_0	<a href="#">表示</a>
0xD0	MFR_SPECIFIC_D0	MFR_SPECIFIC_D0	<a href="#">表示</a>
0xD1	MFR_SPECIFIC_D1	MFR_SPECIFIC_D1	<a href="#">表示</a>
0xD2	MFR_SPECIFIC_D2	MFR_SPECIFIC_D2	<a href="#">表示</a>
0xD3	MFR_SPECIFIC_D3	MFR_SPECIFIC_D3	<a href="#">表示</a>
0xD4	MFR_SPECIFIC_D4	MFR_SPECIFIC_D4	<a href="#">表示</a>
0xD5	MFR_SPECIFIC_D5	MFR_SPECIFIC_D5	<a href="#">表示</a>
0xD6	MFR_SPECIFIC_D6	MFR_SPECIFIC_D6	<a href="#">表示</a>
0xD7	MFR_SPECIFIC_D7	MFR_SPECIFIC_D7	<a href="#">表示</a>
0xD8	MFR_SPECIFIC_D8	MFR_SPECIFIC_D8	<a href="#">表示</a>
0xD9	MFR_SPECIFIC_D9	MFR_SPECIFIC_D9	<a href="#">表示</a>
0xDA	IVP_VOLTAGE	IVP_VOLTAGE	<a href="#">表示</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 8-2 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 8-2. LM51772 のアクセス タイプ コード**

アクセス タイプ	表記	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

## 8.1 CLEAR\_FAULTS レジスタ (アドレス = 0x3) [リセット = 0x00]

CLEAR\_FAULTS を [表 8-3](#) に示します。

[概略表](#)に戻ります。

ラッチされたステータス フラグをすべてクリアします

**表 8-3. CLEAR\_FAULTS 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
7:0	CLEAR_FAULTS	R	0x0	アドレスにアクセスするだけで、障害をクリアできます

## 8.2 ILIM\_THRESHOLD レジスタ (アドレス = 0xA) [リセット = 0x64]

ILIM\_THRESHOLD を [表 8-4](#) に示します。

[概略表](#) に戻ります。

表 8-4. ILIM\_THRESHOLD 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
7:0	ILIM_THRESHOLD	R/W	0x64	<p>ISNS 電流制限スレッショルド電圧。角カッコの値は、10mΩ のセンス抵抗を考慮します</p> <p>0x0 = 5mV (0.5A)  0x1 = 5mV (0.5A)  0x2 = 5mV (0.5A)  0x3 = 5mV (0.5A)  0x4 = 5mV (0.5A)  0x5 = 5mV (0.5A)  0x6 = 5mV (0.5A)  0x7 = 5mV (0.5A)  0x8 = 5mV (0.5A)  0x9 = 5mV (0.5A)  0xA = 5mV (0.5A)  0xB = 5.5mV (0.55A)  0xC = 6mV (0.6A)  0xD = 6.5mV (0.65A)  0xE = 7mV (0.7A)  0xF = 7.5mV (0.75A)  0x10 = 8mV (0.8A)  0x11 = 8.5mV (0.85A)  0x12 = 9mV (0.9A)  0x13 = 9.5mV (0.95A)  0x14 = 10mV (1A)  0x15 = 10.5mV (1.05A)  0x16 = 11mV (1.1A)  0x17 = 11.5mV (1.15A)  0x18 = 12mV (1.2A)  0x19 = 12.5mV (1.25A)  0x1A = 13mV (1.3A)  0x1B = 13.5mV (1.35A)  0x1C = 14mV (1.4A)  0x1D = 14.5mV (1.45A)  0x1E = 15mV (1.5A)  0x1F = 15.5mV (1.55A)  0x20 = 16mV (1.6A)  0x21 = 16.5mV (1.65A)  0x22 = 17mV (1.7A)  0x23 = 17.5mV (1.75A)  0x24 = 18mV (1.8A)  0x25 = 18.5mV (1.85A)  0x26 = 19mV (1.9A)  0x27 = 19.5mV (1.95A)  0x28 = 20mV (2A)  0x29 = 20.5mV (2.05A)  0x2A = 21mV (2.1A)  0x2B = 21.5mV (2.15A)  0x2C = 22mV (2.2A)  0x2D = 22.5mV (2.25A)  0x2E = 23mV (2.3A)  0x2F = 23.5mV (2.35A)  0x30 = 24mV (2.4A)  0x31 = 24.5mV (2.45A)  0x32 = 25mV (2.5A)  0x33 = 25.5mV (2.55A)  0x34 = 26mV (2.6A)  0x35 = 26.5mV (2.65A)  0x36 = 27mV (2.7A)  0x37 = 27.5mV (2.75A)  0x38 = 28mV (2.8A)  0x39 = 28.5mV (2.85A)  0x3A = 29mV (2.9A)  0x3B = 29.5mV (2.95A)  0x3C = 30mV (3A)  0x3D = 30.5mV (3.05A)  0x3E = 31mV (3.1A)</p>

表 8-4. ILIM\_THRESHOLD 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
				0x3F = 31.5mV (3.15A)
				0x40 = 32mV (3.2A)
				0x41 = 32.5mV (3.25A)
				0x42 = 33mV (3.3A)
				0x43 = 33.5mV (3.35A)
				0x44 = 34mV (3.4A)
				0x45 = 34.5mV (3.45A)
				0x46 = 35mV (3.5A)
				0x47 = 35.5mV (3.55A)
				0x48 = 36mV (3.6A)
				0x49 = 36.5mV (3.65A)
				0x4A = 37mV (3.7A)
				0x4B = 37.5mV (3.75A)
				0x4C = 38mV (3.8A)
				0x4D = 38.5mV (3.85A)
				0x4E = 39mV (3.9A)
				0x4F = 39.5mV (3.95A)
				0x50 = 40mV (4A)
				0x51 = 40.5mV (4.05A)
				0x52 = 41mV (4.1A)
				0x53 = 41.5mV (4.15A)
				0x54 = 42mV (4.2A)
				0x55 = 42.5mV (4.25A)
				0x56 = 43mV (4.3A)
				0x57 = 43.5mV (4.35A)
				0x58 = 44mV (4.4A)
				0x59 = 44.5mV (4.45A)
				0x5A = 45mV (4.5A)
				0x5B = 45.5mV (4.55A)
				0x5C = 46mV (4.6A)
				0x5D = 46.5mV (4.65A)
				0x5E = 47mV (4.7A)
				0x5F = 47.5mV (4.75A)
				0x60 = 48mV (4.8A)
				0x61 = 48.5mV (4.85A)
				0x62 = 49mV (4.9A)
				0x63 = 49.5mV (4.95A)
				0x64 = <b>50mV (5A)</b>
				0x65 = 50.5mV (5.05A)
				0x66 = 51mV (5.1A)
				0x67 = 51.5mV (5.15A)
				0x68 = 52mV (5.2A)
				0x69 = 52.5mV (5.25A)
				0x6A = 53mV (5.3A)
				0x6B = 53.5mV (5.35A)
				0x6C = 54mV (5.4A)
				0x6D = 54.5mV (5.45A)
				0x6E = 55mV (5.5A)
				0x6F = 55.5mV (5.55A)
				0x70 = 56mV (5.6A)
				0x71 = 56.5mV (5.65A)
				0x72 = 57mV (5.7A)
				0x73 = 57.5mV (5.75A)
				0x74 = 58mV (5.8A)
				0x75 = 58.5mV (5.85A)
				0x76 = 59mV (5.9A)
				0x77 = 59.5mV (5.95A)
				0x78 = 60mV (6A)
				0x79 = 60.5mV (6.05A)
				0x7A = 61mV (6.1A)
				0x7B = 61.5mV (6.15A)
				0x7C = 62mV (6.2A)
				0x7D = 62.5mV (6.25A)
				0x7E = 63mV (6.3A)
				0x7F = 63.5mV (6.35A)

表 8-4. ILIM\_THRESHOLD 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
				0x80 = 64mV (6.4A)
				0x81 = 64.5mV (6.45A)
				0x82 = 65mV (6.5A)
				0x83 = 65.5mV (6.55A)
				0x84 = 66mV (6.6A)
				0x85 = 66.5mV (6.65A)
				0x86 = 67mV (6.7A)
				0x87 = 67.5mV (6.75A)
				0x88 = 68mV (6.8A)
				0x89 = 68.5mV (6.85A)
				0x8A = 69mV (6.9A)
				0x8B = 69.5mV (6.95A)
				0x8C = 70mV (7A)
				0x8D = 70mV (7A)
				0x8E = 70mV (7A)
				0x8F = 70mV (7A)
				0x90 = 70mV (7A)
				0x91 = 70mV (7A)
				0x92 = 70mV (7A)
				0x93 = 70mV (7A)
				0x94 = 70mV (7A)
				0x95 = 70mV (7A)
				0x96 = 70mV (7A)
				0x97 = 70mV (7A)
				0x98 = 70mV (7A)
				0x99 = 70mV (7A)
				0x9A = 70mV (7A)
				0x9B = 70mV (7A)
				0x9C = 70mV (7A)
				0x9D = 70mV (7A)
				0x9E = 70mV (7A)
				0x9F = 70mV (7A)
				0xA0 = 70mV (7A)
				0xA1 = 70mV (7A)
				0xA2 = 70mV (7A)
				0xA3 = 70mV (7A)
				0xA4 = 70mV (7A)
				0xA5 = 70mV (7A)
				0xA6 = 70mV (7A)
				0xA7 = 70mV (7A)
				0xA8 = 70mV (7A)
				0xA9 = 70mV (7A)
				0xAA = 70mV (7A)
				0xAB = 70mV (7A)
				0xAC = 70mV (7A)
				0xAD = 70mV (7A)
				0xAE = 70mV (7A)
				0xAF = 70mV (7A)
				0xB0 = 70mV (7A)
				0xB1 = 70mV (7A)
				0xB2 = 70mV (7A)
				0xB3 = 70mV (7A)
				0xB4 = 70mV (7A)
				0xB5 = 70mV (7A)
				0xB6 = 70mV (7A)
				0xB7 = 70mV (7A)
				0xB8 = 70mV (7A)
				0xB9 = 70mV (7A)
				0xBA = 70mV (7A)
				0xBB = 70mV (7A)
				0xBC = 70mV (7A)
				0xBD = 70mV (7A)
				0xBE = 70mV (7A)
				0xBF = 70mV (7A)
				0xC0 = 70mV (7A)

表 8-4. ILIM\_THRESHOLD 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
				0xC1 = 70mV (7A)
				0xC2 = 70mV (7A)
				0xC3 = 70mV (7A)
				0xC4 = 70mV (7A)
				0xC5 = 70mV (7A)
				0xC6 = 70mV (7A)
				0xC7 = 70mV (7A)
				0xC8 = 70mV (7A)
				0xC9 = 70mV (7A)
				0xCA = 70mV (7A)
				0xCB = 70mV (7A)
				0xCC = 70mV (7A)
				0xCD = 70mV (7A)
				0xCE = 70mV (7A)
				0xCF = 70mV (7A)
				0xD0 = 70mV (7A)
				0xD1 = 70mV (7A)
				0xD2 = 70mV (7A)
				0xD3 = 70mV (7A)
				0xD4 = 70mV (7A)
				0xD5 = 70mV (7A)
				0xD6 = 70mV (7A)
				0xD7 = 70mV (7A)
				0xD8 = 70mV (7A)
				0xD9 = 70mV (7A)
				0xDA = 70mV (7A)
				0xDB = 70mV (7A)
				0xDC = 70mV (7A)
				0xDD = 70mV (7A)
				0xDE = 70mV (7A)
				0xDF = 70mV (7A)
				0xE0 = 70mV (7A)
				0xE1 = 70mV (7A)
				0xE2 = 70mV (7A)
				0xE3 = 70mV (7A)
				0xE4 = 70mV (7A)
				0xE5 = 70mV (7A)
				0xE6 = 70mV (7A)
				0xE7 = 70mV (7A)
				0xE8 = 70mV (7A)
				0xE9 = 70mV (7A)
				0xEA = 70mV (7A)
				0xEB = 70mV (7A)
				0xEC = 70mV (7A)
				0xED = 70mV (7A)
				0xEE = 70mV (7A)
				0xEF = 70mV (7A)
				0xF0 = 70mV (7A)
				0xF1 = 70mV (7A)
				0xF2 = 70mV (7A)
				0xF3 = 70mV (7A)
				0xF4 = 70mV (7A)
				0xF5 = 70mV (7A)
				0xF6 = 70mV (7A)
				0xF7 = 70mV (7A)
				0xF8 = 70mV (7A)
				0xF9 = 70mV (7A)
				0xFA = 70mV (7A)
				0xFB = 70mV (7A)
				0xFC = 70mV (7A)
				0xFD = 70mV (7A)
				0xFE = 70mV (7A)
				0xFF = 70mV (7A)

### 8.3 VOUT\_TARGET1\_LSB レジスタ (アドレス = 0xC) [リセット = 0x58]

VOUT\_TARGET1\_LSB を表 8-5 に示します。

概略表に戻ります。

表 8-5. VOUT\_TARGET1\_LSB 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
7:0	VOUT_A	R/W	0x58	出力目標電圧 論理レジスタ Vout 設定 下限:SEL_FB_DIV20 の上限に応じて 3.3V または 1V:SEL_FB_DIV20 に応じて 48V または 24V ステップ サイズ:SEL_FB_DIV20 に応じて 20mV または 10mV 20mV の値の計算 式 3 10mV の値の計算式 2

## 8.4 VOUT\_TARGET1\_MSB レジスタ (アドレス = 0xD) [リセット = 0x02]

VOUT\_TARGET1\_MSB を表 8-6 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

**表 8-6. VOUT\_TARGET1\_MSB 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
7:4	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。
3:0	VOUT_A	R/W	0x2	出力目標電圧 論理レジスタ Vout 設定 下限: <a href="#">SEL_FB_DIV20</a> の上限に応じて 3.3V または 1V: <a href="#">SEL_FB_DIV20</a> に応じて 48V または 24V ステップ サイズ: <a href="#">SEL_FB_DIV20</a> に応じて 20mV または 10mV 20mV の値の計算 <a href="#">式 3</a> 10mV の値の計算 <a href="#">式 2</a>

## 8.5 USB\_PD\_STATUS\_0 レジスタ (アドレス = 0x21) [リセット = 0x00]

USB\_PD\_STATUS\_0 を表 8-7 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

USB - PD ステータス レジスタ

**表 8-7. USB\_PD\_STATUS\_0 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
7	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。
6	CC_OPERATION	R	0x0	定電流 (CC) ILIM 動作のインスタント ステータス
5:0	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。

## 8.6 STATUS\_BYTE レジスタ (アドレス = 0x78) [リセット = 0x00]

STATUS\_BYTE を [表 8-8](#) に示します。

[概略表](#)に戻ります。

フォルト ステータス下位バイト

**表 8-8. STATUS\_BYTE 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
7	BUSY	R	0x0	ユニットはビジー 0x0 = ユニットはビジーではない 0x1 = ユニットはビジー
6	OFF	R	0x0	VOUT を供給していないデバイスまたはユニットがオフです 0x0 = ユニット オン 0x1 = ユニット オフ
5	VOUT	R	0x0	VOUT_OV 故障 0x0 = 故障なし 0x1 = 故障
4	IOUT	R	0x0	IOUT_OC 故障 0x0 = 故障なし 0x1 = 故障
3	入力	R	0x0	VIN_UV 故障 0x0 = 故障なし 0x1 = 故障
2	温度	R	0x0	温度障害または警告 0x0 = 故障なし 0x1 = 故障
1	CML	R	0x0	COMM、ロジック、メモリ イベント 0x0 = 故障なし 0x1 = 故障
0	その他	R	0x0	その他の障害または警告 0x0 = 故障なし 0x1 = 故障

## 8.7 USB\_PD\_CONTROL\_0 レジスタ (アドレス = 0x81) [リセット = 0x01]

USB\_PD\_CONTROL\_0 を表 8-9 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

USB PD 制御レジスタ

**表 8-9. USB\_PD\_CONTROL\_0 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
7:2	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。
1	FORCE_DISCH	R/W	0x0	Vo 放電をアクティブにします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
0	CONV_EN2	R/W	0x1	電力段を無効化にします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>

## 8.8 MFR\_SPECIFIC\_D0 レジスタ (アドレス = 0xD0) [リセット = 0x32]

MFR\_SPECIFIC\_D0 を表 8-10 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

CONFIG\_0 デバイス設定レジスタ 0

**表 8-10. MFR\_SPECIFIC\_D0 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
7	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。
6	EN_NEG_CL_LIMIT	R/W	0x0	ディセーブルされた ILIM クランプの正の I <sub>L</sub> をクランプする場合、負の電流制限の ILIM をイネーブルにします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
5	EN_VCC1	R/W	0x1	VCC1 補助 LDO をイネーブルにします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
4	IMON_LIMITER_EN	R/W	0x1	リミッタ構成で IMON をイネーブルにします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
3	HICCUP_EN	R/W	0x0	ヒックアップ短絡をイネーブルにします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
2	DRSS_EN	R/W	0x0	デュアル拡散スペクトラムを有効化します 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
1	USLEEP_EN	R/W	0x1	マイクロ スリープ モードを有効にします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
0	CONV_EN	R/W	0x0	電力段を無効化にします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>

## 8.9 MFR\_SPECIFIC\_D1 レジスタ (アドレス = 0xD1) [リセット = 0x09]

MFR\_SPECIFIC\_D1 を表 8-11 に示します。

概略表に戻ります。

CONFIG\_1 デバイス設定レジスタ 1

表 8-11. MFR\_SPECIFIC\_D1 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
7	EN_THER_WARN	R/W	0x0	サーマル警告を有効にします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
6:5	THW_THRESHOLD	R/W	0x0	サーマル警告スレッシュホールドを選択します 0x0 = <b>140degC</b> 0x1 = 125degC 0x2 = 110degC 0x3 = 95degC
4	EN_NINT	R/W	0x0	nFLT ピン ハンドラが、割り込みピンまたは nFLT ピンとして動作するように接続します 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
3	EN_DTRK_STARTOVER	R/W	0x1	DTRK PWM 信号を待たずに DTRK が有効化されている場合に、直接起動を有効化します 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
2	FORCE_BIASPIN	R/W	0x0	スレッシュホールドを下げて、プリロティが BIAS から VCC2 に電力を供給できるようにします。 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
1	EN_BB_2P_FPWM	R/W	0x0	fPWM モードで 2 相 BB スイングを有効化します 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
0	EN_BB_2P_PSM	R/W	0x1	PSM モードで 2 相 BB スイングをイネーブルにします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>

## 8.10 MFR\_SPECIFIC\_D2 レジスタ (アドレス = 0xD2) [リセット = 0x40]

MFR\_SPECIFIC\_D2 を表 8-12 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

**表 8-12. MFR\_SPECIFIC\_D2 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
7	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。
6	EN_ACTIVE_DVS	R/W	0x1	放電を使用して DVS のアクティブ ダウン ランプをイネーブルにします 0x0 = DISABLE 0x1 = ENABLE
5:4	DVS_SLEW_RAMP	R/W	0x0	DVS の正および負の Vo スルー レートを設定します 0x0 = 40mV/us 0x1 = 20mV/us 0x2 = 1mV/us 0x3 = 0.5mV/us
3:2	放電強度	R/W	0x0	Vo 放電の放電電流を設定します 0x0 = SLOW (25mA) 0x1 = MEDIUM (50mA) 0x2 = FAST (75mA) 0x3 = FAST (75mA)
1	DISCHARGE_CONFIG0	R/W	0x0	CONV_EN と同時に放電を選択します 0x0 = DISABLE 0x1 = ENABLE
0	DISCHARGE_CONFIG1	R/W	0x0	VTH ディスクまで放電を選択します 0x0 = DISABLE 0x1 = ENABLE

### 8.11 MFR\_SPECIFIC\_D3 レジスタ (アドレス = 0xD3) [リセット = 0x20]

MFR\_SPECIFIC\_D3 を表 8-13 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

**表 8-13. MFR\_SPECIFIC\_D3 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
7	EN_IVP	R/W	0x0	イネーブル入力電圧保護。 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
6	SEL_IVR	R/W	0x0	入力電圧保護ではなく入力電圧レギュレーションを選択。 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
5	VDET_EN	R/W	0x1	内部 VDET 機能をイネーブルにします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
4:0	VDET_FALL	R/W	0x0	VDET 下降スレッショルド 0x0 = <b>2.7V</b> 0x1 = 2.9 V 0x2 = 3.1 V 0x3 = 3.3 V 0x4 = 3.5 V 0x5 = 3.7 V 0x6 = 3.9 V 0x7 = 4.1 V 0x8 = 4.3 V 0x9 = 4.5 V 0xA = 4.7 V 0xB = 4.9 V 0xC = 5.1 V 0xD = 5.3 V 0xE = 5.5 V 0xF = 5.7 V 0x10 = 5.9 V 0x11 = 6.1 V 0x12 = 6.3 V 0x13 = 6.5 V 0x14 = 6.7 V 0x15 = 6.9 V 0x16 = 7.1 V 0x17 = 7.3 V 0x18 = 7.5 V 0x19 = 7.7 V 0x1A = 7.9 V 0x1B = 8.1 V 0x1C = 8.3 V 0x1D = 8.5 V 0x1E = 8.7 V 0x1F = 8.9 V

## 8.12 MFR\_SPECIFIC\_D4 レジスタ (アドレス = 0xD4) [リセット = 0x03]

MFR\_SPECIFIC\_D4 を表 8-14 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

**表 8-14. MFR\_SPECIFIC\_D4 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
7:5	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。
4:0	VDET_RISE	R/W	0x3	VDET 上昇スレッショルド 0x0 = 2.8 V 0x1 = 3 V 0x2 = 3.2 V 0x3 = <b>3.4V</b> 0x4 = 3.6 V 0x5 = 3.8 V 0x6 = 4 V 0x7 = 4.2 V 0x8 = 4.4 V 0x9 = 4.6 V 0xA = 4.8 V 0xB = 5 V 0xC = 5.2 V 0xD = 5.4 V 0xE = 5.6 V 0xF = 5.8 V 0x10 = 6 V 0x11 = 6.2 V 0x12 = 6.4 V 0x13 = 6.6 V 0x14 = 6.8 V 0x15 = 7 V 0x16 = 7.2 V 0x17 = 7.4 V 0x18 = 7.6 V 0x19 = 7.8 V 0x1A = 8 V 0x1B = 8.2 V 0x1C = 8.4 V 0x1D = 8.6 V 0x1E = 8.8 V 0x1F = 9 V

### 8.13 MFR\_SPECIFIC\_D5 レジスタ (アドレス = 0xD5) [リセット = 0x3F]

MFR\_SPECIFIC\_D5 を表 8-15 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

表 8-15. MFR\_SPECIFIC\_D5 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
7:6	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。

表 8-15. MFR\_SPECIFIC\_D5 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
5:0	V_OVP2	R/W	0x3F	OVP2 スレッショルド電圧 0x0 = 4.00 V 0x1 = 4.500 V 0x2 = 5.000 V 0x3 = 5.500 V 0x4 = 6.000 V 0x5 = 6.500 V 0x6 = 7.000 V 0x7 = 7.500 V 0x8 = 8.000 V 0x9 = 8.500 V 0xA = 9.000 V 0xB = 9.500 V 0xC = 10.000 V 0xD = 10.500 V 0xE = 11.000 V 0xF = 11.500 V 0x10 = 12.000 V 0x11 = 12.500 V 0x12 = 13.000 V 0x13 = 13.500 V 0x14 = 14.000 V 0x15 = 14.500 V 0x16 = 15.000 V 0x17 = 15.500 V 0x18 = 16.000 V 0x19 = 17.000 V 0x1A = 18.000 V 0x1B = 19.000 V 0x1C = 20.000 V 0x1D = 21.000 V 0x1E = 22.000 V 0x1F = 23.000 V 0x20 = 24.000 V 0x21 = 25.000 V 0x22 = 26.000 V 0x23 = 27.000 V 0x24 = 28.000 V 0x25 = 29.000 V 0x26 = 30.000 V 0x27 = 31.000 V 0x28 = 32.000 V 0x29 = 33.000 V 0x2A = 34.000 V 0x2B = 35.000 V 0x2C = 36.000 V 0x2D = 37.000 V 0x2E = 38.000 V 0x2F = 39.000 V 0x30 = 40.000 V 0x31 = 41.000 V 0x32 = 42.000 V 0x33 = 43.000 V 0x34 = 44.000 V 0x35 = 45.000 V 0x36 = 46.000 V 0x37 = 47.000 V 0x38 = 48.000 V 0x39 = 49.000 V 0x3A = 50.000 V 0x3B = 51.000 V 0x3C = 52.000 V 0x3D = 53.000 V 0x3E = 54.000 V

表 8-15. MFR\_SPECIFIC\_D5 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
				0x3F = 55.000V

### 8.14 MFR\_SPECIFIC\_D6 レジスタ (アドレス = 0xD6) [リセット = 0x15]

MFR\_SPECIFIC\_D6 を表 8-16 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

PS\_Config0 電力段の構成

**表 8-16. MFR\_SPECIFIC\_D6 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
7:6	CONFIG_SYNC_PIN	R/W	0x0	並列処理をメインにする同期機能を選択します 0x0 = <b>立ち上がりエッジで入力同期</b> 0x1 = 立ち下がりエッジで入力同期 0x2 = 内部の立ち上がりエッジから同期出力 0x3 = 内部の立ち下がりエッジ (180°位相) からの同期出力
5	EN_CONST_TDEAD	R/W	0x0	SEL_MIN_DEADTIME_GDRV を設定するのに一定のデッドタイムを強制します。最小トレドの周波数依存性を無効にします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
4	SEL_SCALE_DT	R/W	0x1	ゲートドライバのデッドタイム周波数依存および 2MHz 設定点をスケールリングします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
3:2	SEL_MIN_DEADTIME_GDRV	R/W	0x1	ゲートドライバに対する fsw = 2Mhz での最小デッドタイムを定義します 0x0 = 10ns (遅延なし) 0x1 = <b>20 ns</b> 0x2 = 40ns 0x3 = 60ns
1:0	BB_MIN_TIME_OFFSET	R/W	0x1	ゲートリフレッシュの BB 最小 Ton または Toff 時間をスケールリングします 0x0 = 0.75 x 0x1 = <b>1 x</b> 0x2 = 1.25 x 0x3 = 1.5 x

### 8.15 MFR\_SPECIFIC\_D7 レジスタ (アドレス = 0xD7) [リセット = 0x28]

MFR\_SPECIFIC\_D7 を表 8-17 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

**表 8-17. MFR\_SPECIFIC\_D7 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
7:6	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。
5:4	SEL_INDUC_DERATE	R/W	0x2	PSM モードから勾配までのインダクタのディレーティングを選択します 0x0 = DISABLE 0x1 = 20% 0x2 = <b>30%</b> 0x3 = 40%
3:0	SEL_SLOPE_COMP	R/W	0x8	RT 電流の比として、スロープ補償電流を選択します 0x0 = 0.125 0x1 = 0.25 0x2 = 0.375 0x3 = 0.5 0x4 = 0.625 0x5 = 0.75 0x6 = 0.875 0x7 = 1 0x8 = <b>1.5</b> 0x9 = 2 0xA = 2.5 0xB = 3 0xC = 3.5 0xD = 4 0xE = 4.5 0xF = 5

## 8.16 MFR\_SPECIFIC\_D8 レジスタ (アドレス = 0xD8) [リセット = 0x84]

MFR\_SPECIFIC\_D8 を表 8-18 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

**表 8-18. MFR\_SPECIFIC\_D8 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
7	SEL_FB_DIV20	R/W	0x1	内部 FB 分圧比 20 を選択します 0x0 = DIV10 0x1 = <b>DIV20</b>
6	EN_CDC	R/W	0x0	ケーブル電圧降下の補償をイネーブルにします 0x0 = <b>DISABLE</b> 0x1 = <b>ENABLE</b>
5:4	CDC_GAIN	R/W	0x0	CDC 電圧 (1V) のゲインを、Vout 基準で選択します 0x0 = <b>0.250V</b> 0x1 = 0.500 V 0x2 = 1.000 V 0x3 = 2.000 V
3:2	SEL_DRV1_SEQ	R/W	0x1	DRV 1 動作のシーケンスを選択します 0x0 = コンバータの動作がオフの場合はプル-ロー/CP が動作 0x1 = コンバータ動作がオンの場合はプル Low /CP が動作 0x2 = FORCE ACTIVE 0x3 = 強制オフ
1:0	SEL_DRV1_SUP	R/W	0x0	DRV1 ピンのドライバ構成を選択します 0x0 = オープンドレイン (アクティブ = プル ロー) 0x1 = Vout 0x2 = VBIAS 0x3 = VCC2 (チャージ ポンプドライバ)

### 8.17 MFR\_SPECIFIC\_D9 レジスタ (アドレス = 0xD9) [リセット = 0x2C]

MFR\_SPECIFIC\_D9 を表 8-19 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

**表 8-19. MFR\_SPECIFIC\_D9 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
7:6	NIL	R	0x0	このビットはハードウェアには実装されていません。書き込み動作中、このビットのデータは無視されます。読み出し操作中は 0 が返されます。
5	SEL_ISET_PIN	R/W	0x1	ISET ピンを I2C アクティブ構成に強制し、ILIM DAC を無効化します。 0x0 = DISABLE 0x1 = ENABLE
4:0	PCM_WINDOW_LOW	R/W	0xC	PCM の VOUT を基準とする低電圧ウィンドウスレッシュホールドを選択します 0x0 = 0 (無効化)% 0x1 = 2.50% 0x2 = 5% 0x3 = 7.5% 0x4 = 10% 0x5 = 12.5% 0x6 = 15% 0x7 = 17.5% 0x8 = 20% 0x9 = 22.5% 0xA = 25% 0xB = 27.5% 0xC = <b>30%</b> 0xD = 32.5% 0xE = 35% 0xF = 37.5% 0x10 = 40% 0x11 = 42.5% 0x12 = 45% 0x13 = 47.5% 0x14 = 50% 0x15 = 52.5% 0x16 = 55% 0x17 = 57.5% 0x18 = 60% 0x19 = 62.5% 0x1A = 65% 0x1B = 67.5% 0x1C = 70% 0x1D = 72.5% 0x1E = 75% 0x1F = 77.5%

## 8.18 IVP\_VOLTAGE レジスタ (アドレス = 0xDA) [リセット = 0xFF]

IVP\_VOLTAGE を表 8-20 に示します。

[概略表](#)に戻ります。

表 8-20. IVP\_VOLTAGE 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
7:0	V_IVP	R/W	0xFF	入力過電圧保護およびレギュレータのスレッショルド 0x0 = 4.75 V 0x1 = 4.875 V 0x2 = 5.000 V 0x3 = 5.125 V 0x4 = 5.250 V 0x5 = 5.375 V 0x6 = 5.500 V 0x7 = 5.625 V 0x8 = 5.750 V 0x9 = 5.875 V 0xA = 6.000 V 0xB = 6.125 V 0xC = 6.250 V 0xD = 6.375 V 0xE = 6.500 V 0xF = 6.625 V 0x10 = 6.750 V 0x11 = 6.875 V 0x12 = 7.000 V 0x13 = 7.125 V 0x14 = 7.250 V 0x15 = 7.375 V 0x16 = 7.500 V 0x17 = 7.625 V 0x18 = 7.750 V 0x19 = 7.875 V 0x1A = 8.000 V 0x1B = 8.125 V 0x1C = 8.250 V 0x1D = 8.375 V 0x1E = 8.500 V 0x1F = 8.625 V 0x20 = 8.750 V 0x21 = 8.875 V 0x22 = 9.000 V 0x23 = 9.125 V 0x24 = 9.250 V 0x25 = 9.375 V 0x26 = 9.500 V 0x27 = 9.625 V 0x28 = 9.750 V 0x29 = 9.875 V 0x2A = 10.000 V 0x2B = 10.125 V 0x2C = 10.250 V 0x2D = 10.375 V 0x2E = 10.500 V 0x2F = 10.625 V 0x30 = 10.750 V 0x31 = 10.875 V 0x32 = 11.000 V 0x33 = 11.125 V 0x34 = 11.250 V 0x35 = 11.375 V 0x36 = 11.500 V 0x37 = 11.625 V 0x38 = 11.750 V 0x39 = 11.875 V 0x3A = 12.000 V 0x3B = 12.125 V 0x3C = 12.250 V 0x3D = 12.375 V 0x3E = 12.500 V 0x3F = 12.625 V

**表 8-20. IVP\_VOLTAGE 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
				0x40 = 12.750 V
				0x41 = 12.875 V
				0x42 = 13.000 V
				0x43 = 13.125 V
				0x44 = 13.250 V
				0x45 = 13.375 V
				0x46 = 13.500 V
				0x47 = 13.625 V
				0x48 = 13.750 V
				0x49 = 13.875 V
				0x4A = 14.000 V
				0x4B = 14.125 V
				0x4C = 14.250 V
				0x4D = 14.375 V
				0x4E = 14.500 V
				0x4F = 14.625 V
				0x50 = 14.750 V
				0x51 = 14.875 V
				0x52 = 15.000 V
				0x53 = 15.125 V
				0x54 = 15.250 V
				0x55 = 15.375 V
				0x56 = 15.500 V
				0x57 = 15.625 V
				0x58 = 15.750 V
				0x59 = 15.875 V
				0x5A = 16.000 V
				0x5B = 16.125 V
				0x5C = 16.250 V
				0x5D = 16.375 V
				0x5E = 16.500 V
				0x5F = 16.625 V
				0x60 = 16.750 V
				0x61 = 16.875 V
				0x62 = 17.000 V
				0x63 = 17.125 V
				0x64 = 17.250 V
				0x65 = 17.375 V
				0x66 = 17.500 V
				0x67 = 17.625 V
				0x68 = 17.750 V
				0x69 = 17.875 V
				0x6A = 18.000 V
				0x6B = 18.125 V
				0x6C = 18.250 V
				0x6D = 18.375 V
				0x6E = 18.500 V
				0x6F = 18.625 V
				0x70 = 18.750 V
				0x71 = 18.875 V
				0x72 = 19.000 V
				0x73 = 19.125 V
				0x74 = 19.250 V
				0x75 = 19.375 V
				0x76 = 19.500 V
				0x77 = 19.625 V
				0x78 = 19.750 V
				0x79 = 19.875 V
				0x7A = 20.000 V
				0x7B = 20.125 V
				0x7C = 20.250 V
				0x7D = 20.375 V
				0x7E = 20.500 V
				0x7F = 20.625 V
				0x80 = 20.750 V

表 8-20. IVP\_VOLTAGE 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
				0x81 = 20.875 V
				0x82 = 21.000 V
				0x83 = 21.125 V
				0x84 = 21.250 V
				0x85 = 21.375 V
				0x86 = 21.500 V
				0x87 = 21.625 V
				0x88 = 21.750 V
				0x89 = 21.875 V
				0x8A = 22.000 V
				0x8B = 22.125 V
				0x8C = 22.250 V
				0x8D = 22.375 V
				0x8E = 22.500 V
				0x8F = 22.625 V
				0x90 = 22.750 V
				0x91 = 22.875 V
				0x92 = 23.000 V
				0x93 = 23.125 V
				0x94 = 23.250 V
				0x95 = 23.500 V
				0x96 = 23.750 V
				0x97 = 24.000 V
				0x98 = 24.250 V
				0x99 = 24.500 V
				0x9A = 24.750 V
				0x9B = 25.000 V
				0x9C = 25.250 V
				0x9D = 25.500 V
				0x9E = 25.750 V
				0x9F = 26.000 V
				0xA0 = 26.250 V
				0xA1 = 26.500 V
				0xA2 = 26.750 V
				0xA3 = 27.000 V
				0xA4 = 27.250 V
				0xA5 = 27.500 V
				0xA6 = 27.750 V
				0xA7 = 28.000 V
				0xA8 = 28.250 V
				0xA9 = 28.500 V
				0xAA = 28.750 V
				0xAB = 29.000 V
				0xAC = 29.250 V
				0xAD = 29.500 V
				0xAE = 29.750 V
				0xAF = 30.000 V
				0xB0 = 30.250 V
				0xB1 = 30.500 V
				0xB2 = 30.750 V
				0xB3 = 31.000 V
				0xB4 = 31.250 V
				0xB5 = 31.500 V
				0xB6 = 31.750 V
				0xB7 = 32.000 V
				0xB8 = 32.250 V
				0xB9 = 32.500 V
				0xBA = 32.750 V
				0xBB = 33.000 V
				0xBC = 33.250 V
				0xBD = 33.500 V
				0xBE = 33.750 V
				0xBF = 34.000 V
				0xC0 = 34.250 V
				0xC1 = 34.500 V

表 8-20. IVP\_VOLTAGE 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
				0xC2 = 34.750 V
				0xC3 = 35.000 V
				0xC4 = 35.250 V
				0xC5 = 35.500 V
				0xC6 = 35.750 V
				0xC7 = 36.000 V
				0xC8 = 36.250 V
				0xC9 = 36.500 V
				0xCA = 36.750 V
				0xCB = 37.000 V
				0xCC = 37.250 V
				0xCD = 37.500 V
				0xCE = 37.750 V
				0xCF = 38.000 V
				0xD0 = 38.250 V
				0xD1 = 38.500 V
				0xD2 = 38.750 V
				0xD3 = 39.000 V
				0xD4 = 39.250 V
				0xD5 = 39.500 V
				0xD6 = 39.750 V
				0xD7 = 40.000 V
				0xD8 = 40.250 V
				0xD9 = 40.500 V
				0xDA = 40.750 V
				0xDB = 41.000 V
				0xDC = 41.250 V
				0xDD = 41.500 V
				0xDE = 41.750 V
				0xDF = 42.000 V
				0xE0 = 42.250 V
				0xE1 = 42.500 V
				0xE2 = 42.750 V
				0xE3 = 43.000 V
				0xE4 = 43.250 V
				0xE5 = 43.500 V
				0xE6 = 43.750 V
				0xE7 = 44.000 V
				0xE8 = 44.250 V
				0xE9 = 44.500 V
				0xEA = 44.750 V
				0xEB = 45.000 V
				0xEC = 45.250 V
				0xED = 45.500 V
				0xEE = 45.750 V
				0xEF = 46.000 V
				0xF0 = 46.250 V
				0xF1 = 46.500 V
				0xF2 = 46.750 V
				0xF3 = 47.000 V
				0xF4 = 47.250 V
				0xF5 = 47.500 V
				0xF6 = 47.750 V
				0xF7 = 48.000 V
				0xF8 = 48.250 V
				0xF9 = 48.500 V
				0xFA = 48.750 V
				0xFB = 49.000 V
				0xFC = 49.250 V
				0xFD = 49.500 V
				0xFE = 49.750 V
				0xFF = <b>50.000V</b>

## 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、TI の製品仕様に含まれるものではなく、TI ではその正確性または完全性を保証いたしません。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となります。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

LM51772 は、入力電圧範囲が広い、同期、非反転型の昇降圧コントローラです。入力電源が調整された出力電圧よりも高い、低い場合に、調整された出力電圧を必要とするアプリケーションに適しています。外部回路の設計およびコンポーネントの選択プロセスを迅速化および効率化するため、包括的なクイックスタートカリキュレータをダウンロードして、特定のアプリケーションのコンポーネント選択を支援することができます。

### 9.2 代表的なアプリケーション

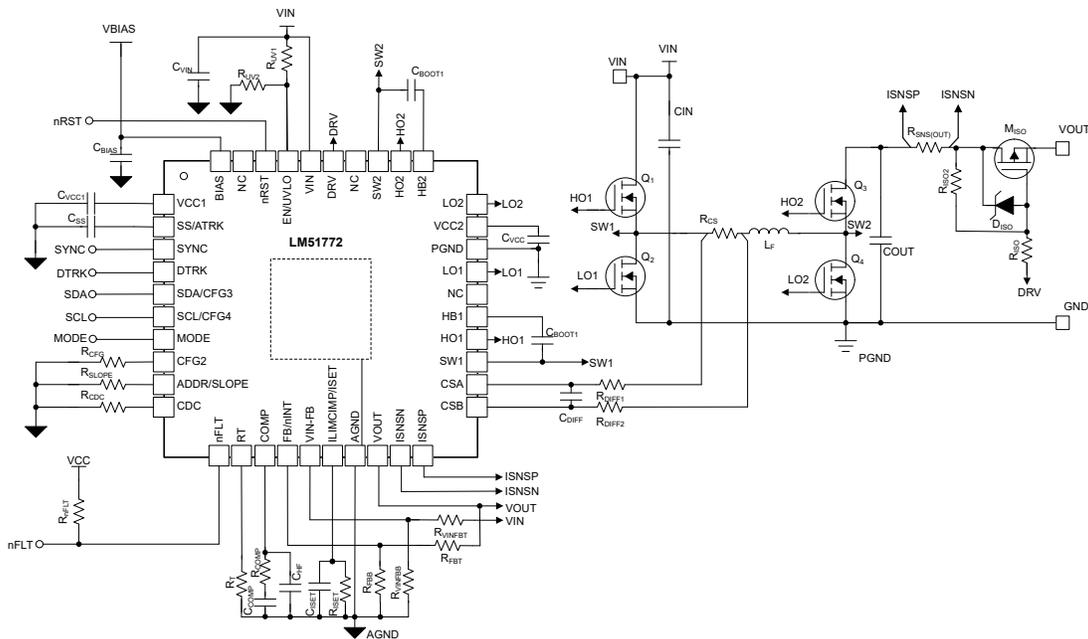


図 9-1. 代表的なアプリケーションの概略回路図

#### 9.2.1 設計要件

表 9-1 典型的な設計例の対象となる入力、出力、性能パラメータを示します。

表 9-1. 設計パラメータ

パラメータ	値
$V_I$ 最小値	9V
$V_I$ 標準値 = $V_I$ スタートアップ	19.5V
$V_I$ 最大値	48V
$V_O$ 公称値	20V
$P_O$ 最大値	100W

## 9.2.2 詳細な設計手順

### 9.2.2.1 WEBENCH ツールによるカスタム設計

ここをクリックすると、WEBENCH® Power Designer により、LM51772 デバイスを使用するカスタム設計を作成できます。

- 最初に、 $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ 、 $I_{OUT}$  の要件を入力します。
- オプティマイザのダイヤルを使用して、効率、占有面積、コストなどの主要なパラメータについて設計を最適化し、この設計と、テキサス・インスツルメンツによる他の可能なソリューションとを比較します。
- WEBENCH Power Designer では、カスタマイズされた回路図と部品リストを、リアルタイムの価格や部品の在庫情報と併せて参照できます。
- ほとんどの場合、以下の内容も可能となります：
  - 電氣的なシミュレーションを実行し、重要な波形と回路の性能を確認する
  - 熱シミュレーションを実行し、基板の熱性能を把握する。
  - カスタマイズされた回路図やレイアウトを、一般的な CAD フォーマットでエクスポートする。
  - 設計のレポートを PDF で印刷し、同僚と設計を共有する。
- WEBENCH ツールの詳細は、[www.ti.com/ja-jp/webench](http://www.ti.com/ja-jp/webench) でご覧になれます。

### 9.2.2.2 周波数

LM51772 のスイッチング周波数は、RT/SYNC ピンから AGND に接続された  $R_T$  抵抗によって設定されます。目的の周波数を設定するために必要な  $R_T$  抵抗は、式 32 を使用して計算されます。 $f_{SW} = 600\text{kHz}$  の場合、1% 標準抵抗器 51.0k $\Omega$  が選択されます。

$$R_{(RT)} = \frac{1}{32 \times 12^{-12} \times f_{SW}} = 52.08\text{k}\Omega \quad (32)$$

### 9.2.2.3 フィードバック デバイダ

帰還分圧器は、式 33 で求められます。

$$R_{FB,top} = (V_{(VOUT)} - V_{(REF)}) \times R_{FB,bot} \quad (33)$$

20V 出力の場合、上部抵抗器 82.0k $\Omega$  と下部抵抗器 4.3k $\Omega$  が選択されています。

FB ピン分圧抵抗  $R_{FB,top} = 71.5\text{k}\Omega$  に、一般的な出力電圧に対する帰還分圧抵抗の選択可能な選択肢の概要を示します。

表 9-2. FB ピン分圧抵抗  $R_{FB,top} = 71.5\text{k}\Omega$

$V_O$ - 目標値	$R_{FB,bot}$ - 計算	$R_{FB,bot}$ - E48 シリーズ	$V_O$ 公称値	FB 抵抗による誤差
5V	17.9k $\Omega$	17.8k $\Omega$	5.02V	0.3%
9V	8.94k $\Omega$	9.09k $\Omega$	8.87V	-1.5%
12V	6.50k $\Omega$	6.59k $\Omega$	12.02V	0.1%
16V	4.77k $\Omega$	4.87k $\Omega$	15.68V	-2.0%
24V	3.11k $\Omega$	3.16k $\Omega$	23.63V	-1.6%
28V	2.65k $\Omega$	2.61k $\Omega$	28.39V	1.4%
36V	2.04k $\Omega$	2.05k $\Omega$	35.88V	-0.3%
42V	1.74k $\Omega$	1.78k $\Omega$	41.17V	-2.0%
48V	1.50k $\Omega$	1.54k $\Omega$	47.43V	-1.2%

### 9.2.2.4 インダクタと電流センス抵抗の選択

インダクタの選択は、降圧と昇圧の両方の動作モードと、サポートされているスロープ補償の範囲を考慮して行います。インダクタと電流センス抵抗が互いに影響を及ぼすので、互いに応じて選定する必要があります。適切な出発点は、電流検出抵抗が過電流検出レベルの 60% になるように設定することです。これにより、インダクタのリップル  $\Delta I_L$  は 20%、過電流検出レベルまでのマージンは 20% と想定します。入力電圧が最小のときに、最大のインダクタ電流が現れます。

$$I_{L\ Peak, \max, \text{est.}} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN, \min}} \times I_{OUT} \times 1.4 = 15.6\text{A} \quad (34)$$

検出抵抗は、以下を使って計算できます。

$$R_{CS} = \frac{50\text{mV}}{I_{L\ Peak, \max, \text{est.}}} = 3.2\text{m}\Omega \quad (35)$$

中間レベルのスロープ補償を使ってインダクタを選択できます。この値は、で計算できます。

$$L = \frac{R_{CS} \times 625}{f_{SW}} = 3.35\mu\text{H} \quad (36)$$

また、降圧または昇圧動作の効率が重要である場合、降圧および昇圧モードのピークツーピーク電流リップル  $\Delta I_L$  に基づいて、インダクタを選択できます。最大入力電圧における最大インダクタ電流の約 60% が降圧モードの目標インダクタンスは次のようになります。

$$L_{BUCK} = \frac{(V_{IN(\text{MAX})} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{0.6 \times I_{OUT(\text{MAX})} \times F_{SW} \times V_{IN(\text{MAX})}} = 6.48\mu\text{H} \quad (37)$$

最大入力電圧における最大インダクタ電流の約 30% の昇圧モードの目標インダクタンスは次のようになります。

$$L_{BOOST} = \frac{V_{IN(\text{MIN})}^2 \times (V_{OUT} - V_{IN(\text{MIN})})}{0.3 \times I_{OUT(\text{MAX})} \times F_{SW} \times V_{OUT}^2} = 2.48\mu\text{H} \quad (38)$$

このアプリケーションでは、3.3 $\mu\text{H}$  付きのインダクタを選択しました。

この構成で、ピーク インダクタ電流は最小入力電圧時に発生し、効率 95% は次の式で与えられます。

$$I_{L\ Peak\ Boost} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{\eta \times V_{IN, \min}} + \frac{V_{IN, \min} \times (V_{OUT} - V_{IN, \min})}{2 \times L \times f_{SW} \times V_{OUT}} = 12.9\text{A} \quad (39)$$

電流センス抵抗については、20% のマージンが、ダイナミック応答に十分なヘッドルームを確保していると考えられます（負荷ステップレギュレーションなど）。最大出力電流を供給できるように、ピーク電流制限スレッショルドの最小レベルを使用します。

$$R_{CS} = \frac{45\text{mV}}{I_{L\ Peak\ Boost}} = 3.5\text{m}\Omega \quad (40)$$

5m $\Omega$  の 2 倍での  $R_{CS} = 2.5\text{m}\Omega$  の標準値を選択します。2 個の抵抗を並列に接続すると、寄生インダクタンスも低減できます。 $R_{CS}$  での最大消費電力は、 $V_{IN(\text{MAX})}$  のときに発生します。

$$P_{R_{CS}(\text{Max})} = \left(\frac{55\text{mV}}{R_{CS}}\right)^2 \times R_{CS} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(\text{Max})}}\right) = 0.704\text{W} \quad (41)$$

### 9.2.2.5 出力コンデンサ

昇圧モードでは、出力コンデンサに高リップル電流が流れます。出力コンデンサの RMS リップル電流は次のように表されます。

$$I_{COUT(RMS)} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} - 1} \quad (42)$$

ここで、最小  $V_{IN}$  は最大のコンデンサ電流に対応します。

この例では、最大出力リップル RMS 電流は  $I_{COUT(RMS)} = 5.5A$  です。3mΩ の出力コンデンサの ESR では、次のように 33.3mV の出力リップル電圧が発生します。

$$\Delta V_{RIPPLE(ESR)} = \frac{I_{OUT} \times V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}} \times ESR \quad (43)$$

80μF の出力コンデンサでは、次式に示すように 115mV の容量性リップル電圧が発生します。

$$\Delta V_{RIPPLE(COUT)} = \frac{I_{OUT} \times \left(1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}\right)}{C_{OUT} \times f_{SW}} \quad (44)$$

通常、低い ESR と高いリップル電流能力を得るには、セラミック コンデンサとバルク コンデンサを組み合わせる必要があります。セクション 9.2 に、標準的なアプリケーションに対して  $C_{OUT}$  の有効な出発点を示します。

### 9.2.2.6 入力コンデンサ

降圧モードでは、入力コンデンサから高リップル電流が供給されます。入力コンデンサの RMS 電流は、以下で求められます。

$$I_{CIN(RMS)} = I_{OUT} \times \sqrt{D \times (1 - D)} \quad (45)$$

最大 RMS 電流は  $D = 0.5$  で発生し、 $I_{CIN(RMS)} = I_{OUT} / 2 = 2.5A$  となります。高い di/dt 電流に対して短いパスを提供し、出力電圧リップルを低減するため、セラミック コンデンサとバルク コンデンサを組み合わせる必要があります。図 9-1 は、標準的なアプリケーションに対して  $C_{IN}$  の出発点として最適です。

### 9.2.2.7 スローブ補償

安定した電流ループ動作と低調波振動の回避のためには、スローブ抵抗を式 46 に基づいて選択する必要があります。

スローブ補償の  $m_{SC}$  値を計算するには、最大インダクタ電流 (電流制限により設定) での実効インダクタンスを使用する必要があります。 $R_{CS}$  が 2.5mΩ の場合、電流制限は 20A (標準値) に設定されます。使用するインダクタの場合、このピーク電流時のインダクタンスは  $L_{eff} = 2.5\mu H$  まで小さくなります。

$$m_{SC} = \frac{R_{CS}}{f_{sw} \times L_{eff}} \times 625 = 1.04 \quad (46)$$

次に高い値である 1.5 を選択し、 $R_{CFG1}$  または I2C インターフェイス経由で設定する必要があります。

スローブ補償の結果として、“デッドビート”動作が実現され、電流ループの外乱が 1 回のスイッチング サイクルで消失します。理論的には、電流モード ループは「デッドビート」スローブの半分で安定します (式 46 の計算されたスローブ抵抗値で既に考慮されています)。 $m_{sc}$  値が大きいほど、スローブ信号が大きくなり、遷移領域でのノイズ耐性が向上します ( $V_{IN}$  は  $V_{OUT}$  とほぼ等しくなります)。ただし、スローブ信号が大きいと、特定の出力電圧、スイッチング周波数、およびインダクタに対して実現可能な入力電圧範囲が制限されます。この設計では、必要な  $V_{IN}$  範囲を提供しながら遷移領域の動作を改善するために、スローブ補償係数 1.5 (構成ピン CFG2 を参照) が選択されます。

インダクタのディレーティングは約 24% であり、30% のディレーティングにはセトリングを使用するか (構成ピン CFG3 を参照)、I2C 経由で設定できます。

### 9.2.2.8 UVLO ディバイダ

UVLO 抵抗分割器は、8.7V 未満でオンになるように設計する必要があります。R<sub>UVLO,top</sub> = 75kΩ を選択すると、式 47 に基づいて UVLO ヒステリシスは 0.375V になります。下側 UVLO 抵抗は、以下を使用して選択します。

$$V_{(VIN, IT+, UVLO)} = V_{IT+ (UVLO)} \times \left(1 + \frac{R_{UVLO,top}}{R_{UVLO,bot}}\right) + R_{UVLO,top} \times I_{(UVLO,hyst)} \quad (47)$$

R<sub>UVLO,bot</sub> には標準値 12.4kΩ が選択されます

より低い入力電圧での動作に対して UVLO スレッシュホールドをプログラミングする場合は、最小 V<sub>IN</sub> よりも低いゲート (ミラー) プラトー電圧を持つ MOSFET を選択することが重要です。

### 9.2.2.9 ソフトスタート コンデンサ

ソフト スタート時間は、ソフト スタート コンデンサを使用してプログラミングします。C<sub>SS</sub> とソフト スタート時間の関係は、次の式で与えられます。

$$C_{SS} = \frac{I_{SS} \times t_{SS}}{V_{Ref}} = 18 \text{ nF} \quad (48)$$

C<sub>SS</sub> = 18nF の場合、ソフトスタート時間は 1.8ms になります。

### 9.2.2.10 MOSFET QH1 および QL1

入力側の MOSFET QH1 (Q1) および QL1 (Q2) は、48V の最大入力電圧に耐える必要があります。また、スイッチング中に SW1 に生じる過渡スパイクに耐える必要があります。したがって、QH1 および QL1 の定格は 58V 以上にする必要があります。また、MOSFET のゲート プラトー電圧は、コンバータの最小入力電圧よりも低い必要があります。そうしないと、スタートアップ中または過負荷状態中に、MOSFET が完全にエンハンスされない可能性があります。

昇圧モードでの QH1 での電力損失は、次の式で近似できます。

$$P_{COND(QH1)} = \left(I_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)^2 \times R_{DS,On(QH1)} \quad (49)$$

降圧モードの QH1 での電力損失は、それぞれ式 51 と式 50 で与えられる導通損失成分とスイッチング損失成分で構成されます。

$$P_{COND(QH1)} = \left(I_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)^2 \times R_{DS,On(QH1)} \quad (50)$$

$$P_{SW(QH1)} = \frac{1}{2} \times V_{IN} \times I_{OUT} \times (t_r + t_f) \times f_{SW} \quad (51)$$

立ち上がり (t<sub>r</sub>) および立ち下がり (t<sub>f</sub>) 時間は、MOSFET のデータシート情報に基づくか、またはラボで測定されます。通常、MOSFET の R<sub>DSon</sub> が小さい (導通損失が小さい) ほど、立ち上がりおよび立ち下がり時間は長く (スイッチング損失が大きくなる) になります。

降圧モード動作のときの QL1 での電力損失は、式 52 に示します。

$$P_{COND(QL1)} = \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times I_{OUT}^2 \times R_{DS,On(QL1)} \quad (52)$$

### 9.2.2.11 MOSFET QH2 および QL2

出力側の MOSFET QH2 (Q4) および QL2 (Q3) は、48V の出力電圧と、スイッチング中に SW2 に生じる追加の過渡スパイクを参照してください。したがって、QH2 および QL2 の定格は 58V 以上にする必要があります。また、MOSFET のゲート プラトー電圧は、コンバータの最小入力電圧よりも低い必要があります。そうしないと、スタートアップ中または過負荷状態中に、MOSFET が完全にエンハンスされない可能性があります。

降圧モード動作のときの QH2 での電力損失は、次の式で近似できます。

$$P_{COND(QH2)} = I_{OUT}^2 \times R_{DS,On(QH2)} \quad (53)$$

昇圧モード動作のときの QL2 での電力損失は、導通損失成分とスイッチング損失成分から構成され、次の式で与えられます。

$$P_{COND(QL2)} = \left(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right) \times \left(I_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)^2 \times R_{DS,On(QL2)} \quad (54)$$

およびそれぞれ:

$$P_{SW(QL2)} = \frac{1}{2} \times V_{OUT} \times \left(I_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right) \times (t_r + t_f) \times f_{SW} \quad (55)$$

立ち上がり ( $t_r$ ) および立ち下がり ( $t_f$ ) 時間は、MOSFET のデータシート情報に基づくか、またはラボで測定できます。通常、MOSFET の  $R_{DS,On}$  が小さい (導通損失が低い) ほど、立ち上がりおよび立ち下がり時間は長く (スイッチング損失が大き) くなります。

昇圧モード動作のときの QH2 での電力損失は、次のようになります。

$$P_{COND(QH2)} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \times \left(I_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)^2 \times R_{DS,On(QH2)} \quad (56)$$

### 9.2.2.12 ループ補償

ここでは、LM51772 昇降圧コントローラの制御ループ補償の設計手順を示します。LM51772 は主に降圧モードまたは昇圧モードのいずれかで動作し、遷移領域によって区切られているため、制御ループの設計は降圧と昇圧の両方の動作モードに対して行われます。したがって、補償の最終的な選択は、ループ安定性の観点から、より制限の大きなモードに基づいて決定します。通常、降圧動作領域と昇圧動作領域の両方に深く入り込むように設計されたコンバータの場合、昇圧モードでは右半平面ゼロ (RHPZ) が存在するため、昇圧補償設計はより制限的になります。

昇圧パワー段出力の極位置は、次の式で与えられます。

$$f_{p1(\text{boost})} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{2}{R_{OUT} \times C_{OUT}} \right) = 995\text{Hz} \quad (57)$$

ここで、

- $R_{OUT} = 5.0\Omega$  は最大負荷 5.0A に相当します。

昇圧パワー段の ESR ゼロ位置は、次の式で与えられます。

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{1}{R_{ESR} \times C_{OUT}} \right) = 73.7\text{kHz} \quad (58)$$

昇圧パワー段の RHP ゼロ位置は、次の式で与えられます。

$$f_{RHP} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{R_{OUT} \times (1 - D_{MAX})^2}{L_1} \right) = 39.1\text{kHz} \quad (59)$$

ここで、

- $D_{MAX}$  は最小  $V_{IN}$  での最大デューティサイクルです。

降圧パワー段出力の極位置は、次の式で与えられます。

$$f_{p1(\text{buck})} = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{1}{R_{OUT} \times C_{OUT}} \right) = 497\text{Hz} \quad (60)$$

降圧パワー段の ESR ゼロ位置は、昇圧パワー段の ESR ゼロと同じです。

式 59 から、実現可能な帯域幅を制限する主な要因は RHP ゼロであることは明らかです。堅牢な設計のためには、クロスオーバー周波数は RHP ゼロ周波数の 1/3 未満である必要があります。RHP ゼロの位置が与えられると、昇圧動作での適切な目標帯域幅は約 8kHz となります。

$$f_{bw} = 8\text{kHz} \quad (61)$$

出力段によっては、昇圧の最大デューティサイクル ( $D_{MAX}$ ) が小さい場合や、非常に小さなインダクタを使用している場合に、昇圧の RHP ゼロがそれほど制限されない場合があります。そのような場合は、RHP ゼロによって課される制限 ( $f_{RHP}/3$ ) をスイッチング周波数の 1/20 と比較して、いずれか小さい方の値を、実現可能な帯域幅として使用します。

補償用のゼロは、昇圧出力極周波数の 1.5 倍の位置に配置できます。ただし、その場合、ゼロが降圧出力極周波数の 3 倍の位置に来るため、降圧ループのクロスオーバーの前に約 30 度の位相損失が生じ、昇圧ループの各中間周波数で 15 度の位相損失が生じます。

$$f_{ZC} = 1.5\text{kHz} \quad (62)$$

補償ゲイン抵抗  $R_{c1}$  は、以下で計算されます。

$$R_{c1} = \frac{2\pi \times f_{bw}}{g_{MEA}} \times \frac{R_{FB1} + R_{FB2}}{R_{FB2}} \times \frac{A_{CS} \times R_{CS} \times C_{OUT}}{1 - D_{MAX}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{bw}}{f_{RHP}}\right)^2}} = 7.4\text{k}\Omega \quad (63)$$

ここで、

- $D_{MAX}$  は、昇圧モードの最小  $V_{IN}$  での最大デューティサイクルです。
- $A_{CS}$  は電流センスアンプのゲインです。10。

これにより、補償コンデンサ  $C_{c1}$  は次の式で計算できます。

$$C_{c1} = \frac{1}{2\pi \times f_{ZC} \times R_{c1}} = 14.5\text{nF} \quad (64)$$

補償部品の標準値は、 $R_{c1} = 7.32\text{k}\Omega$  および  $C_{c1} = 15\text{nF}$  に選択されます。

高周波極 ( $f_{pc2}$ ) は、 $R_{c1}$  および  $C_{c1}$  と並列にコンデンサ ( $C_{c2}$ ) を使用して配置されます。この極の周波数を  $f_{bw}$  の 7 ~ 10 倍に設定すると、COMP のスイッチングリップルおよびノイズを減衰させ、クロスオーバー周波数での過剰な位相損失を回避できます。ターゲット  $f_{pc2} = 98\text{kHz}$  の場合、 $C_{c2}$  は式 65 を使用して計算されます。

$$C_{c2} = \frac{1}{2\pi \times f_{pc2} \times R_{c1}} = 263\text{pF} \quad (65)$$

$C_{c2}$  の標準値 270pF を選択します。これらの値は、補償設計の出発点として利用できます。実際の設計時には、動作範囲全体の安定性マージンと過渡応答時間との間で適切なバランスが取れるように、ラボで調整を行う必要があります。

## 9.2.2.13 外付け部品の選択

表 9-3. 代表的なアプリケーションの部品例

リファレンス	説明	部品番号	コメント
R <sub>COMP</sub>	7.15kΩ		
C <sub>COMP1</sub>	12nF、50V セラミック コンデンサ		
C <sub>COMP2</sub>	220pF、50V セラミック コンデンサ		
C <sub>SS</sub>	20nF、50V セラミック コンデンサまたは 20nF、80V セラミック コンデンサ		
R <sub>FB,top</sub>	82.0kΩ		
R <sub>FB,bot</sub>	4.3kΩ		
R <sub>nFLT</sub>	10kΩ		
C <sub>LIMCOMP</sub>	82kΩ		
C <sub>IN1</sub>	2×10μF、100V セラミック コンデンサ	C3225X7R2A106K250AC	
C <sub>IN2</sub>	3×27μF、63V アルミニウム コンデンサ	A768KE276M1JLAE054	
M <sub>1</sub>	N チャネル 60V MOSFET、R <sub>DS(ON)</sub> = 4.2mΩ	ISZ034N06LM5ATMA1	
M <sub>2</sub>	N チャネル 60V MOSFET、R <sub>DS(ON)</sub> = 4.2mΩ	ISZ034N06LM5ATMA1	
M <sub>3</sub>	N チャネル 60V MOSFET、R <sub>DS(ON)</sub> = 4.2mΩ	ISZ034N06LM5ATMA1	
M <sub>4</sub>	N チャネル 60V MOSFET、R <sub>DS(ON)</sub> = 4.2mΩ	ISZ034N06LM5ATMA1	
R <sub>CS</sub>	2.5mΩ	2xKRL2012E-M-R005-F-T5	
L <sub>1</sub>	3.3μH、DCR = 5.7mΩ	XGL1060-332MEC	
C <sub>OUT1</sub>	6×10μF、100V セラミック コンデンサ	C3225X7R2A106K250AC	
C <sub>OUT2</sub>	2 × 100μF、63V 定格コンデンサ	A768KE276M1JLAE054	
R <sub>ISNS</sub>	10mΩ	KRL2012E-C-R010-F-T05	
C <sub>BST1</sub>	0.1μF、50v、セラミック コンデンサ	GCM155R71H104KE02D	
C <sub>BST2</sub>	0.1μF、50v、セラミック コンデンサ	GCM155R71H104KE02D	
C <sub>VCC</sub>	22μF、10V、セラミック コンデンサ	GRT188R61A226ME13D	
R <sub>UVLO,top</sub>	75kΩ		
R <sub>UVLO,bot</sub>	12.4kΩ		
R <sub>SLOPE</sub>	5.1kΩ		
R <sub>CFG2</sub>	8.3kΩ		
R <sub>RT</sub>	51kΩ		

### 9.2.3 アプリケーション曲線

$R_{(COMP)} = 20k\Omega$ ,  $C_{(COMP)} = 2.1nF$ ,  $C_{(HF)} = 50pF$  (特に記述のない限り)

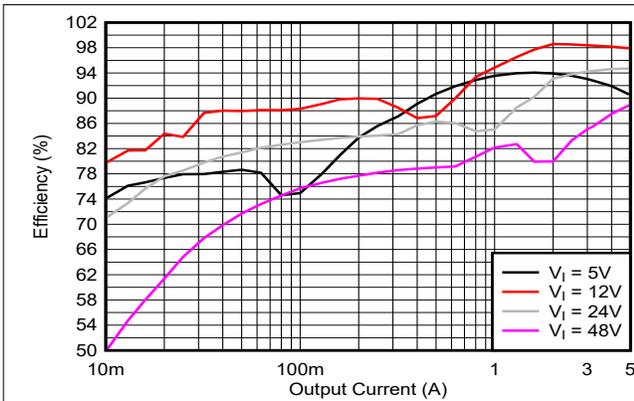


図 9-2. 効率と  $I_O$  の関係 (MODE = 0V、 $V_O = 12V$ )

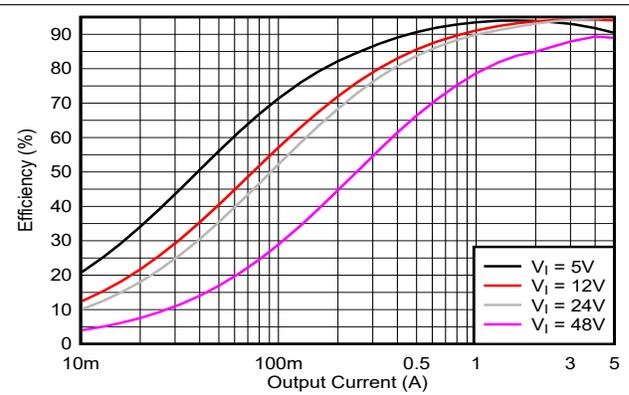


図 9-3. 効率と  $I_O$  との関係 (MODE = VCC2、 $V_O = 12V$ )

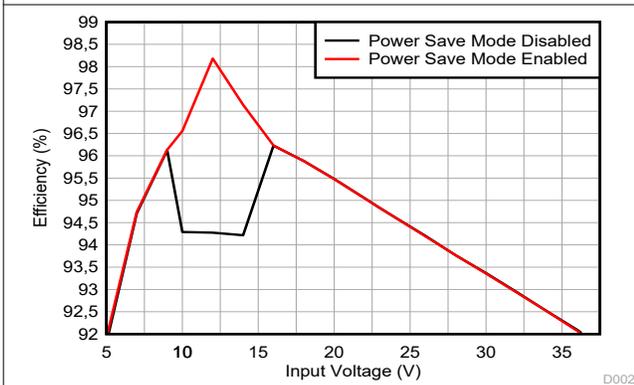


図 9-4. 効率と  $V_I$  との関係 ( $V_O = 12V$ 、 $I_O = 5A$ )

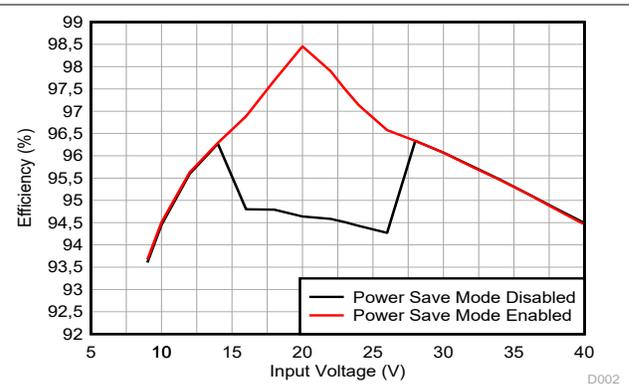


図 9-5. 効率と  $V_I$  ( $V_O = 20V$ 、 $I_O = 5A$ )

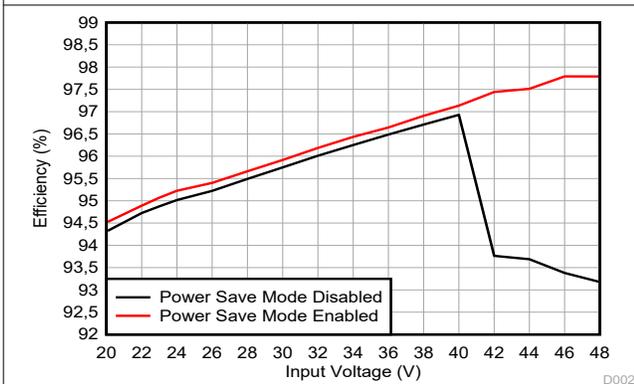


図 9-6. 効率と  $V_I$  ( $V_O = 48V$ 、 $I_O = 5A$ )

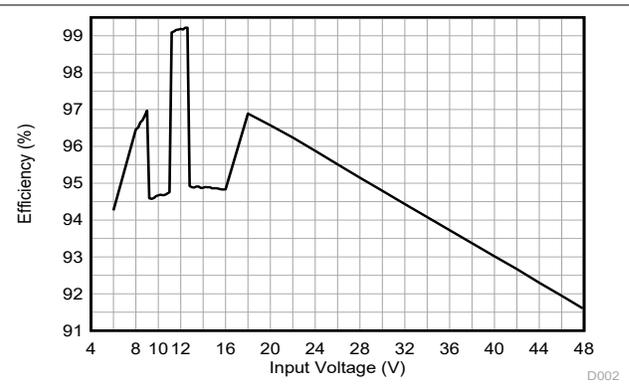


図 9-7. PCM の効率と  $V_I$  との関係 ( $V_{(PCM,low)} = 11V$ 、 $V_{(PCM,high)} = 13V$ 、 $I_O = 5A$ 、MODE = VCC2)

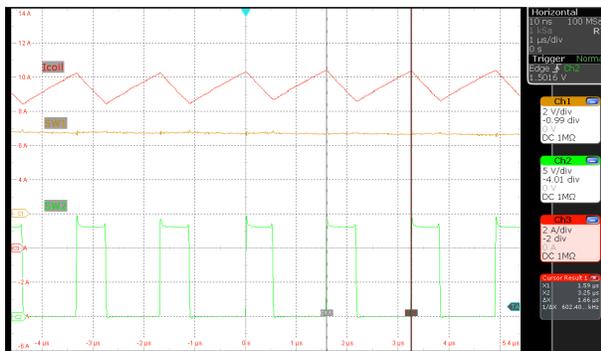


図 9-8. インダクタ電流昇圧モード ( $V_{(VIN)} = 5V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 5A$ 、MODE = VCC2)

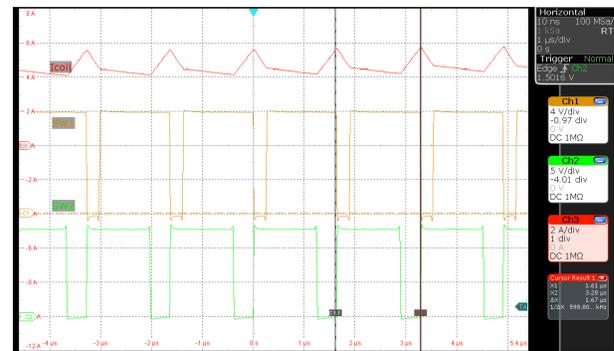


図 9-9. インダクタ電流昇降圧モード、( $V_{(VIN)} = 12V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 5A$ 、MODE = VCC2)

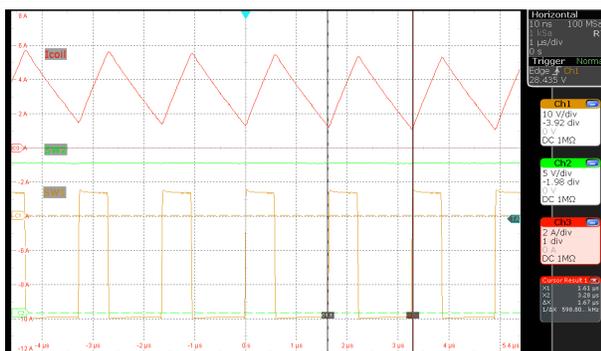


図 9-10. インダクタ電流降圧モード、 $V_{(VIN)} = 36V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 5A$ 、MODE = VCC2)

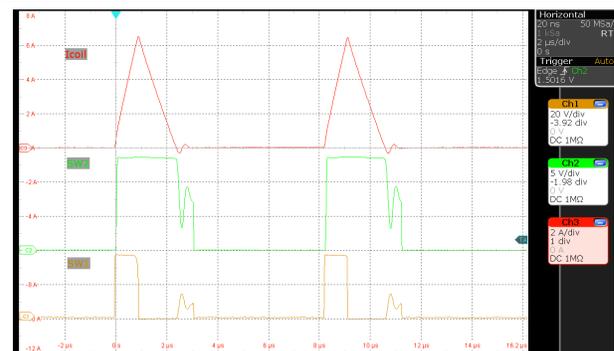


図 9-11. インダクタ電流昇圧モード ( $V_{(VIN)} = 5V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 0.05A$ 、MODE = GND)

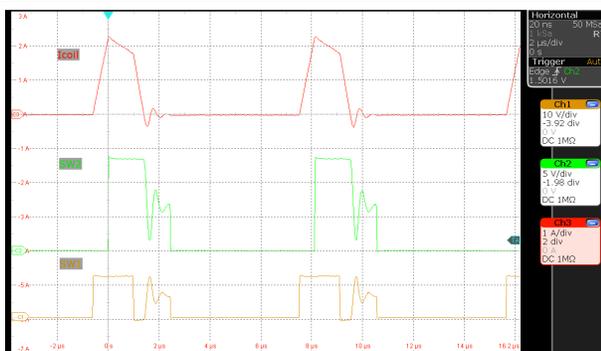


図 9-12. インダクタ電流昇圧モード ( $V_{(VIN)} = 12V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 0.05A$ 、MODE = GND)

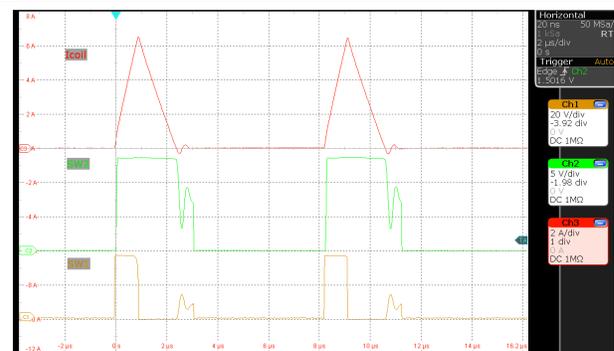


図 9-13. インダクタ電流昇圧モード ( $V_{(VIN)} = 36V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 0.05A$ 、MODE = GND)

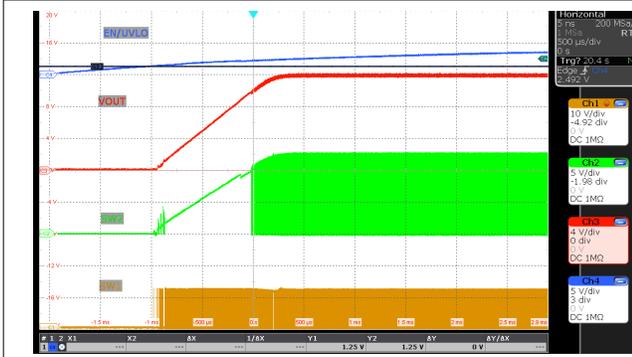


図 9-14. デバイス起動、 $V_{(VIN)} = 12V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 5A$ 、MODE = VCC2

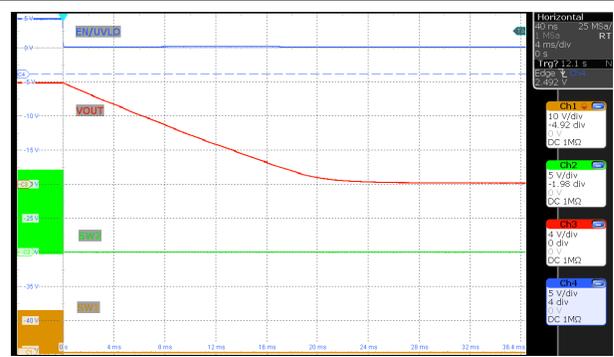


図 9-15. デバイス シャットダウン (放電イネーブル、 $V_{(VIN)} = 12V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 0A$  MODE = GND)

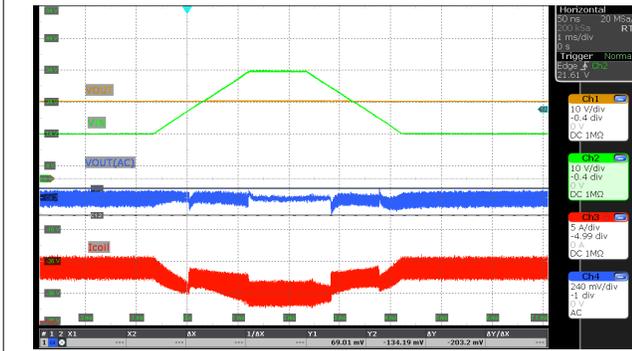


図 9-16. 入力電圧ランプ ( $V_{(VIN)} = 14V \leftrightarrow 24V$ 、 $V_{(VOUT)} = 24V$   $I_O = 5A$  MODE = GND)

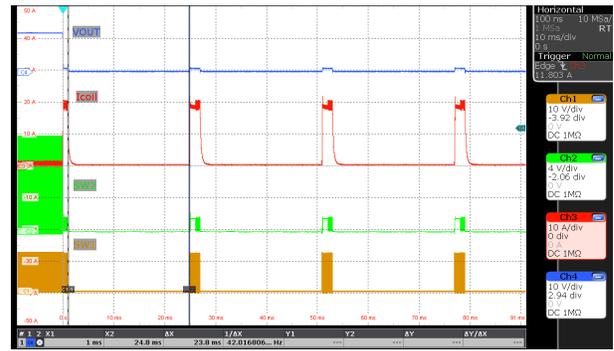


図 9-17. SCP - ヒカップ防止 ( $V_{(VIN)} = 12V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O =$  ショート、MODE = VCC2)

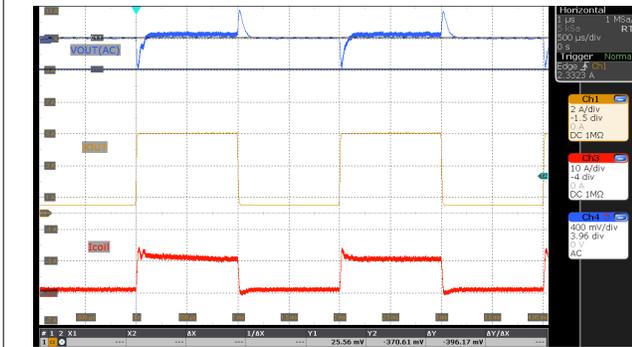


図 9-18. 負荷過渡 ( $V_{(VIN)} = 12V$ 、 $V_{(VOUT)} = 24V$   $I_O = 0.5A \leftrightarrow 5A$ 、MODE = VCC2)

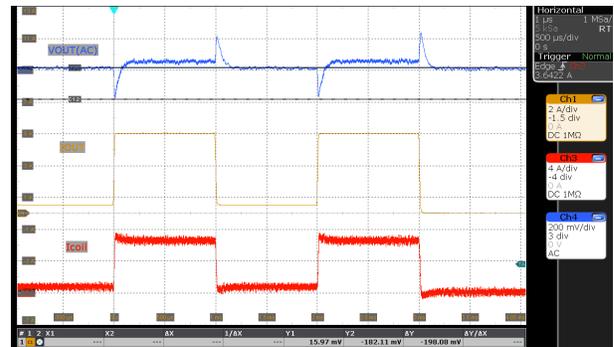


図 9-19. 負荷過渡 ( $V_{(VIN)} = 24V$ 、 $V_{(VOUT)} = 24V$   $I_O = 0.5A \leftrightarrow 5A$ 、MODE = VCC2)

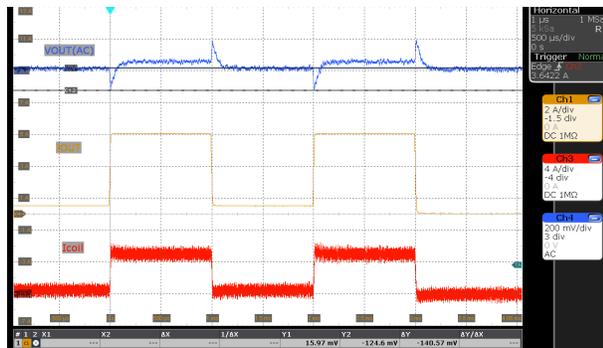


図 9-20. 負荷過渡 ( $V_{(VIN)} = 36V$ 、 $V_{(VOUT)} = 24V$   $I_O = 0.5A \leftrightarrow 5A$ 、MODE = VCC2)

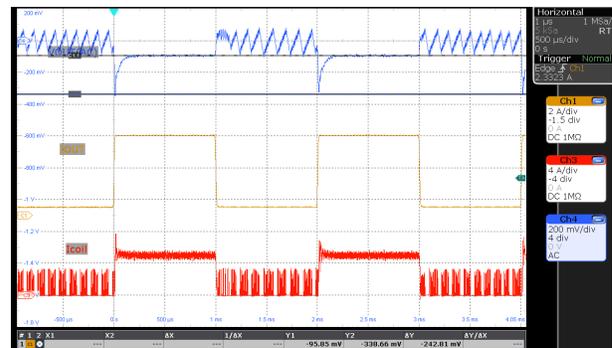


図 9-21. 負荷過渡 ( $V_{(VIN)} = 12V$ 、 $V_{(VOUT)} = 24V$   $I_O = 0.5A \leftrightarrow 5A$ 、MODE = GND)

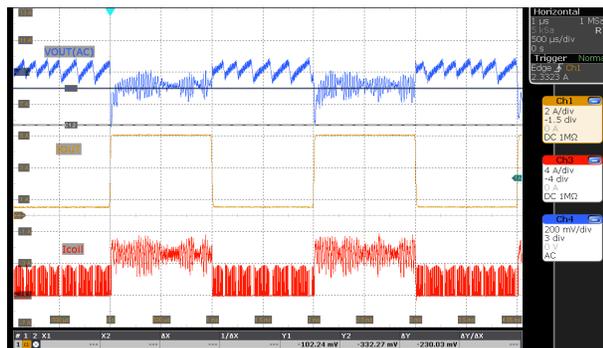


図 9-22. 負荷過渡 ( $V_{(VIN)} = 24V$ 、 $V_{(VOUT)} = 24V$   $I_O = 0.5A \leftrightarrow 5A$ 、MODE = GND)

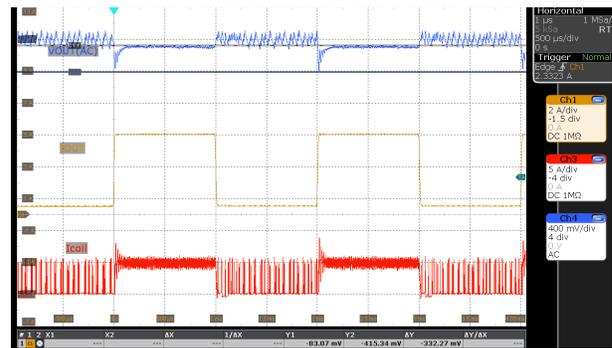


図 9-23. 負荷過渡 ( $V_{(VIN)} = 36V$ 、 $V_{(VOUT)} = 24V$   $I_O = 0.5A \leftrightarrow 5A$ 、MODE = GND)



図 9-24. 平均出力電流制限 ( $V_{(VIN)} = 12V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 0.5A \leftrightarrow 5A$ 、MODE = VCC2、ILIM\_THRESHOLD = 0x28 (2A))

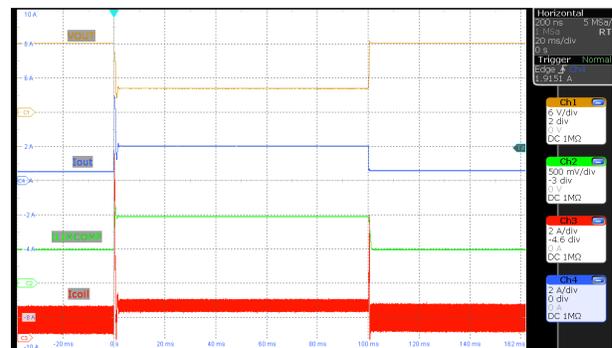


図 9-25. 平均出力電流制限 ( $V_{(VIN)} = 6V$ 、 $V_{(VOUT)} = 12V$   $I_O = 0.5A \leftrightarrow 5A$ 、MODE = VCC2、ILIM\_THRESHOLD = 0x28 (2A))

### 9.3 パワー パス付き PD ソース

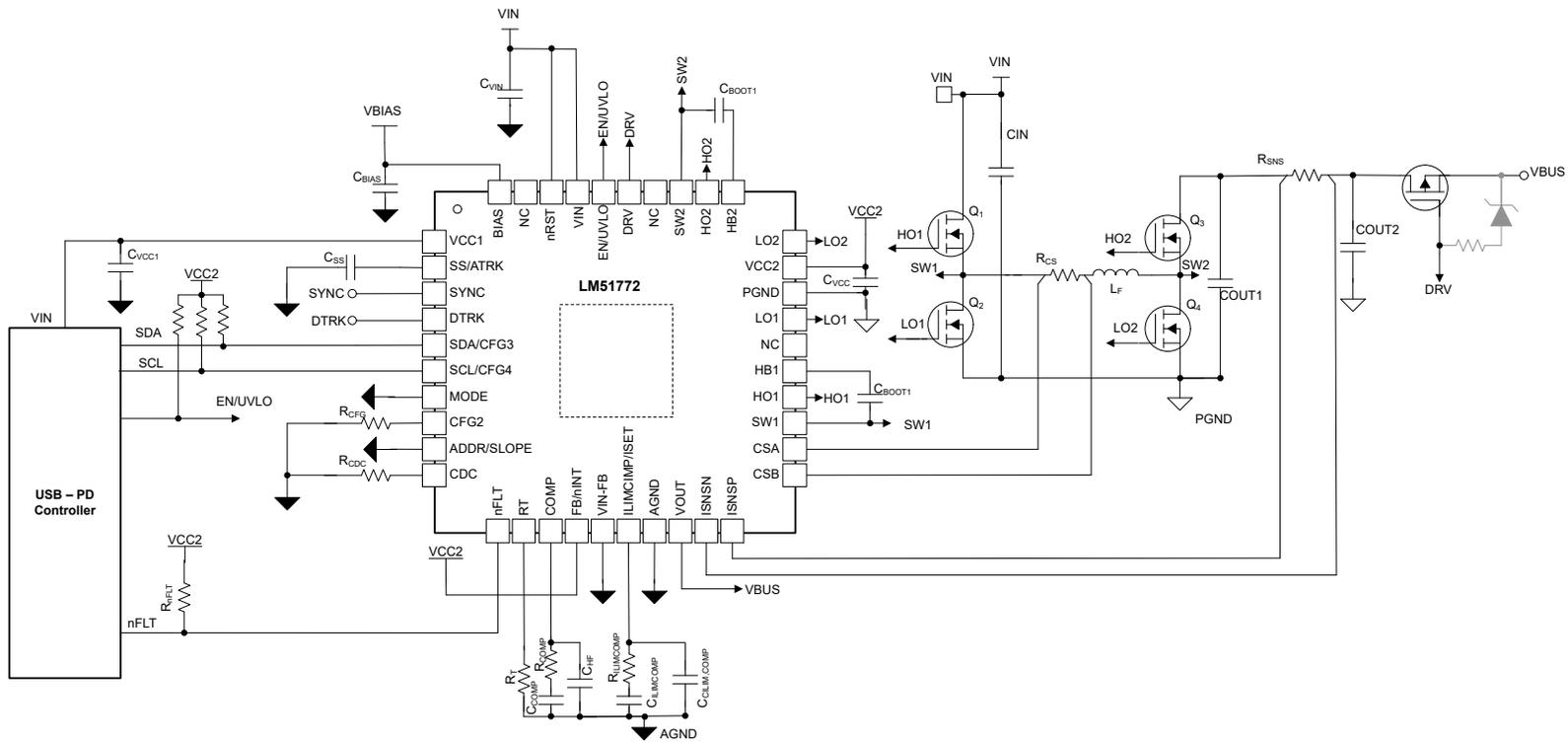


図 9-26. パワー パス付き PD ソースの概略回路図

### 9.4 並列 (マルチフェーズ) 動作

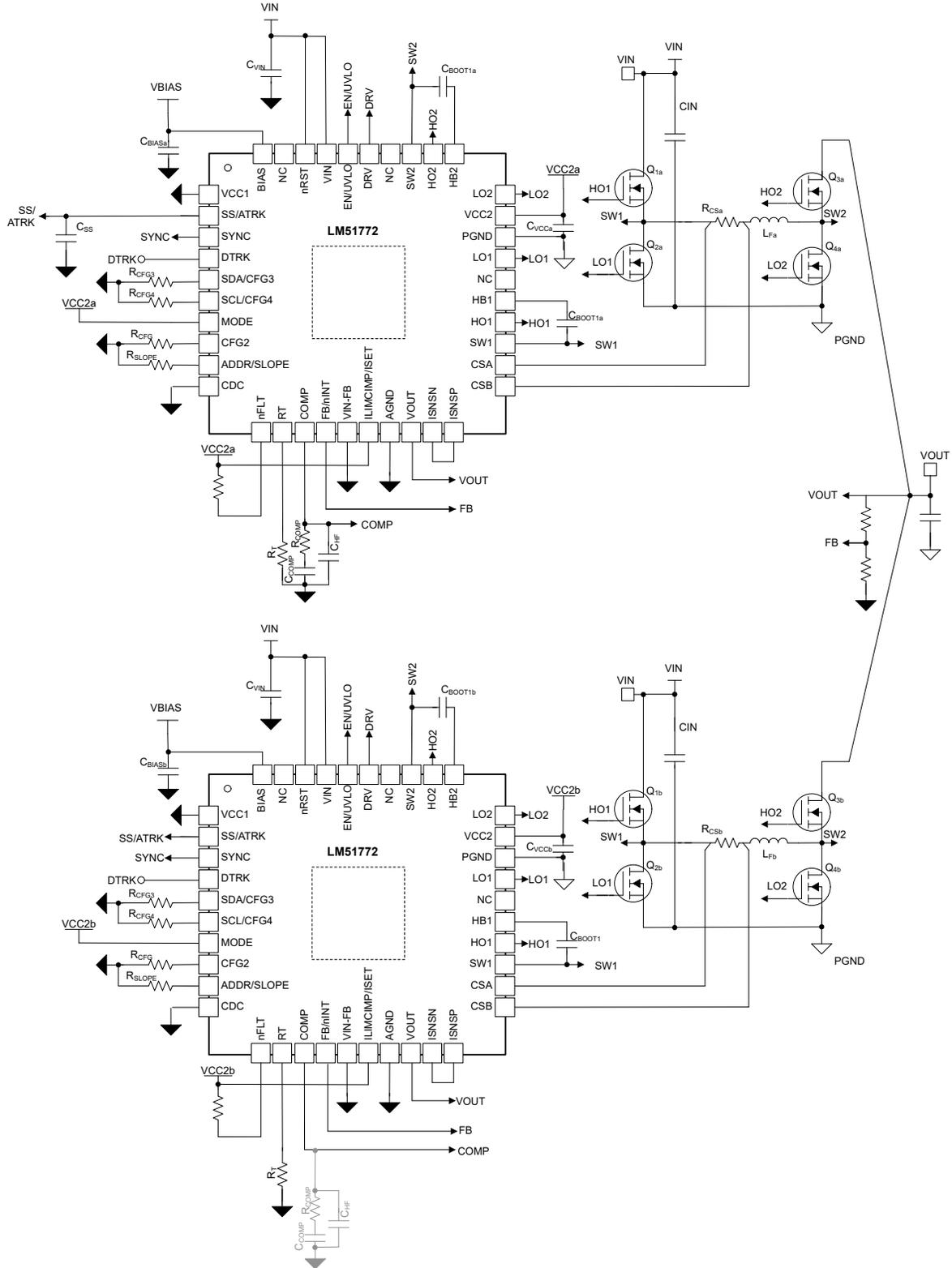


図 9-27. 2 相動作の概略回路図

## 9.5 定電流出力 LED ドライバ

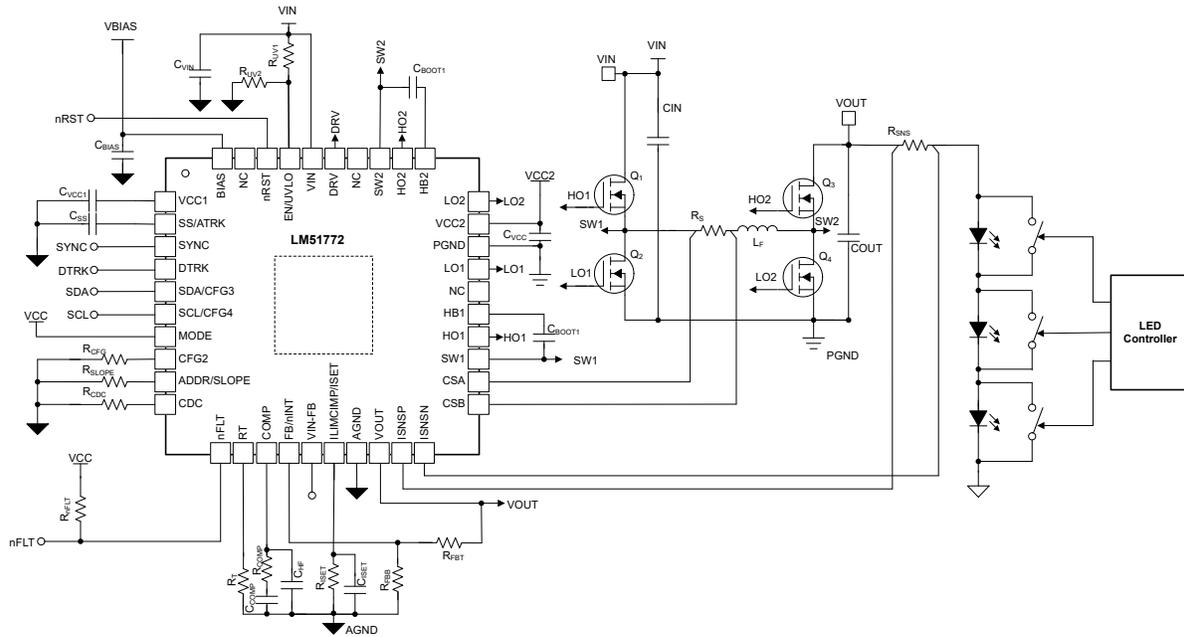


図 9-28. 定電流 LED ドライバの概略回路図

## 9.6 ワイヤレス充電供給

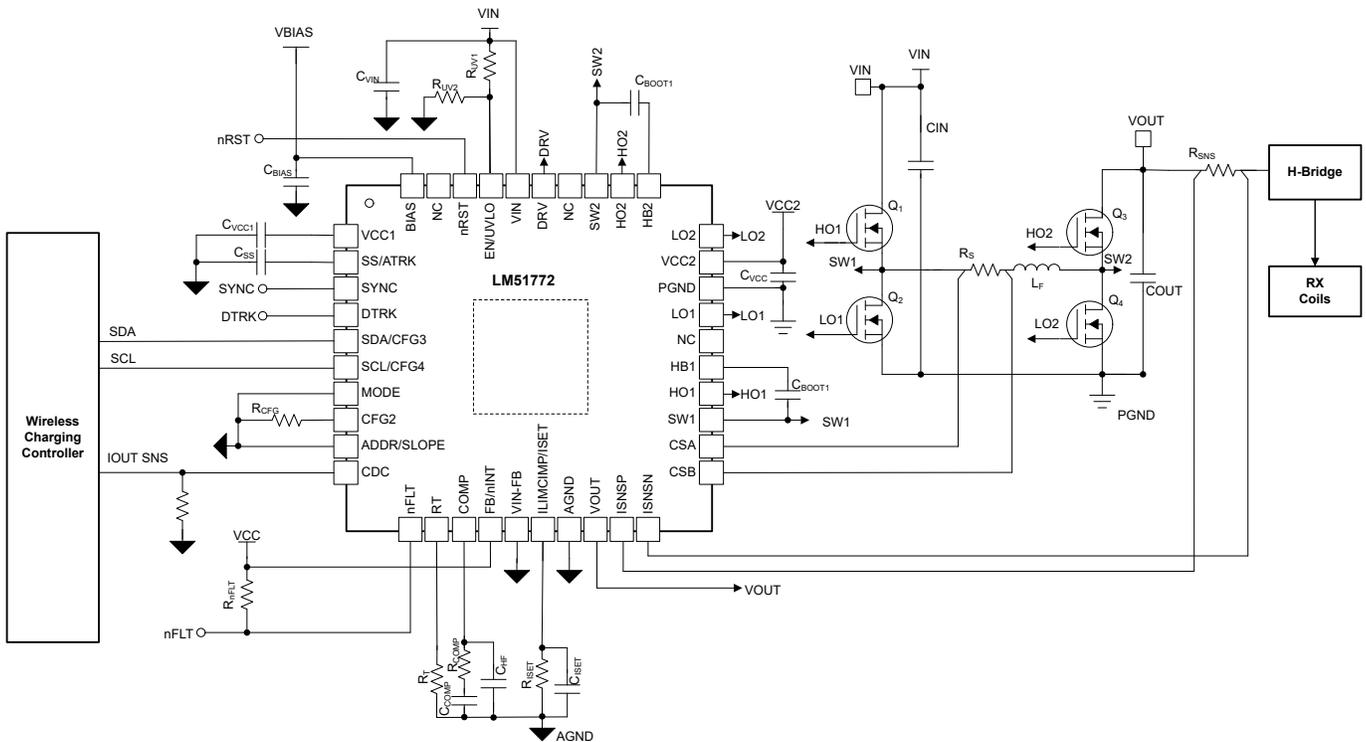


図 9-29. ワイヤレス充電電源の概略回路図

## 9.7 双方向電力バックアップ

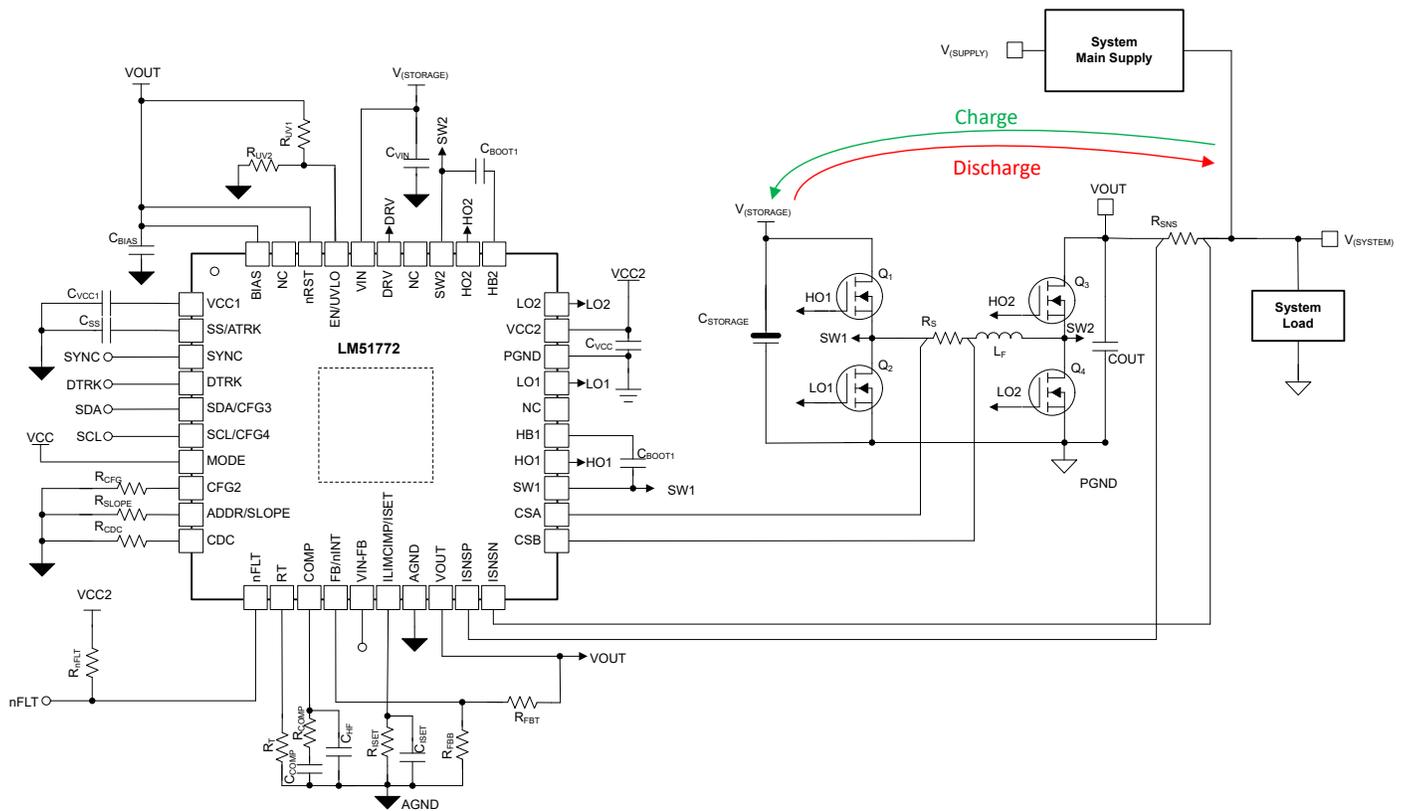


図 9-30. DC/DC バックアップの概略回路図

## 9.8 電源に関する推奨事項

LM51772 は、広い入力電圧範囲で動作するように設計されています。入力電源の特性は、「絶対最大定格」と「推奨動作条件」に適合している必要があります。また、入力電源は、全負荷時のレギュレータに必要な入力電流を供給できる必要があります。平均入力電流を見積るには、式 66 を使用します。

$$I_I = \frac{P_O}{V_I \eta} \quad (66)$$

ここで、

- $\eta$  は効率です。

デバイスが高インピーダンスを持つ長い配線や PCB パターンを経由して入力電源に接続されている場合は、安定した性能を実現するために特に注意が必要です。入力ケーブルの寄生インダクタンスと抵抗は、コンバータの動作に悪影響を及ぼすおそれがあります。寄生インダクタンスと低 ESR セラミック入力コンデンサを組み合わせることで、不足減衰共振回路が形成されます。この回路は、入力電源がオンとオフを周期的に切り替わるたびに、VIN で過電圧過渡が発生する可能性があります。寄生抵抗により、負荷過渡中に入力電圧が低下する場合があります。こうした問題を解決する方法の 1 つは、入力電源からレギュレータまでの距離を短くして、セラミックと並列にアルミニウム製やタンタル製の入力コンデンサを使用することです。電解コンデンサの ESR は比較的低いいため、入力共振回路は減衰し、電圧オーバーシュートを低減することができます。コントローラの電力段の前に EMI 入力フィルタをよく使用します。慎重に設計しないと、不安定性が生じたり、前述の影響のいくつかが発生する可能性があります。

## 9.9 レイアウト

### 9.9.1 レイアウトのガイドライン

#### 9.9.1.1 出力段レイアウト

入力コンデンサ、出力コンデンサ、MOSFET は、降圧レギュレータの出力段の構成部品であり、一般に PCB の上面に配置されます。システムレベルの気流を活用することにより、対流熱伝達の利点が最大化されます。通常、2 面 PCB レイアウトでは小信号部品は底面に配置されます。少なくとも 1 つの内部プレーンを挿入してグラウンドに接続することにより、小信号パターンをシールドし、ノイズの多いパワーラインと分離します。

DC/DC レギュレータには、複数の大電流ループがあります。このループ領域を最小化すると、生成されるスイッチング ノイズは抑制され、スイッチング性能を最適化することができます。

- 最小化が最も重要なループ領域は、入力コンデンサから降圧ハイサイド MOSFET とローサイド MOSFET を経由し、入力コンデンサのグラウンド接続と、昇圧ハイサイド MOSFET とローサイド MOSFET を経由して出力コンデンサからのパスを経由して、出力コンデンサのグラウンド接続に戻る経路です。コンデンサのマイナス端子をローサイド MOSFET のソース (グラウンド) の近くに接続します。同様に、コンデンサの正極端子を、両方のループのハイサイド MOSFET のドレインの近くに接続します。
- これらの推奨事項に加えて、パッド形状やはんだペースト ステンシルの設計など、MOSFET メーカーが推奨する MOSFET のレイアウトに関する考慮事項に従ってください。

#### 9.9.1.2 ゲート ドライブ レイアウト

LM51772 のハイサイドおよびローサイド ゲート ドライブは、短い伝搬遅延、周波数依存のデッドタイム制御、低インピーダンス出力段を内蔵しており、非常に高速な立ち上がり、立ち下がり時間で大きなピーク電流を供給できるため、外部パワー MOSFET の高速なターンオン遷移とターンオフ遷移を実現しています。パターンの長さを十分制御できていない場合、di/dt が非常に高いと許容不可能なリングングが発生することがあります。ゲートドライブのスイッチング性能を最適化するには、空電または寄生ゲート ループ インダクタンスの最小化が重要です。これは、MOSFET ゲート キャパシタンスで共振する直列ゲート インダクタンスでも、ゲートドライブ コマンドに反して負のフィードバック成分を供給するコモンソース インダクタンス (ゲートとパワー ループに共通) でも同様で、そしてこれにより MOSFET のスイッチング時間は長くなります。

ゲートドライバ出力 HO1 および HO2 からハイサイド MOSFET の各ゲートへの接続は、直列寄生インダクタンスを低減するために、できるだけ短くしてください。HO1 と HO2、SW1、SW2 の各ゲート パターンをデバイス ピンからハイサイド MOSFET に差動ペアとして配線し、ループ面積の縮小によるフラックスの打ち消しを利用します。

ゲートドライバ出力 LO1 および LO2 からローサイド MOSFET の各ゲートへの接続は、直列寄生インダクタンスを低減するために、できるだけ短くしてください。LO1 と LO2、および PGND は、各ゲート パターンをデバイス ピンからローサイド MOSFET に差動ペアとして配線し、ループ面積の縮小によるフラックスの打ち消しを利用します。

大電流が瞬間的に流れることにより、VCC、HB1、および HB2 ピンから各コンデンサを流れる電流ループ パスを最小化します。

### 9.9.1.3 コントローラのレイアウト

ゲートドライバのパターン走行を最小限にするため、コントローラをパワー MOSFET のできる限り近くに配置する規定により、電流センシングだけでなく、アナログ信号と帰還信号に関連する部品については、以下のように考慮します。

- 電源と信号のパターンを分けて、ノイズのシールドを実現するためにグランド プレーンを使用します。
- 相互結合を避けるため、COMP、FB、SLOPE、SS/ATRК、および RT に関連するすべての敏感なアナログトレース およびコンポーネントを、次のような高電圧スイッチング ノードから離して配置します。
  - SW1
  - SW2
  - HO1
  - HO2
  - LO1
  - LO2
  - HB1
  - HB2
- 1 つ以上の内部層をグランド プレーンとして使用します。特に、電源パターンと部品から帰還 (FB) パターンをシールドすることには注意してください。
- ノイズ ピックアップを最小限に抑えるために、CSA、CSB、ISNSP、ISNSN の各パターンを差動ペアとして配線し、適切なシャント抵抗にケルビン接続を使用します。
- FB のパターンができるだけ短くなるように、上側と下側の帰還抵抗を各 FB ピンの近くに設置します。上側の帰還抵抗から出力電圧検出ポイントまでのパターンを配線します。
- パワー グランドには共通のグランド ノードを使用し、アナログ グランドには別のノードを使用して、グランド ノイズの影響を最小限に抑えます。これらのグランド ノードは、IC のグランドピンの 1 つの近くの任意の場所に接続します。
- HTSSOP パッケージでは、パッケージの底面にある露出した熱パッドを介して、半導体のダイから熱が除去されます。パッケージの露出したパッドはこのパッケージの鉛部分に直接接触していませんが、デバイス (グランド) の基板に熱的に接続されています。この接続によって熱のシンクが大幅に改善されますが、熱除去サブシステムを完成させるには PCB の設計にサーマル ランド、サーマル ピア、グランド プレーンを入れることが必須となります。

### 9.9.2 レイアウト例

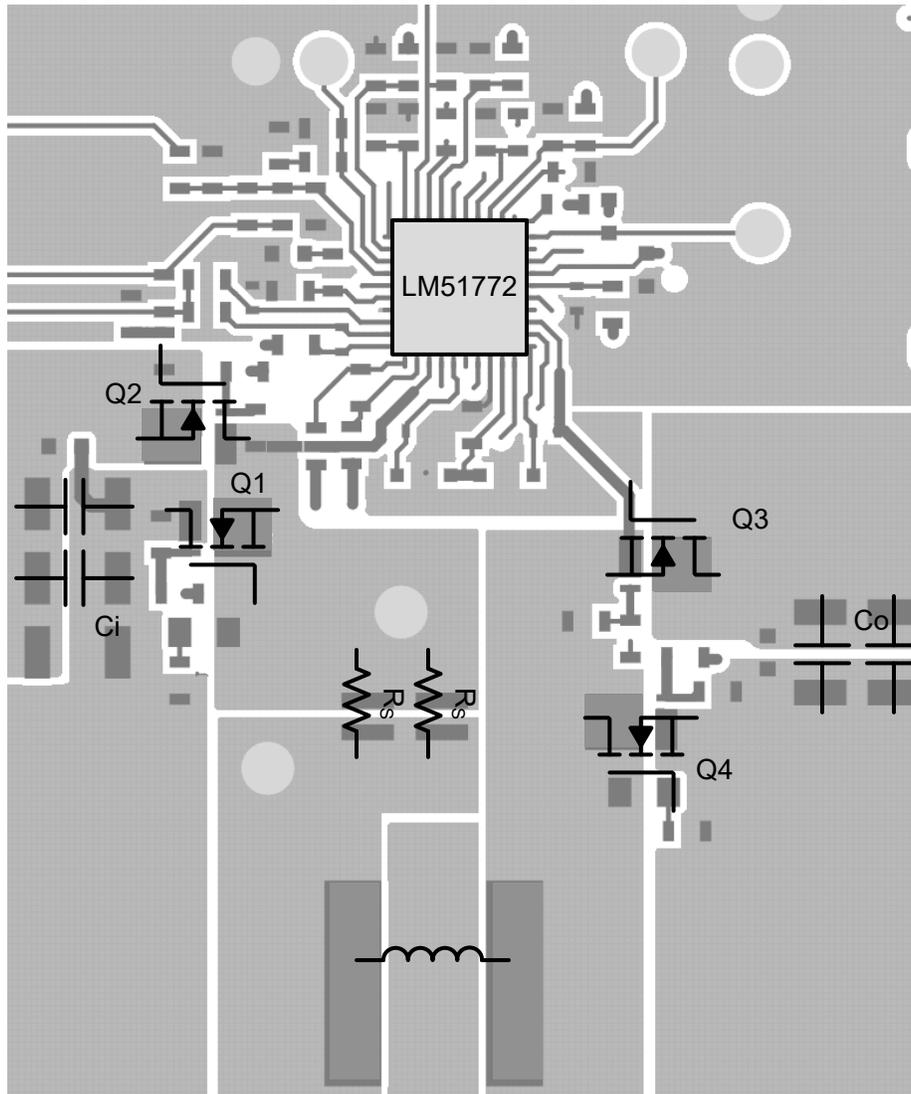


図 9-31. LM51772 の簡略上層の例

## 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。デバイスの性能の評価、コードの生成、ソリューションの開発を行うためのツールとソフトウェアを以下で紹介합니다。

### 10.1 ドキュメントのサポート

#### 10.1.1 関連資料

### 10.2 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。

### 10.3 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、設計に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。

### 10.4 商標

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

WEBENCH® is a registered 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。

### 10.5 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推奨します。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。

### 10.6 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 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 B (June 2024) to Revision C (June 2025)	Page
• 冗長行「HB1 から SW1、CSA、CSB へ」を削除.....	7
• 最小時間 low EN トグルのため、未定を 22us に変更.....	15
• <a href="#">図 5-23</a> のタイトルを SEL_SCALE_DT = 0b0 を示すように変更.....	17
• CFG3 の列名を uSleep から EN_CONST_TDEAD に変更.....	52
• パラメータのセクションに記載されているピーク電流制限スレッショルド値を使用するように式を更新.....	96

Changes from Revision A (March 2024) to Revision B (June 2024)	Page
• デバイスのステータスを「事前情報」から「量産データ」に変更.....	1

## 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。

## 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黙示保証、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、明示的または黙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](https://www.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ず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)
<a href="#">LM51772RHAR</a>	Active	Production	VQFN (RHA)   40	4000   LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	LM51772
LM51772RHAR.A	Active	Production	VQFN (RHA)   40	4000   LARGE T&R	Yes	NIPDAU	Level-1-260C-UNLIM	-40 to 125	LM51772

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

(2) **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.

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

(4) **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.

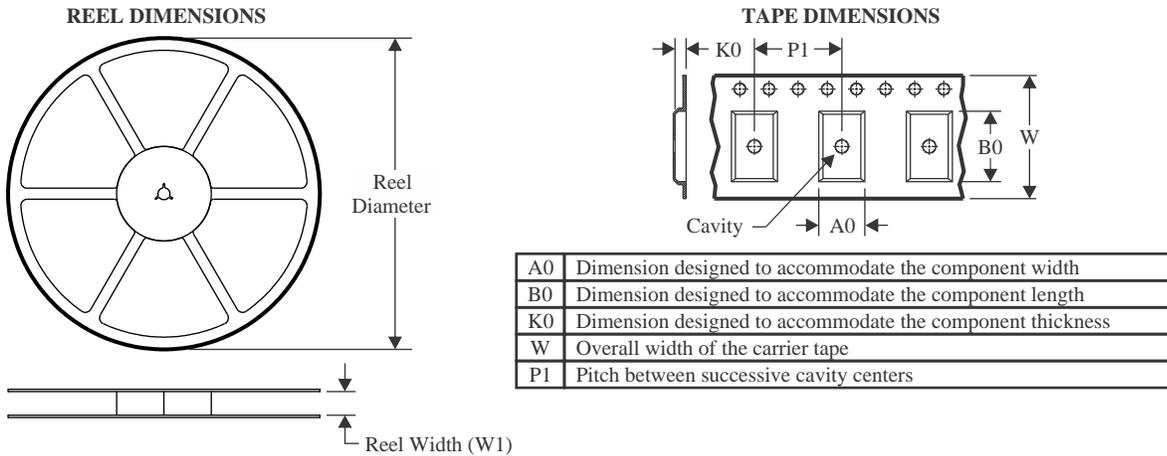
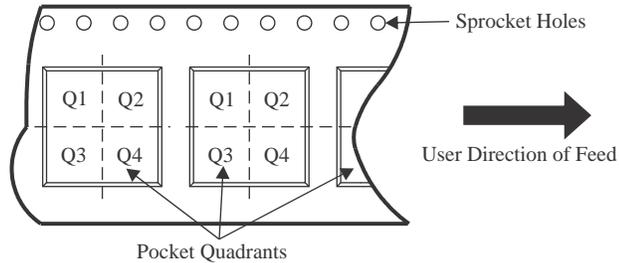
(5) **MSL rating/Peak reflow:** The moisture sensitivity level ratings and peak solder (reflow) temperatures. In the event that a part has multiple moisture sensitivity ratings, only the lowest level per JEDEC standards is shown. Refer to the shipping label for the actual reflow temperature that will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

(6) **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.

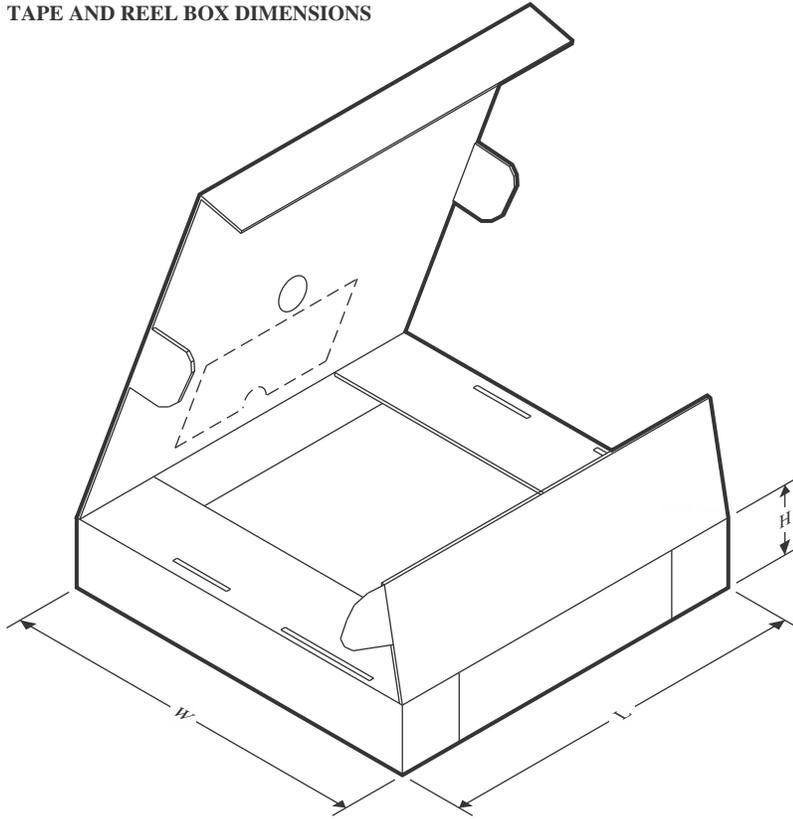
**Important Information and Disclaimer:**The information provided on this page represents TI's knowledge and belief as of the date that it is provided. TI bases its knowledge and belief on information provided by third parties, and makes no representation or warranty as to the accuracy of such information. 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.

**TAPE AND REEL INFORMATION**

**QUADRANT ASSIGNMENTS FOR PIN 1 ORIENTATION IN TAPE**


\*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Reel Diameter (mm)	Reel Width W1 (mm)	A0 (mm)	B0 (mm)	K0 (mm)	P1 (mm)	W (mm)	Pin1 Quadrant
LM51772RHAR	VQFN	RHA	40	4000	330.0	16.4	6.3	6.3	1.1	12.0	16.0	Q2

**TAPE AND REEL BOX DIMENSIONS**


\*All dimensions are nominal

Device	Package Type	Package Drawing	Pins	SPQ	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
LM51772RHAR	VQFN	RHA	40	4000	360.0	360.0	36.0

## GENERIC PACKAGE VIEW

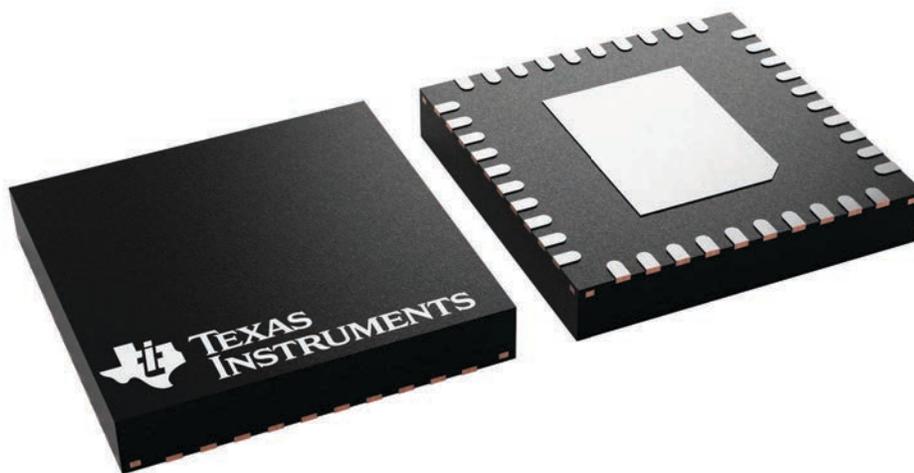
**RHA 40**

**VQFN - 1 mm max height**

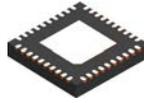
6 x 6, 0.5 mm pitch

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD

This image is a representation of the package family, actual package may vary.  
Refer to the product data sheet for package details.



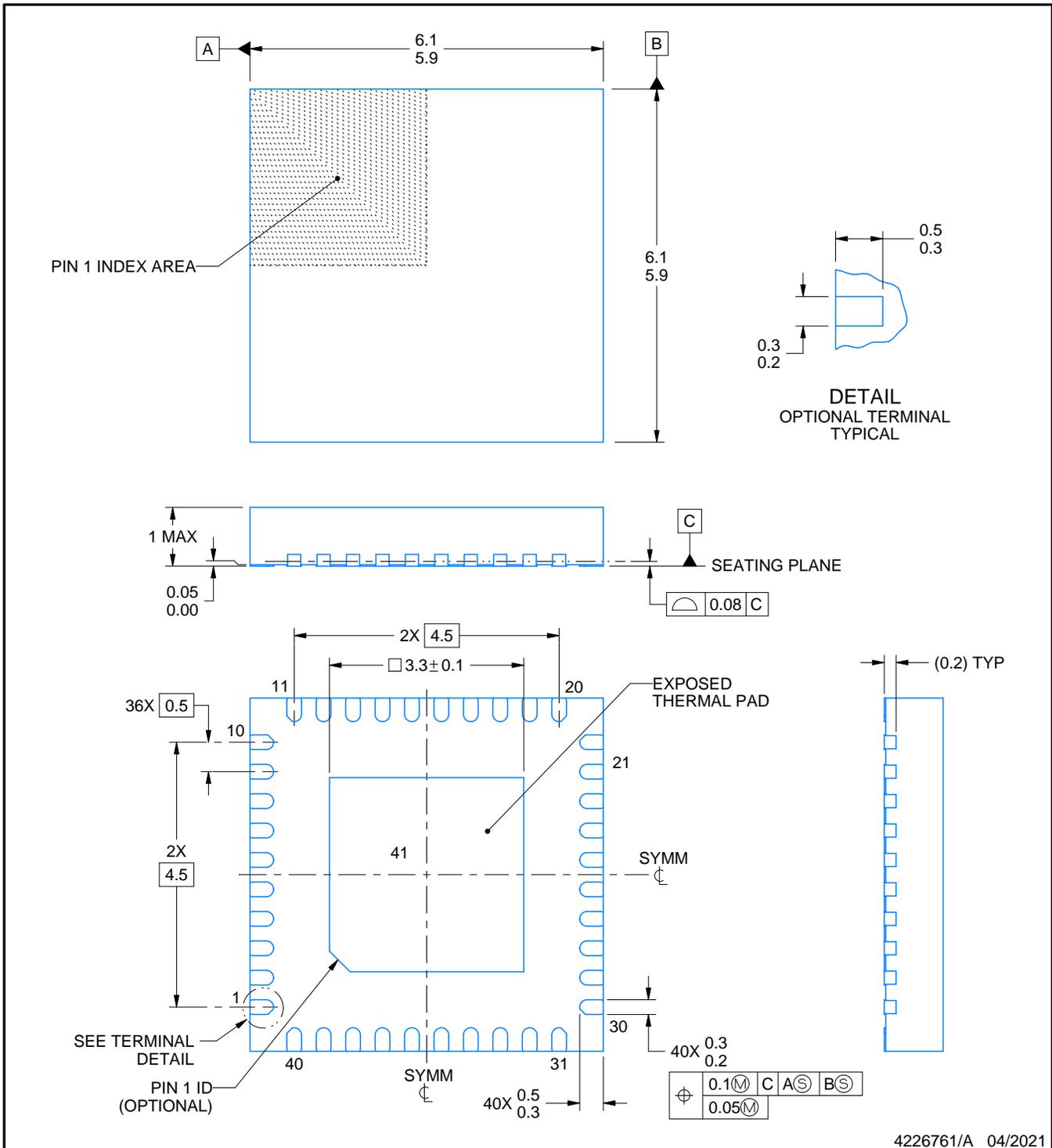
# RHA0040P



# PACKAGE OUTLINE

## VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



**NOTES:**

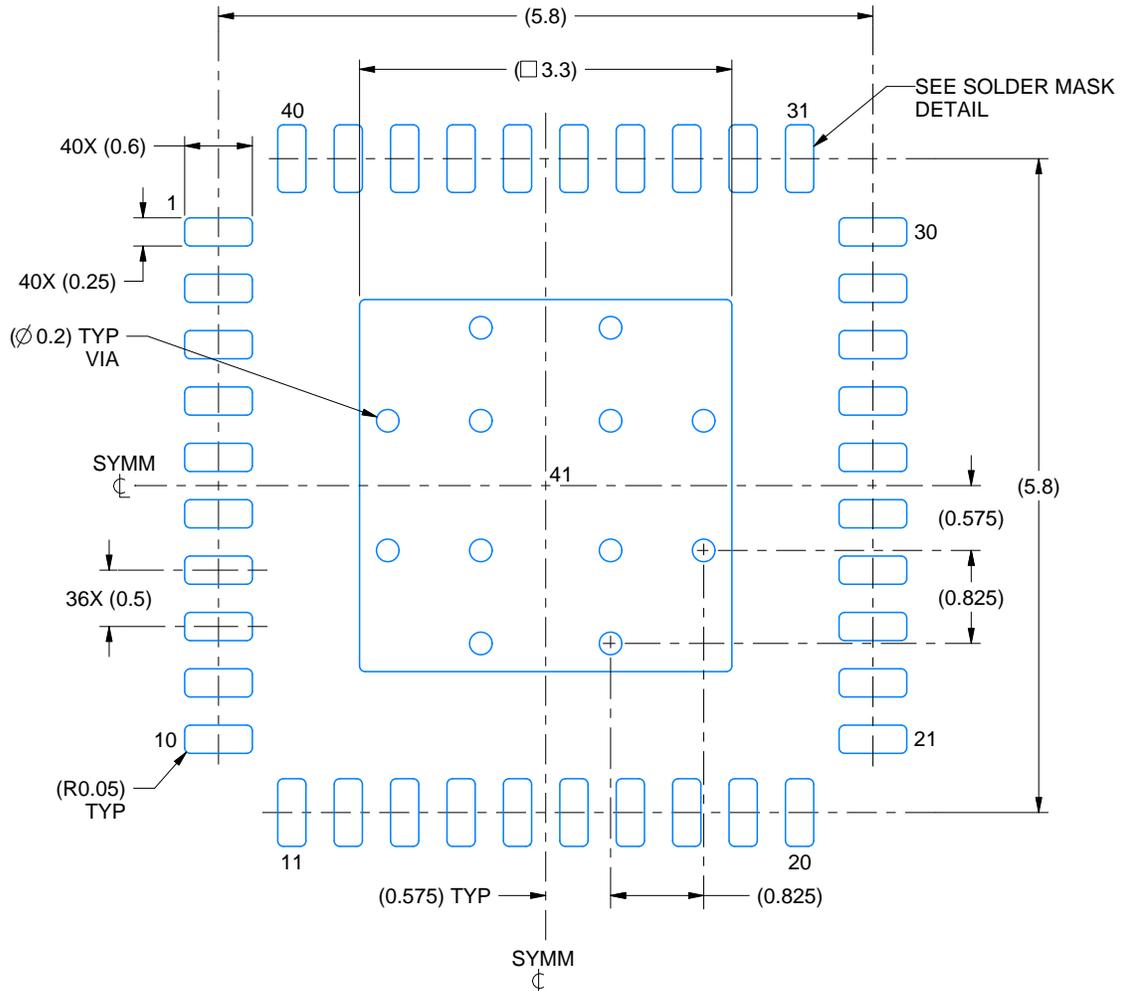
1. All linear dimensions are in millimeters. Any dimensions in parenthesis are for reference only. Dimensioning and tolerancing per ASME Y14.5M.
2. This drawing is subject to change without notice.
3. The package thermal pad must be soldered to the printed circuit board for thermal and mechanical performance.

# EXAMPLE BOARD LAYOUT

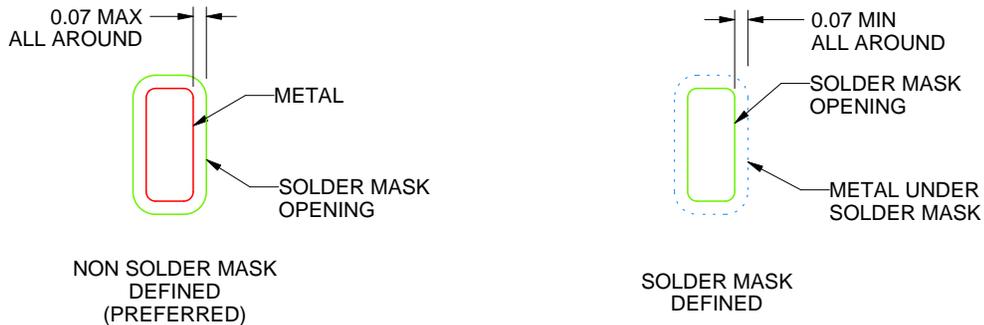
RHA0040P

VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



LAND PATTERN EXAMPLE  
SCALE:15X



SOLDER MASK DETAILS

4226761/A 04/2021

NOTES: (continued)

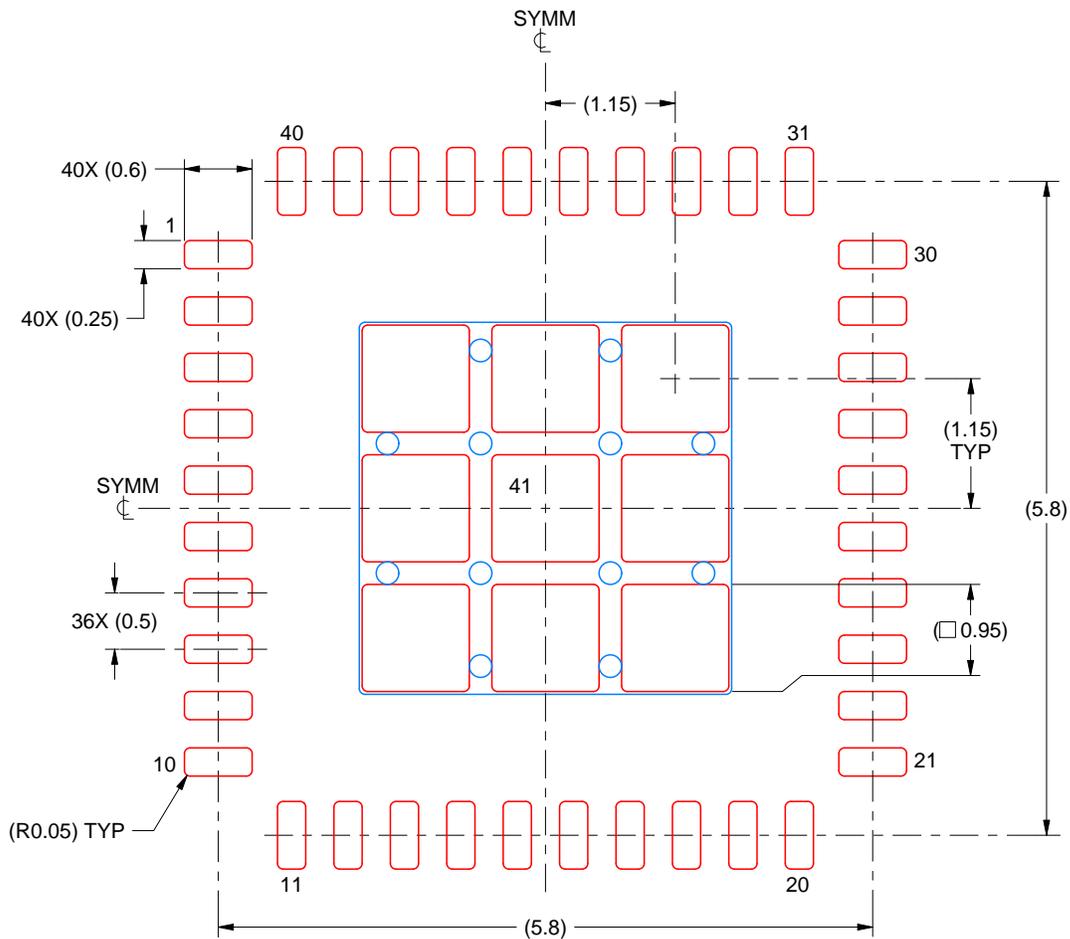
- This package is designed to be soldered to a thermal pad on the board. For more information, see Texas Instruments literature number SLUA271 ([www.ti.com/lit/slua271](http://www.ti.com/lit/slua271)).
- Vias are optional depending on application, refer to device data sheet. If any vias are implemented,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

# EXAMPLE STENCIL DESIGN

RHA0040P

VQFN - 1 mm max height

PLASTIC QUAD FLATPACK - NO LEAD



**SOLDER PASTE EXAMPLE**  
BASED ON 0.125 mm THICK STENCIL

EXPOSED PAD 41:  
78.25% PRINTED SOLDER COVERAGE BY AREA UNDER PACKAGE  
SCALE:15X

4226761/A 04/2021

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

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黙示保証、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、明示的または黙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](https://www.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ず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