

# 逆電源、逆電流、および障害保護回路を内蔵した 双方向同期整流式 100V 降圧／昇圧コントローラ

## 特長

- 双方向の電圧または電流レギュレーション
- 双方向の逆電流保護
- -60Vまでの入出力負電圧保護
- 双方向の突入電流制限と昇圧出力の短絡保護
- スwitching MOSFETの短絡検出および保護
- ゲート駆動電圧: 10V
- 広い入出力電圧範囲: 最大 100V
- 帰還電圧の許容誤差: 全温度範囲で±1.0%
- 双方向のプログラマブル電流レギュレーションおよびモニタリング
- 多彩なセルフテスト、診断、および障害報告機能
- プログラマブルな固定または同期可能スイッチング  
周波数: 80kHz~600kHz
- プログラマブルなソフトスタートと動的な電流制限
- マスタ不要の耐障害性電流分担機能

## アプリケーション

- デュアル・バッテリーのオートモーティブ・システムおよび産業用システム
- 大電力のシステム・バックアップおよびシステム電源の安定化
- 「N+1」冗長の高信頼性電源
- 電源遮断保護システム

## 概要

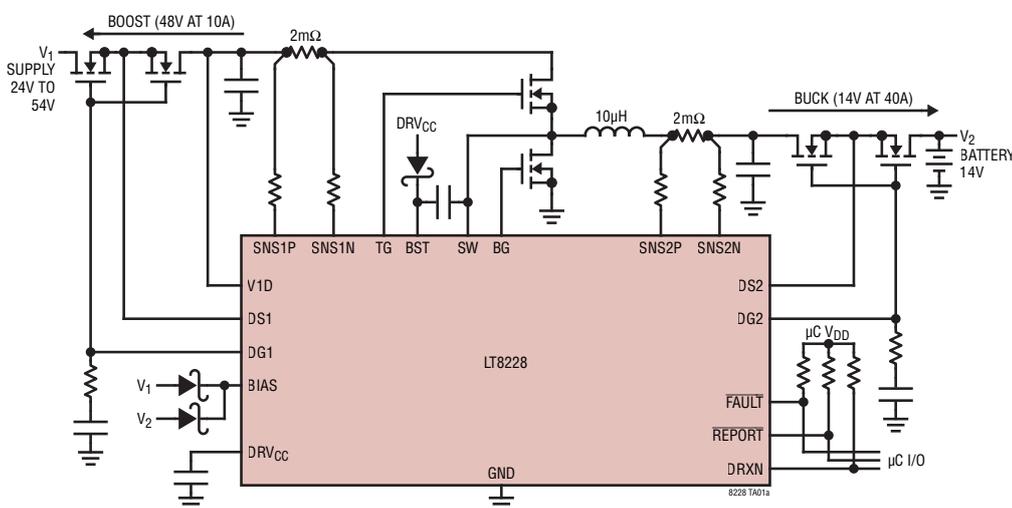
LT<sup>®</sup>8228は、独立した補償回路網を備えた定電流または定電圧の100V双方向同期整流式昇降圧コントローラです。電力の流れる方向は、LT8228によって自動的に決定されるか、外部から制御されます。入出力の保護MOSFETは、負電圧からデバイスを保護し、突入電流を制御して、スイッチングMOSFETの短絡などの障害状態のとき端子間を絶縁します。降圧モードでは、V<sub>1</sub>端子の保護MOSFETが逆電流を防止します。昇圧モードでは、同じMOSFETが出力の突入電流を調整して、調整可能なタイマーの回路ブレーカによりMOSFET自体を保護します。

LT8228は、双方向の入出力電流制限だけでなく、独立した電流モニタリング機能も備えています。マスタ不要の耐障害性電流分担機能により、LT8228を並列接続で増減できる上に、電流分担の精度を維持できます。内部と外部の障害診断および報告機能をFAULTピンおよびREPORTピンを介して利用できます。LT8228は38ピンTSSOPパッケージを採用しています。

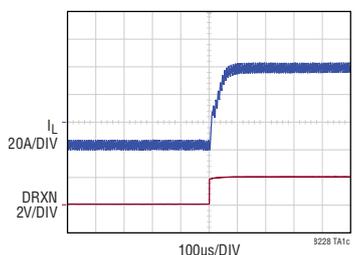
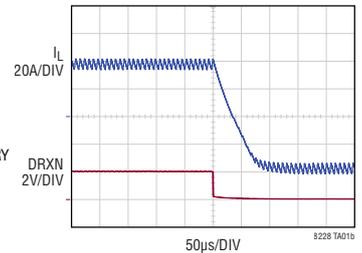
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

## 標準的応用例

簡略型の双方向バッテリー・バックアップ・システム



降圧モードと昇圧モードの遷移



目次

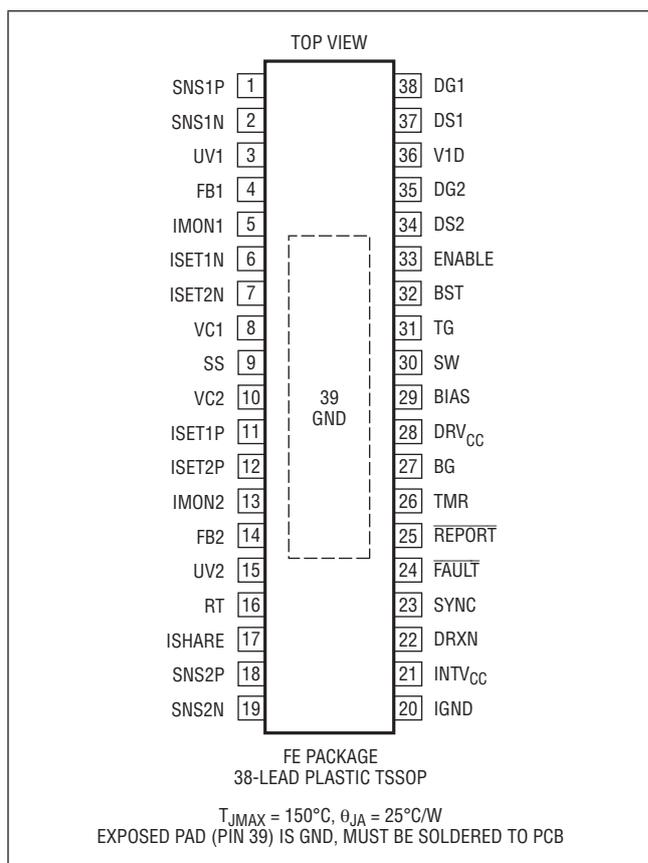
特長 .....	1	RSET2Pの選択によるV <sub>2</sub> の出力電流制限値の設定 (降圧モード) .....	36
アプリケーション .....	1	RSET2Nの選択によるV <sub>2</sub> の入力電流制限値の設定 (昇圧モード) .....	37
標準的応用例 .....	1	RMON2の選択によるV <sub>2</sub> の電流モニタリング .....	37
概要 .....	1	RSNS1とR <sub>IN1</sub> の選択 .....	38
絶対最大定格 .....	3	RSET1Pの選択によるV <sub>1</sub> の入力電流制限値の設定 (降圧モード) .....	39
発注情報 .....	3	RSET1Nの選択によるV <sub>1</sub> の出力電流制限値の設定 (昇圧モード) .....	40
ピン配置 .....	3	RMON1の選択によるV <sub>1</sub> の電流モニタリング .....	40
電気的特性 .....	4	出力電圧、入力低電圧、および出力過電圧の プログラミング .....	41
代表的な性能特性 .....	9	パワー MOSFETの選択と効率に関する検討事項 .....	41
降圧時の効率および動作 .....	9	オプションのショットキー・ダイオード(D2およびD3)の 選択 .....	45
昇圧時の効率および動作 .....	11	上側 MOSFET ドライバの電源(C <sub>BST</sub> 、D <sub>BST</sub> ) .....	45
イネーブル時、電源電流とV <sub>CC</sub> .....	13	電力経路コンデンサの選択 .....	45
SSの電流、周波数、閾値、およびドライバ .....	15	ループ補償 .....	47
保護 MOSFET コントローラ .....	15	突入電流の制御 .....	48
ピン機能 .....	16	昇圧出力の短絡保護とタイマー .....	49
ブロック図 .....	23	FAULT 状態 .....	51
動作 .....	24	ソフトスタート .....	52
概要 .....	24	REPORT 機能 .....	52
降圧モード動作 .....	24	複数の LT8228 の並列接続 .....	55
昇圧モード動作 .....	25	BIAS、DRV <sub>CC</sub> 、INTV <sub>CC</sub> および消費電力 .....	56
V <sub>1</sub> 保護 MOSFET コントローラの動作 .....	26	サーマル・シャットダウン .....	57
V <sub>2</sub> 保護 MOSFET コントローラの動作 .....	27	ピン間隔 / 表面漏れに関する検討事項 .....	58
動作モード (DRXN) .....	28	効率に関する検討事項 .....	58
イネーブルとソフトスタート (ENABLE と SS) .....	29	プリント回路基板レイアウトのチェックリスト .....	58
複数のコントローラの並列接続 (ISHARE と IGND) .....	30	設計例 .....	59
BIAS 電源とV <sub>CC</sub> レギュレータ .....	31	<b>パッケージ</b> .....	<b>67</b>
強力なゲート・ドライバ .....	31	<b>標準的応用例</b> .....	<b>68</b>
周波数の選択、スペクトラム拡散、および フェーズ・ロック・ループ (RT および SYNC) .....	31	<b>関連製品</b> .....	<b>68</b>
FAULT のモニタリングと REPORT 機能 .....	32		
<b>アプリケーション情報</b> .....	<b>33</b>		
はじめに .....	33		
スイッチング周波数の設定 .....	33		
インダクタの選択 .....	34		
RSNS2 と R <sub>IN2</sub> の選択によるピーク・インダクタ電流の 設定 .....	35		

## 絶対最大定格

(Note 1)

DS1、DS2 .....	-60V~100V
DG1 (Note 2) .....	DS1-0.3V~DS1+15V
DG2 (Note 3) .....	DS2-0.3V~DS2+15V
ENABLE、V1D、BIAS .....	100V
SNS1P、SNS2P、SNS1N、SNS2N .....	100V
SNS1P – SNS1N間、SNS2P – SNS2N間 .....	±0.3V
SW (Note 4) .....	-5V~100V
DRV <sub>CC</sub> (Note 5)、BST – SW間 .....	15V
TG、BG .....	(Note 6)
INTV <sub>CC</sub> (Note 7) .....	4V
ISET1P、ISET1N、ISHARE .....	INTV <sub>CC</sub>
ISET2P、ISET2N .....	INTV <sub>CC</sub>
VC1、VC2、RT、SS、IMON1、IMON2 .....	INTV <sub>CC</sub>
FB1、UV1、FB2、UV2 .....	5.5V
DRXN、SYNC、IGND、FAULT、REPORT .....	5.5V
動作ジャンクション温度範囲	
LT8228E、I (Note 8、9) .....	-40°C~125°C
LT8228H、J (Note 8、9) .....	-40°C~150°C
保存温度範囲 .....	-65°C~175°C

## ピン配置



## 発注情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT8228EFE#PBF	LT8228EFE#TRPBF	LT8228FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT8228IFE#PBF	LT8228IFE#TRPBF	LT8228FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT8228HFE#PBF	LT8228HFE#TRPBF	LT8228FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C

更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。\*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。  
テープ&リールの仕様一部のパッケージは、#TRMPBF接尾部の付いた指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

## 電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での規格値。規定のない限り、 $\text{DS1} = \text{V1D} = 48\text{V}$ 、 $\text{DS2} = \text{BIAS} = 14\text{V}$ 、 $\text{R}_{\text{IN1}} = 1\text{k}$ 、 $\text{R}_{\text{IN2}} = 1\text{k}$ 、および  $\text{ISHARE} = \text{INTV}_{\text{CC0}}$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_1$	Buck Mode Input Voltage		●	6		100	V
$V_2$	Boost Mode Input Voltage		●	6		100	V
$V_{\text{BIAS}}$	BIAS Operating Voltage Range		●	8		100	V
$I_{\text{QV1}}$	DS1 Quiescent Current (Shutdown) DS1 Quiescent Current (Not Switching)	ENABLE = 0V ENABLE = 2V, $V_{\text{UV1}} = V_{\text{UV2}} = 0\text{V}$	●		10 200	45 350	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$I_{\text{QV2}}$	DS2 Quiescent Current (Shutdown) DS2 Quiescent Current (Not Switching)	ENABLE = 0V ENABLE = 2V, $V_{\text{UV1}} = V_{\text{UV2}} = 0\text{V}$	●		10 10	40 20	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$I_{\text{QBIAS}}$	BIAS Quiescent Current (Shutdown) BIAS Quiescent Current (Not Switching)	ENABLE = 0V ENABLE = 2V, $V_{\text{UV1}} = V_{\text{UV2}} = 0\text{V}$	●		4 3.7	10 5	$\mu\text{A}$ mA
$I_{\text{SS}}$	Soft-Start Current (Note 10)	SS = 0V	●	9.5	10	10.5	$\mu\text{A}$

### 閾値電圧

$\text{EN}_{\text{THRESH}}$	ENABLE Threshold (Falling) ENABLE Hysteresis		●	1.16	1.20 100	1.24	V mV
$\text{UV}_{\text{V1}}$	UV1 Voltage Threshold (Falling) UV1 Hysteresis		●	1.18	1.20 100	1.22	V mV
$\text{UV}_{\text{V2}}$	UV2 Voltage Threshold (Falling) UV2 Hysteresis		●	1.18	1.20 100	1.22	V mV
$\text{OV}_{\text{V1}}$	FB1 Over Voltage Threshold (Rising) FB1 Over Voltage Hysteresis		●	1.28	1.30 100	1.32	V mV
$\text{OV}_{\text{V2}}$	FB2 Over Voltage Threshold (Rising) FB2 Over Voltage Hysteresis		●	1.28	1.30 100	1.32	V mV
DRXN	DRXN Logic Threshold (Rising) DRXN Logic Threshold (Falling)		● ●	1.05 0.75	1.10 0.80	1.15 0.85	V V
SYNC	SYNC Logic Threshold (Rising) SYNC Logic Threshold (Falling)		● ●		0.95 0.80	1.10	V V
$\text{ISHARE}_{\text{THRESH}}$	ISHARE Disable Threshold (Rising) ISHARE Disable Hysteresis		●	2.45	2.49 0.40	2.53	V V

### V<sub>CC</sub>レギュレータ

$V_{\text{DRVCC}}$	DRV <sub>CC</sub> Regulation Voltage	$12\text{V} < V_{\text{BIAS}} < 100\text{V}$	●	9.7	10	10.5	V
$\Delta V_{\text{DRVCC}}$	DRV <sub>CC</sub> Load Regulation	$I_{\text{DRVCC}} = 0\text{mA to } 100\text{mA}$			1.0	2.5	%
$I_{\text{DRVCCMAX}}$	DRV <sub>CC</sub> Current Limit (Note 10)	$V_{\text{BIAS}} = 14\text{V}$ , $V_{\text{DRVCC}} = 8\text{V}$	●	100	160		mA
$\text{DRV}_{\text{CCUV}}$	DRV <sub>CC</sub> Undervoltage Threshold (Falling) DRV <sub>CC</sub> Undervoltage Hysteresis		●	6.1	6.35 300	6.6	V mV
$\text{DRV}_{\text{CCOV}}$	DRV <sub>CC</sub> Overvoltage Threshold (Rising) DRV <sub>CC</sub> Overvoltage Hysteresis		●	14.6	15.1 1.0	15.6	V V
$V_{\text{BIAS}} - V_{\text{DRVCC}}$	DRV <sub>CC</sub> Dropout Voltage	$V_{\text{BIAS}} = 10\text{V}$ , $I_{\text{DRVCC}} = 100\text{mA}$	●		1.0	3.5	V
$V_{\text{INTVCC}}$	INTV <sub>CC</sub> Regulation Voltage		●	3.8	4.0	4.3	V
$\text{INTV}_{\text{CCUV}}$	INTV <sub>CC</sub> Undervoltage Threshold (Falling) INTV <sub>CC</sub> Undervoltage Hysteresis		●	3.45	3.6 0.2	3.75	V V
$\text{INTV}_{\text{CCOV}}$	INTV <sub>CC</sub> Overvoltage Threshold (Rising) INTV <sub>CC</sub> Overvoltage Hysteresis		●	4.50	4.7 0.5	4.85	V V

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での規格値。規定のない限り、 $\text{DS1} = \text{V1D} = 48\text{V}$ 、 $\text{DS2} = \text{BIAS} = 14\text{V}$ 、 $\text{R}_{\text{IN1}} = 1\text{k}$ 、 $\text{R}_{\text{IN2}} = 1\text{k}$ 、および $\text{ISHARE} = \text{INTV}_{\text{CC}}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>V<sub>1</sub> 端子コントローラの保護 MOSFET</b>							
$\Delta\text{V}_{\text{DG1}}$	DG1 Gate Drive (DG1 – DS1)	$\text{V}_{\text{DS1}} = 6\text{V}$ , $\text{V}_{\text{DS2}} = 0\text{V}$ , $\text{BIAS} = 8\text{V}$ $\text{V}_{\text{DS1}} = 0\text{V}$ , $\text{V}_{\text{DS2}} = 0\text{V}$ , $\text{BIAS} = 8\text{V}$	●	8.0	10	12.5	V
			●	8.0			V
			●	8.0			V
$\text{I}_{\text{DG1UP}}$	DG1 Pull-Up Current (Note 10)	$\text{V}_{\text{DG1}} = \text{V}_{\text{DS1}} = 48\text{V}$ , $\text{V}_{\text{DG2}} = \text{V}_{\text{DS2}} = 14\text{V}$	●	7	10	13	$\mu\text{A}$
$\text{I}_{\text{DG1DOWN}}$	DG1 Pull-Down Current (Note 10)	$\text{V}_{\text{DG1}} - \text{V}_{\text{DS1}} = 5\text{V}$	●	-110	-80	-60	mA
$\text{V}_{1\text{NEGATIVE}}$	Negative DS1 Voltage Threshold for DG1 Off	$\text{V}_{\text{DG1}} = 0\text{V}$ , $\text{I}_{\text{DG1}} = -1\text{mA}$	●	-2.2	-1.7		V
$\text{I}_{\text{REVERSE1}}$	DS1 Reverse Leakage Current	$\text{V}_{\text{DS1}} = -55\text{V}$				0.6	mA
$\text{V}_{\text{SET1NMAX}}$	ISET1N Boost Output Inrush limit in Boost Mode (Note 11)	$\text{V}_{\text{DS1}} = 8\text{V}$ , $\text{V}_{\text{DG1}} - \text{V}_{\text{DS1}} = 2.5\text{V}$ , $\text{I}_{\text{DG1}} = 0$ , $\text{DRXN} = 0\text{V}$ , $\text{SS} > 1.5\text{V}$ (Boost)	●	1.35	1.40	1.45	V
$\text{V}_{\text{SNS1P,1N(RCUR)}}$	Buck Mode Reverse Current Threshold for DG1 Off ( $\text{V}_{\text{SNS1P,SNS1N}}$ )	$\text{V}_{\text{DS2}} = 14\text{V}$ , $\text{DRXN} = 2\text{V}$ (Buck)	●	-5.0	-3.0	-1.0	mV
$\text{V}_{\text{DG1UV}}$	DG1 Undervoltage Threshold (Falling) DG1 Undervoltage Hysteresis		●	3.8	4.5	5.0	V
						0.5	V
<b>V<sub>2</sub> 端子コントローラの保護 MOSFET</b>							
$\Delta\text{V}_{\text{DG2}}$	DG2 Gate Drive (DG2 – DS2)	$\text{V}_{\text{DS1}} = 0\text{V}$ , $\text{V}_{\text{DS2}} = 6\text{V}$ , $\text{BIAS} = 8\text{V}$ $\text{V}_{\text{DS1}} = 0\text{V}$ , $\text{V}_{\text{DS2}} = 0\text{V}$ , $\text{BIAS} = 8\text{V}$	●	8.0	10	12.5	V
			●	8.0			V
			●	8.0			V
$\text{I}_{\text{DG2UP}}$	DG2 Pull-Up Current (Note 10)	$\text{V}_{\text{DG1}} = \text{V}_{\text{DS1}} = 48\text{V}$ , $\text{V}_{\text{DG2}} = \text{V}_{\text{DS2}} = 14\text{V}$	●	7	10	13	$\mu\text{A}$
$\text{I}_{\text{DG2DOWN}}$	DG2 Pull-Down Current (Note 10)	$\text{V}_{\text{DG2}} - \text{V}_{\text{DS2}} = 5\text{V}$	●	-110	-80	-60	mA
$\text{V}_{2\text{NEGATIVE}}$	Negative DS2 Voltage Threshold for DG2 Off	$\text{V}_{\text{DG2}} = 0\text{V}$ , $\text{I}_{\text{DG2}} = -1\text{mA}$	●	-2.2	-1.7		V
$\text{I}_{\text{REVERSE2}}$	DS2 Reverse Leakage Current	$\text{V}_{\text{DS2}} = -55\text{V}$				0.6	mA
$\text{V}_{\text{DG2UV}}$	DG2 Undervoltage Threshold (Falling) DG2 Undervoltage Hysteresis		●	3.8	4.4	5.0	V
						0.5	V
<b>電流検出アンブ (Note 12)</b>							
$\text{I}_{\text{B1}}$	SNS1P, SNS1N Bias Current	$2.5\text{V} < \text{V}_{\text{CM1}} < 100\text{V}$ $\text{V}_{\text{CM1}} = 0\text{V}$	●	-105	-90	-70	$\mu\text{A}$
			●	35	50	70	$\mu\text{A}$
$\text{I}_{\text{ISET1P}}$	ISET1P Output Current $2.5\text{V} < \text{V}_{\text{CM1}} < 100\text{V}$	$\text{V}_{\text{RSNS1}} = 1\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = 25\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = 50\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = 80\text{mV}$	●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
			●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
			●	48.5	50.0	51.5	$\mu\text{A}$
			●	78.0	80.0	82.0	$\mu\text{A}$
$\text{I}_{\text{ISET1N}}$	ISET1N Output Current $2.5\text{V} < \text{V}_{\text{CM1}} < 100\text{V}$	$\text{V}_{\text{RSNS1}} = -1\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = -25\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = -50\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = -80\text{mV}$	●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
			●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
			●	48.5	50.0	51.5	$\mu\text{A}$
			●	78.0	80.0	82.0	$\mu\text{A}$
$\text{I}_{\text{IMON1}}$	IMON1 Output Current $2.5\text{V} < \text{V}_{\text{CM1}} < 100\text{V}$	$\text{V}_{\text{RSNS1}} = -80\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = -50\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = -25\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = -1\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = 1\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = 25\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = 50\text{mV}$ $\text{V}_{\text{RSNS1}} = 80\text{mV}$	●	78.0	80	82.0	$\mu\text{A}$
			●	48.5	50.0	51.5	$\mu\text{A}$
			●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
			●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
			●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
			●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
			●	48.5	50.0	51.5	$\mu\text{A}$
			●	78.0	80.0	82.0	$\mu\text{A}$
$\text{I}_{\text{ISET1P}}$ , $\text{I}_{\text{ISET1N}}$ , $\text{I}_{\text{IMON1}}$	Output Current, $\text{V}_{\text{CM1}} < 2.5\text{V}$	$ \text{V}_{\text{RSNS1}}  = 1\text{mV}$ $ \text{V}_{\text{RSNS1}}  = 25\text{mV}$ $ \text{V}_{\text{RSNS1}}  = 50\text{mV}$ $ \text{V}_{\text{RSNS1}}  = 80\text{mV}$	●	0.0	1.0	3.0	$\mu\text{A}$
			●	22.5	25.0	27.5	$\mu\text{A}$
			●	47.5	50.0	52.5	$\mu\text{A}$
			●	76.0	80.0	84.0	$\mu\text{A}$

## 電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での規格値。規定のない限り、 $DS1 = V_{I1} = 48\text{V}$ 、 $DS2 = \text{BIAS} = 14\text{V}$ 、 $R_{IN1} = 1\text{k}$ 、 $R_{IN2} = 1\text{k}$ 、および $\text{ISHARE} = \text{INTV}_{\text{CC}}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
$I_{B2}$	SNS2P, SNS2N Bias Current	$2.5\text{V} < V_{\text{CM}2} < 100\text{V}$ $V_{\text{CM}2} = 0\text{V}$	● ●	-105 35	-90 50	-70 70	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$I_{\text{ISET}2\text{P}}$	ISET2P Output Current $2.5\text{V} < V_{\text{CM}2} < 100\text{V}$	$V_{\text{RSNS}2} = 1\text{mV}$	●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 25\text{mV}$	●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 50\text{mV}$	●	48.5	50.0	51.5	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 80\text{mV}$	●	78.0	80.0	82.0	$\mu\text{A}$
$I_{\text{ISET}2\text{N}}$	ISET2N Output Current $2.5\text{V} < V_{\text{CM}2} < 100\text{V}$	$V_{\text{RSNS}2} = -1\text{mV}$	●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = -25\text{mV}$	●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = -50\text{mV}$	●	48.5	50.0	51.5	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = -80\text{mV}$	●	78.0	80.0	82.0	$\mu\text{A}$
$I_{\text{IMON}2}$	IMON2 Output Current $2.5\text{V} < V_{\text{CM}2} < 100\text{V}$	$V_{\text{RSNS}2} = -80\text{mV}$	●	78.0	80.0	82.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = -50\text{mV}$	●	48.5	50.0	51.5	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = -25\text{mV}$	●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = -1\text{mV}$	●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 1\text{mV}$	●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 25\text{mV}$	●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 50\text{mV}$	●	48.5	50.0	51.5	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 80\text{mV}$	●	78.0	80.0	82.0	$\mu\text{A}$
$I_{\text{ISET}2\text{P}}$ , $I_{\text{ISET}2\text{N}}$ , $I_{\text{IMON}2}$	Output Current, $V_{\text{CM}1} < 2.5\text{V}$	$ V_{\text{RSNS}1}  = 1\text{mV}$	●	0.0	1.0	3.0	$\mu\text{A}$
		$ V_{\text{RSNS}1}  = 25\text{mV}$	●	22.5	25.0	27.5	$\mu\text{A}$
		$ V_{\text{RSNS}1}  = 50\text{mV}$	●	47.5	50.0	52.5	$\mu\text{A}$
		$ V_{\text{RSNS}1}  = 80\text{mV}$	●	76.0	80.0	84.0	$\mu\text{A}$
$I_{\text{SHARE}}$	ISHARE Output Current, $\text{ISHARE} = 0\text{V}$ $\text{DRXN} = 0\text{V}$ (Boost Mode), $2.5\text{V} < V_{\text{CM}1} < 100\text{V}$	$V_{\text{RSNS}1} = -1\text{mV}$	●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}1} = -25\text{mV}$	●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}1} = -50\text{mV}$	●	48.5	50.0	51.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}1} = -80\text{mV}$	●	78.0	80.0	82.0	$\mu\text{A}$
	ISHARE Output Current, $\text{ISHARE} = 0\text{V}$ $\text{DRXN} = 2\text{V}$ (Buck Mode), $2.5\text{V} < V_{\text{CM}1} < 100\text{V}$	$V_{\text{RSNS}2} = 1\text{mV}$	●	0.0	1.0	2.2	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 25\text{mV}$	●	24.0	25.0	26.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 50\text{mV}$	●	48.5	50.0	51.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 80\text{mV}$	●	78.0	80.0	82.0	$\mu\text{A}$
	ISHARE Output Current, $\text{ISHARE} = 0\text{V}$ $\text{DRXN} = 0\text{V}$ (Boost Mode), $V_{\text{CM}1} < 2.5\text{V}$	$V_{\text{RSNS}1} = -1\text{mV}$	●	0.0	1.0	3.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}1} = -25\text{mV}$	●	22.5	25.0	27.5	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}1} = -50\text{mV}$	●	47.5	50.0	52.5	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}1} = -80\text{mV}$	●	76.0	80.0	84.0	$\mu\text{A}$
	ISHARE Output Current, $\text{ISHARE} = 0\text{V}$ $\text{DRXN} = 2\text{V}$ (Buck Mode), $V_{\text{CM}2} < 2.5\text{V}$	$V_{\text{RSNS}2} = 1\text{mV}$	●	0.0	1.0	3.0	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 25\text{mV}$	●	22.5	25.0	27.5	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 50\text{mV}$	●	47.5	50.0	52.5	$\mu\text{A}$
		$V_{\text{RSNS}2} = 80\text{mV}$	●	76.0	80.0	84.0	$\mu\text{A}$

### 降圧時の電圧および電流レギュレーション

$V_{\text{FB}2}$	FB2 Regulation Voltage (Note 13)		●	1.198	1.210	1.222	V
$I_{\text{FB}2}$	FB2 Pin Bias Current		●		10	50	nA
$g_{\text{mFB}1}$	$V_2$ Error Amplifier Transconductance				0.8		ms
$V_{\text{ISET}1\text{P}}$	ISET1P Regulation Voltage (Note 14)		●	1.198	1.210	1.222	V
$g_{\text{mISET}1\text{P}}$	ISET1P Error Amplifier Transconductance				0.8		ms
$V_{\text{ISET}2\text{P}}$	ISET2P Regulation Voltage (Note 14)		●	1.198	1.210	1.222	V
$g_{\text{mISET}2\text{P}}$	ISET2P Error Amplifier Transconductance				0.8		ms
$R_{\text{VC}2}$	VC2 Output Impedance				1000		k $\Omega$
$\Delta I_{\text{SET}1\text{P}}$	Buck Mode Input Current (ISET1P) Regulation Error (Note 15)	$R_{\text{SNS}1} = 5\Omega$ , $R_{\text{SET}1\text{P}} = 24.3\text{k}$ , $V_{\text{CM}1} = 48\text{V}$ , $\text{DRXN} = 2\text{V}$ (Buck Mode)	●		0	$\pm 2.5$	%

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での規格値。規定のない限り、DS1 = V1D = 48V、DS2 = BIAS = 14V、 $R_{IN1} = 1\text{k}$ 、 $R_{IN2} = 1\text{k}$ 、および ISHARE = INTV<sub>CC</sub>。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
$\Delta I_{SET2P}$	Buck Mode Output Current (ISET2P) Regulation Error (Note 15)	$R_{SNS2} = 5\ \Omega$ , $R_{SET2P} = 24.3\text{k}$ , $V_{CM2} = 14\text{V}$ , $DRXN = 2\text{V}$ (Buck Mode)	●		0	$\pm 2.5$	%
$\Delta I_{SHAREBUCK}$	Buck Mode Output Current Sharing Error (Note 16)	$R_{SNS2} = 5\ \Omega$ , $R_{SET2P} = 24.3\text{k}$ , $V_{CM2} = 14\text{V}$ , $DRXN = 2\text{V}$ (Buck Mode), $I_{SHARE} = 0.605\text{V}$	●		0	$\pm 4$	%

昇圧時の電圧および電流レギュレーション

$V_{FB1}$	FB1 Regulation Voltage (Note 13)		●	1.198	1.210	1.222	V
$I_{FB1}$	FB1 Pin Bias Current		●		10	50	nA
$g_{mFB1}$	V1 Error Amplifier Transconductance				0.8		ms
$V_{ISET1N}$	ISET1N Regulation Voltage (Note 14)		●	1.198	1.210	1.222	V
$g_{mISET1N}$	ISET1N Error Amplifier Transconductance				0.8		ms
$V_{ISET2N}$	ISET2N Regulation Voltage (Note 14)		●	1.198	1.210	1.222	V
$g_{mISET2N}$	ISET2N Error Amplifier Transconductance				0.8		ms
$R_{VC1}$	VC1 Output Impedance				1000		k $\Omega$
$\Delta I_{SET1N}$	Boost Mode Output Current (ISET1N) Regulation Error (Note 15)	$R_{SNS1} = 5\ \Omega$ , $R_{SET1N} = 24.3\text{k}$ , $V_{CM1} = 48\text{V}$ , $DRXN = 2\text{V}$ (Buck Mode)	●		0	$\pm 2.5$	%
$\Delta I_{SET2N}$	Boost Mode Input Current (ISET2N) Regulation Error (Note 15)	$R_{SNS2} = 5\ \Omega$ , $R_{SET2N} = 24.3\text{k}$ , $V_{CM2} = 14\text{V}$ , $DRXN = 2\text{V}$ (Buck Mode)	●		0	$\pm 2.5$	%
$\Delta I_{SHAREBOOST}$	Boost Mode Output Current Sharing Error (Note 16)	$R_{SNS1} = 5\ \Omega$ , $R_{SET1N} = 24.3\text{k}$ , $V_{CM1} = 14\text{V}$ , $DRXN = 2\text{V}$ (Buck Mode), $I_{SHARE} = 0.605\text{V}$	●		0	$\pm 4$	%

スイッチング MOSFET ドライバ

RTG	Pull-Up On-Resistance Pull-Down On-Resistance				2.5 1.0		$\Omega$ $\Omega$
RBG	Pull-Up On-Resistance Pull-Down On-Resistance				2.5 1.0		$\Omega$ $\Omega$
$t_{RTG}$	TG Rise Time	$C_{LOAD} = 6800\text{pF}$ (10% to 90%)			50		ns
$t_{FTG}$	TG Fall Time	$C_{LOAD} = 6800\text{pF}$ (10% to 90%)			20		ns
$t_{RBG}$	BG Rise Time	$C_{LOAD} = 6800\text{pF}$ (10% to 90%)			50		ns
$t_{FBG}$	BG Fall Time	$C_{LOAD} = 6800\text{pF}$ (10% to 90%)			20		ns
$t_{DTGBG}$	TG Off to BG On Delay	$C_{LOAD} = 6800\text{pF}$ Each Driver (50% to 50%)			50		ns
$t_{DBGTG}$	BG Off to TG On Delay	$C_{LOAD} = 6800\text{pF}$ Each Driver (50% to 50%)			50		ns
$t_{ONBUCK}$	Min TG On-Time in Buck Mode	$DRXN = 2\text{V}$			150		ns
$t_{ONBOOST}$	Min BG On-Time in Boost Mode	$DRXN = 0\text{V}$			150		ns
$t_{OFFBOOST}$	Min BG Off-Time in Boost Mode	$DRXN = 0\text{V}$			200		ns
$t_{DTGBG, V1D = 48\text{V}}$	TG Off to BG On Delay, $V_{1D} = 48\text{V}$ (Note 17)				60		ns
$t_{DTGBG, V1D = 100\text{V}}$	TG Off to BG On Delay, $V_{1D} = 100\text{V}$ (Note 17)				60		ns

PLLと発振器

$f_{PROG}$	Programmable Frequency	$R_{RT} = 124\text{k}$ $R_{RT} = 100\text{k}$ $R_{RT} = 14\text{k}$	● ● ●	75 95 540	80 100 600	85 105 660	kHz kHz kHz
$f_{SYNC}$	Synchronizable Frequency		●	82		700	kHz
$f_{SPSC, MAX}$	Spread Spectrum Maximum Frequency	$R_{RT} = 100\text{k}$ , $f_{PROG} = 100\text{kHz}$	●		130	145	kHz
$f_{SPSC, MIN}$	Spread Spectrum Maximum Frequency	$R_{RT} = 100\text{k}$ , $f_{PROG} = 100\text{kHz}$	●	65	80		kHz

## 電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での規格値。規定のない限り、 $DS1 = V1D = 48\text{V}$ 、 $DS2 = \text{BIAS} = 14\text{V}$ 、 $R_{IN1} = 1\text{k}$ 、 $R_{IN2} = 1\text{k}$ 、および  $\text{ISHARE} = \text{INTV}_{\text{CC}}$

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>ロジック</b>							
$V_{\text{FAULT}}$	FAULT Low Voltage	$I_{\text{FAULT}} = 2\text{mA}$ (Fault Condition)	●		0.2	0.35	V
$I_{\text{LKGFAULT}}$	FAULT Pin Leakage Current		●			1	$\mu\text{A}$
$V_{\text{REPORT}}$	REPORT Low Voltage	$I_{\text{REPORT}} = 2\text{mA}$	●		0.2	0.35	V
$I_{\text{LKGREPORT}}$	REPORT Pin Leakage Current		●			1	$\mu\text{A}$
$I_{\text{PULLDRXN}}$	DRXN Pin Pull-Down Current (Boost Mode)	$UV1 = 0\text{V}$	●		100	120	$\mu\text{A}$
$I_{\text{LKGDRXN}}$	DRXN Pin Leakage Current (Buck Mode)		●			1	$\mu\text{A}$
$R_{\text{IGND}}$	IGND Pin Resistance to GND (Sharing Enabled)		●		120	200	$\Omega$

**Note 1:** 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

**Note 2:** 内部クランプにより、DG1ピンはDS1ピンより10V以上高い電圧に制限される。このピンをこのクランプ電圧より高い電圧に駆動すると、デバイスを損傷する恐れがある。

**Note 3:** 内部クランプにより、DG2ピンはDS2ピンより10V以上高い電圧に制限される。このピンをこのクランプ電圧より高い電圧に駆動すると、デバイスを損傷する恐れがある。

**Note 4:** SWピンの負電圧は、アプリケーションでは外付けNMOSデバイスM3のボディ・ダイオード、または並列のショットキー・ダイオード(存在する場合)によって制限される。SWピンは、グラウンドからダイオード1個分の電圧降下を超えて-5Vまでのこれらの負電圧に耐えられることが設計により確認されている。

**Note 5:** 昇圧用コンデンサ  $C_{\text{BST}}$  を充電する目的以外、このピンでは外部負荷が許容されない。

**Note 6:** これらのピンには電圧源も電流源も印加してはならない。接続するのは容量性負荷のみにする必要がある。そうしないと永続的な損傷が生じる恐れがある。

**Note 7:**  $\text{INTV}_{\text{CC}}$ は、外部から駆動できない。ISHAREピンへの接続とDRXNピンのプルアップ抵抗(値は50k以下とする)への接続以外、このピンの外部負荷は許容されない。

**Note 8:** LT8228は  $T_J$ が  $T_A$ にほぼ等しいパルス負荷条件のもとでテストされ、仕様が規定されている。LT8228Eは  $T_A = 25^\circ\text{C}$ で100%出荷テストされており、性能は  $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ で確認されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ での性能は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT8228Iは、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作ジャンクション温度範囲で確認されている。LT8228Hは、 $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全動作ジャンクション温度範囲で確認されている。

**Note 9:** LT8228は、過負荷状態時にデバイスを保護するための過熱保護回路を内蔵している。ジャンクション温度が  $150^\circ\text{C}$ を超えると、過熱保護回路が作動する。規定された最大動作ジャンクション温度を超えて動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

**Note 10:** 電流の表記。正電流はピンから流れ出る電流として定義されている。

**Note 11:**  $V_2$ と  $V_{1D}$ の間には、 $V_2$ の保護MOSFET M4とTG MOSFET M2のボディ・ダイオードを介して直接の導通経路がある。昇圧モードでは、この規格によって、 $V_{1D}$ からDG1を介して  $V_1$ に流れ込む電流が制限される。

**Note 12:**  $I_{b1}$ はSNS1PピンとSNS1Nピンへの入力バイアス電流の平均として定義されている。同様に、 $I_{b2}$ はSNS2PピンとSNS2Nピンへの入力バイアス電流の平均として定義されている。LT8228は、SNS1P、SNS1N、SNS2P、SNS2Nの各ピンの電圧を1kの入力ゲイン抵抗を通じて加えることにより、これらの条件に合わせてテストされ、仕様化されている。 $V_{\text{RSNS1}}$ は、SNS1PピンとSNS1Nピンの入力ゲイン抵抗の間の電圧を表す。同様に、 $V_{\text{RSNS2}}$ は、SNS2PピンとSNS2Nピンの入力ゲイン抵抗の間の電圧を表す。 $V_{\text{CM1}}$ および  $V_{\text{CM2}}$ は、入力ゲイン抵抗  $R_{IN1}$ および  $R_{IN2}$ でのコモンモード電圧。

**Note 13:** LT8228は、全てのISETピンをグラウンドに接続した状態でFBピンをVCピンに接続することにより、エラー・アンプの出力(VC)を内部リファレンス電圧にサーボ制御する帰還ループ内でテストされる。

**Note 14:** LT8228は、FBピンとテスト対象以外のISETピンをグラウンドに接続した状態でテスト対象のISETピンをVCピンに接続することにより、エラー・アンプの出力(VC)を内部リファレンス電圧にサーボ制御する帰還ループ内でテストされる。

**Note 15:** 電流レギュレーション誤差は、検出抵抗を流れた電流の測定値と、以下の抵抗で設定した電流値との差。(1)検出抵抗  $R_{\text{SNS}}$ 、(2)入力ゲイン抵抗  $R_{\text{IN}}$ 、(3)ISETの抵抗  $R_{\text{ISET}}$ 。ドレインが  $R_{\text{SNS}}$ に接続されていて、接地されているNチャンネルMOSFETのゲートにVCピンを接続することにより、LT8228は、 $R_{\text{SNS}}$ を流れる電流を安定化する帰還ループ内でテストされる。SNSピンのバイアス電流が  $R_{\text{SNS}}$ を流れて生じる誤差は、この規格値から差し引かれる。この規格は、 $R_{\text{SNS}}$ にリップル電圧のない条件でテストされる。

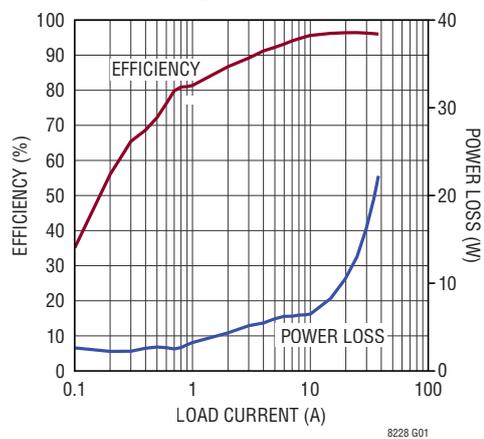
**Note 16:** 電流分担誤差は、検出抵抗  $R_{\text{SNS}}$ を流れる電流とISHAREピンで定義される平均電流との差。ISHAREの電圧は、複数の理想的なLT8228を並列接続した場合のISHAREの平均電流を表す。ドレインが  $R_{\text{SNS}}$ に接続されていて、接地されているNチャンネルMOSFETのゲートにVCピンを接続することにより、LT8228は、 $R_{\text{SNS}}$ を流れる電流を安定化する帰還ループ内でテストされる。電流分担ループは、昇圧モードではISET1Nピンの電圧を、降圧モードではISET2Pピンの電圧を、ISHAREピンの電圧である600mVにサーボ制御する。SNSピンのバイアス電流が  $R_{\text{SNS}}$ を流れて生じる誤差は、この規格値から差し引かれる。この規格は、 $R_{\text{SNS}}$ にリップル電圧のない条件でテストされる。

**Note 17:** 立上がり時間と立下がり時間は10%と90%のレベルを使用して測定されている。遅延時間は50%レベルを使用して測定されている。立上がり時間と立下がり時間は、設計、特性評価、および統計学的なプロセス・コントロールとの相関によって確認されている。

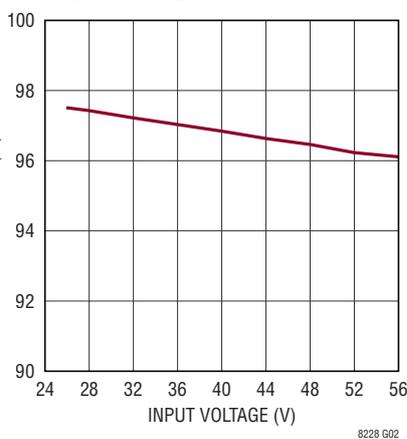
代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

降圧時の効率および動作

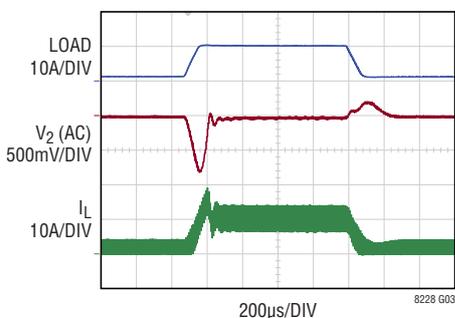
効率と  $V_2$  の電流 (降圧)  
( $V_1 = 48\text{V}$ ,  $V_2 = 14\text{V}$ )



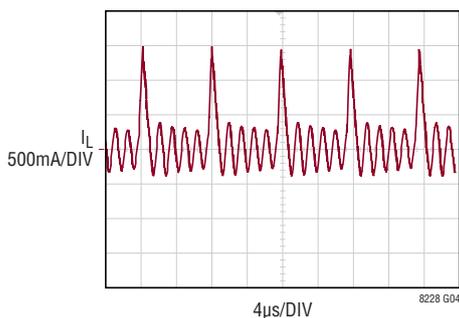
効率と  $V_1$  (降圧)  
( $V_2 = 14\text{V}$ ,  $I_{L2} = 20\text{A}$ )



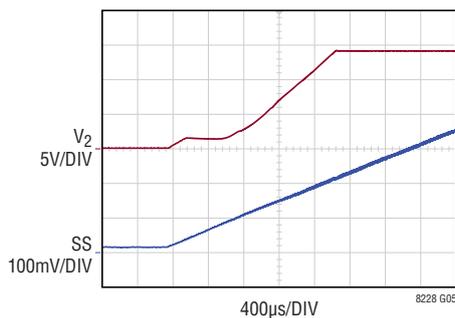
負荷ステップ (降圧)



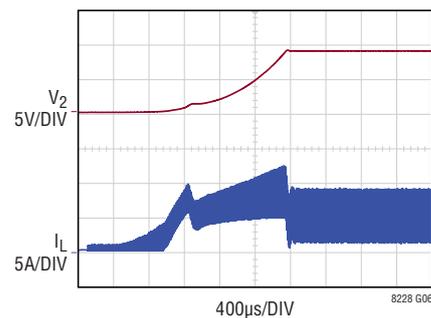
軽負荷時のインダクタ電流 (降圧)



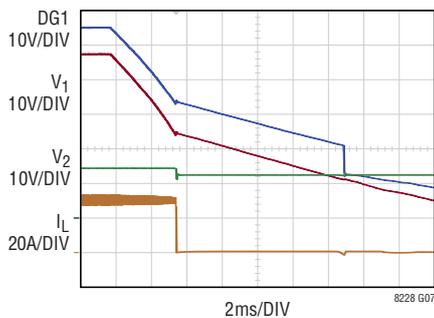
ソフトスタート (降圧)



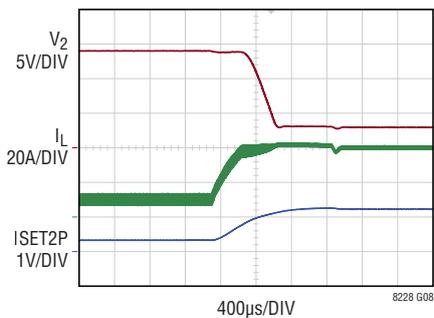
負荷をプリバイアスした状態での起動 (降圧)



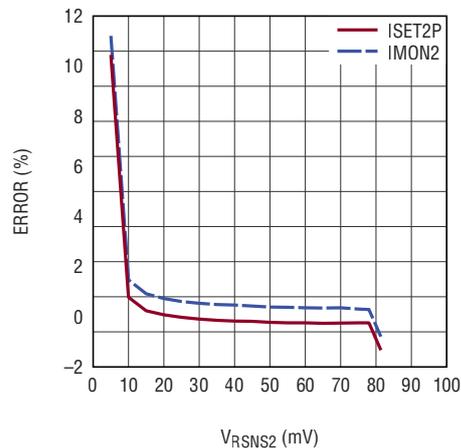
出力が入力より高い、 $V_2 > V_1$  の場合 (逆電流保護、降圧)



短絡 / 電圧および電流レギュレーションの遷移 (降圧)



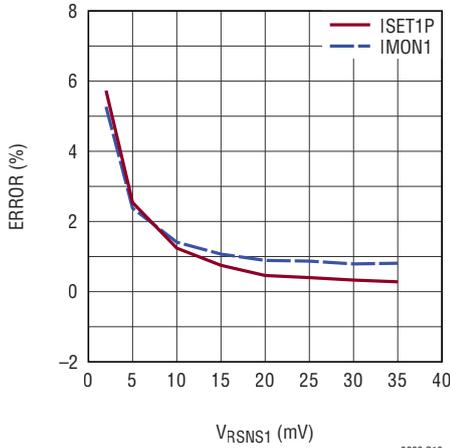
ISET2P と IMON2 の測定精度



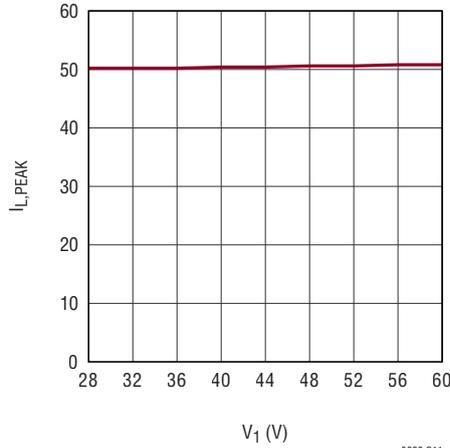
代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

## 降圧時の効率および動作

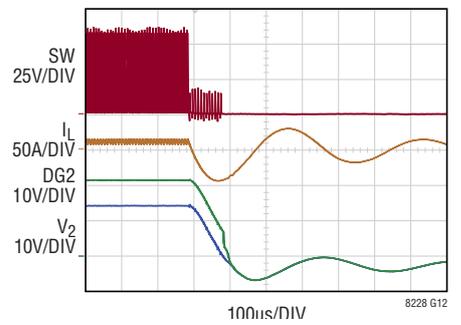
ISET1PとIMON1の測定精度



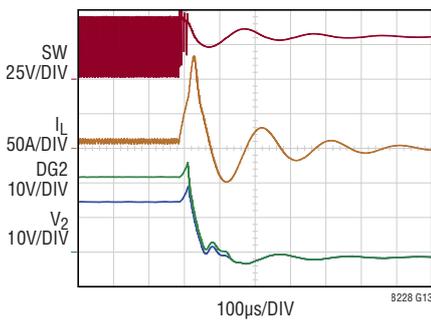
ピーク・インダクタ電流と $V_1$  (降圧)



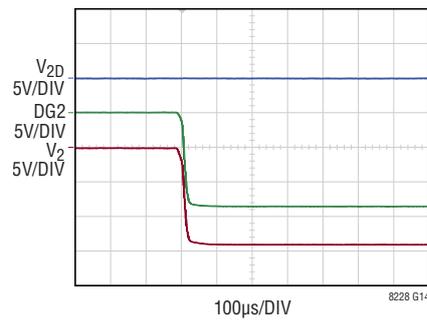
レギュレーション中でのBG MOSFETの短絡 (降圧)



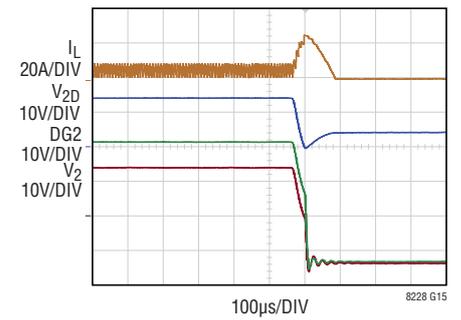
レギュレーション中でのTG MOSFETの短絡 (降圧)



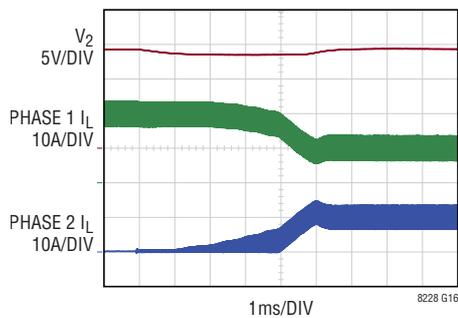
$V_2$ でのバッテリーの逆挿入 (LT8228はディスエーブル状態)



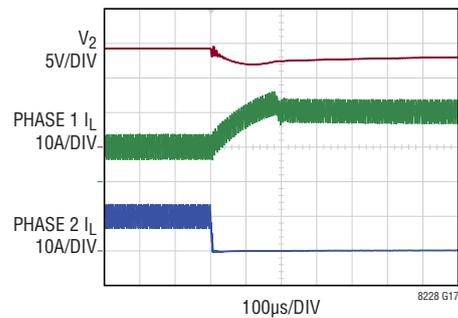
$V_2$ でのバッテリーの逆挿入 (レギュレーション中)



マルチフェーズ動作 (降圧) フェーズのターンオン



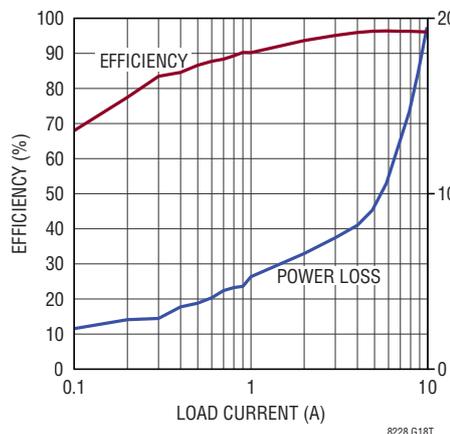
マルチフェーズ動作 (降圧) フェーズのターンオフ



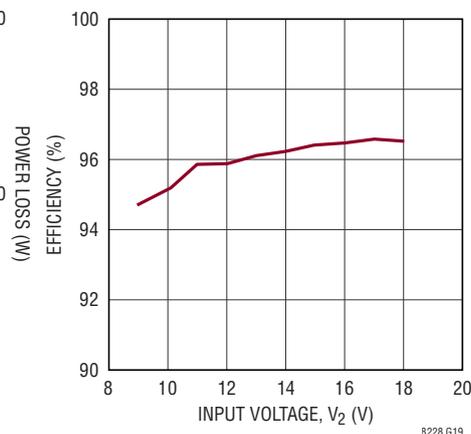
代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

昇圧時の効率および動作

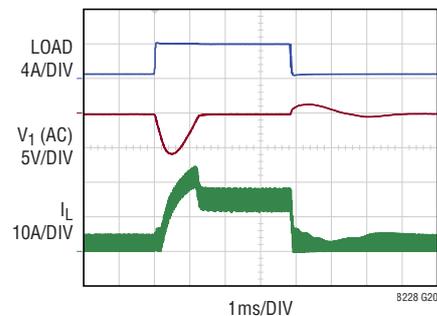
効率と  $V_1$  の電流 (昇圧)  
( $V_1 = 48\text{V}$ 、 $V_2 = 14\text{V}$ )



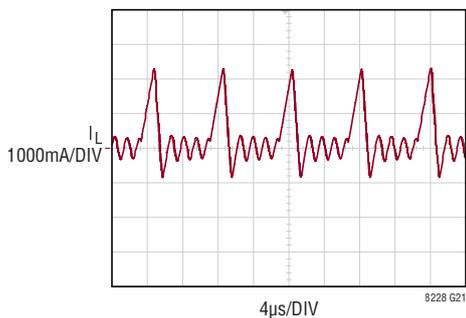
効率と  $V_2$  (昇圧)  
( $V_1 = 48\text{V}$ 、 $I_{V1} = 5\text{A}$ )



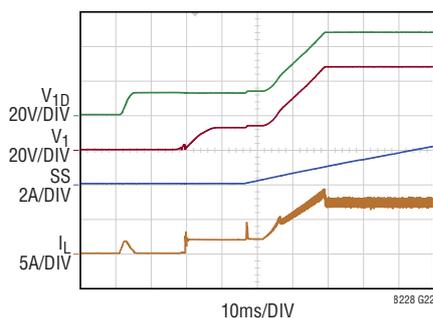
負荷ステップ (昇圧)



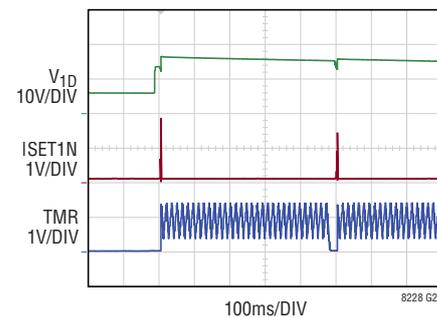
軽負荷時のインダクタ電流 (昇圧)



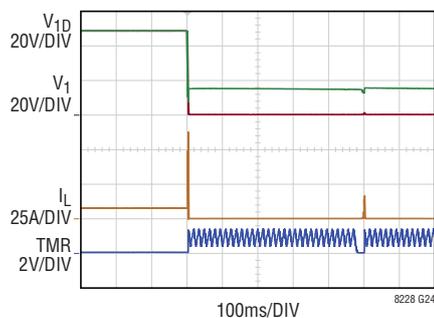
ソフトスタート (昇圧)



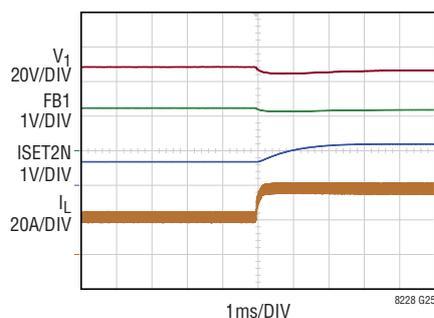
出力短絡 (昇圧、起動)



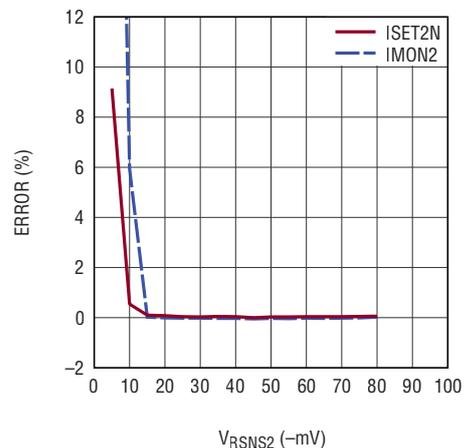
出力短絡時の過渡応答 (昇圧) /  
TMRピンの動作



電圧および電流レギュレーション  
の遷移 (昇圧)



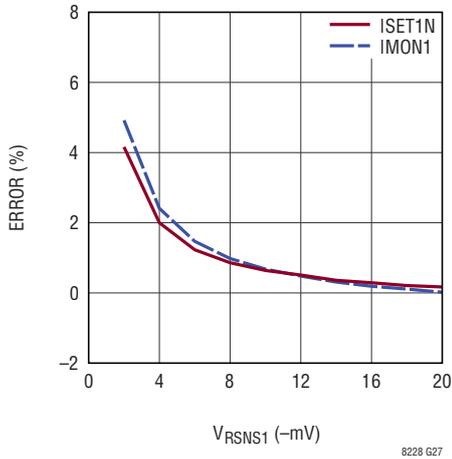
ISET2NとIMON2の測定精度



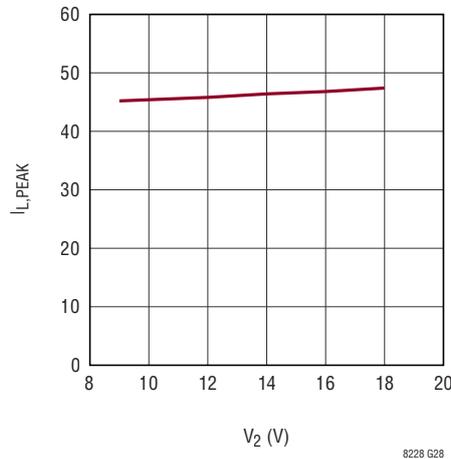
代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

## 昇圧時の効率および動作

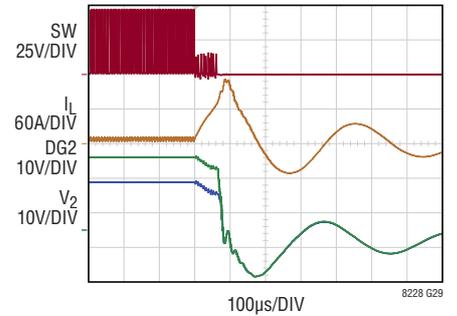
ISET1NとIMON1の測定精度



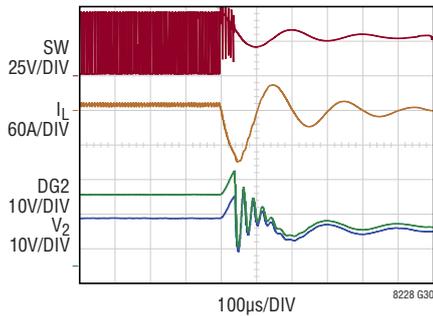
最大インダクタ電流と $V_2$ (昇圧)



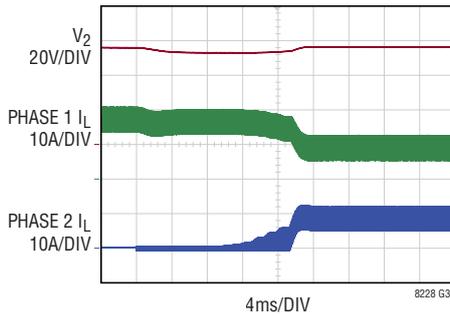
レギュレーション中でのBG MOSFETの短絡(昇圧)



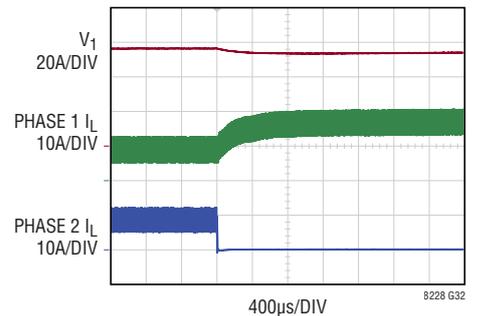
レギュレーション中でのTG MOSFETの短絡(昇圧)



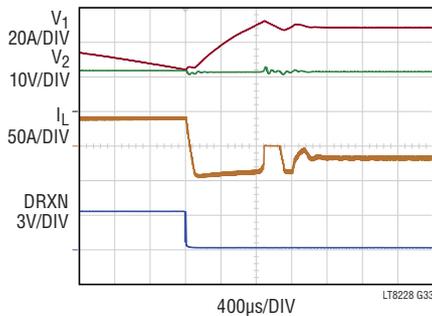
マルチフェーズ動作、昇圧フェーズのターンオン



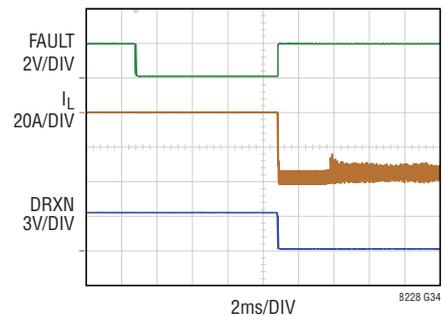
マルチフェーズ動作、昇圧フェーズのターンオフ



自動DRXN:降圧から昇圧への遷移(入力低電圧)



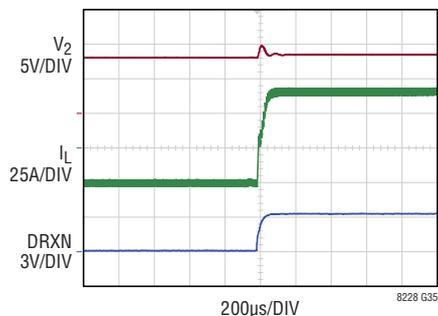
自動DRXN:降圧から昇圧への遷移(出力低電圧)



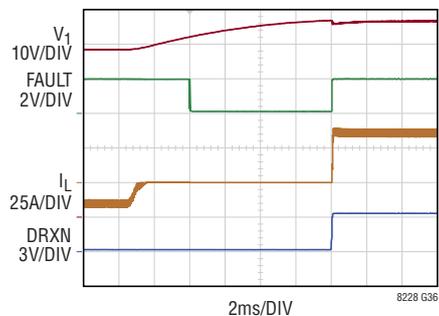
代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

昇圧時の効率および動作

自動DRXN: 昇圧から降圧への遷移 (入力低電圧)

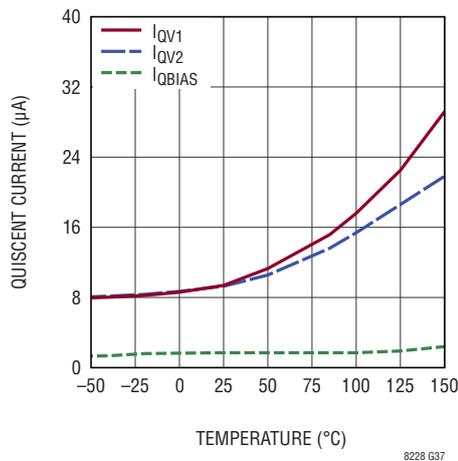


自動DRXN: 昇圧から降圧への遷移 (出力低電圧)

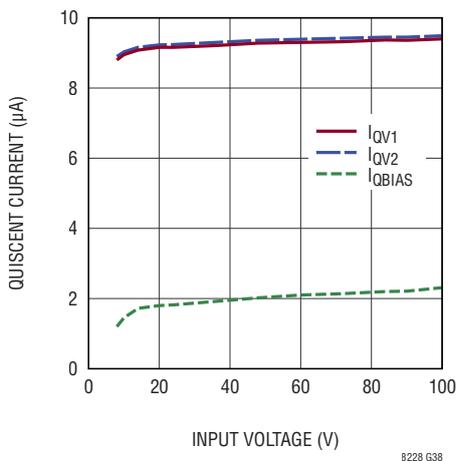


イネーブル時、電源電流と  $V_{CC}$

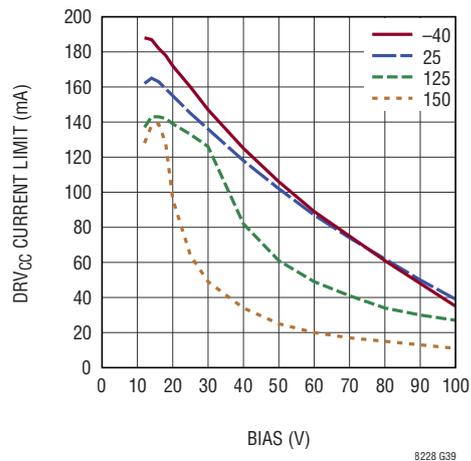
シャットダウン電流と温度  
( $V_1 = 48\text{V}$ ,  $V_2 = 14\text{V}$ ,  $\text{BIAS} = 14\text{V}$ )



シャットダウン電流と入力電圧  
(入力 =  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $\text{BIAS}$ )



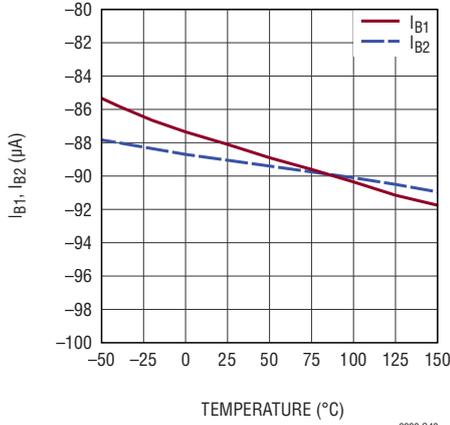
$\text{DRV}_{CC}$  の電流制限と  $\text{BIAS}$   
(温度 =  $-40^\circ\text{C}$ ,  $25^\circ\text{C}$ ,  $150^\circ\text{C}$ )



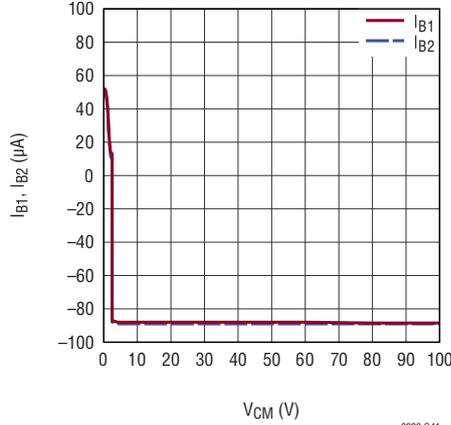
代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

## レギュレーションおよび電流検出

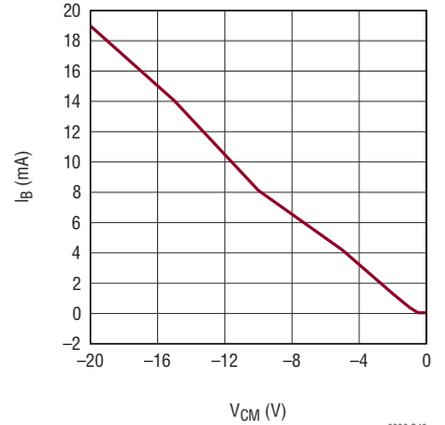
CSA1/CSA2の入カバイアス電流と温度



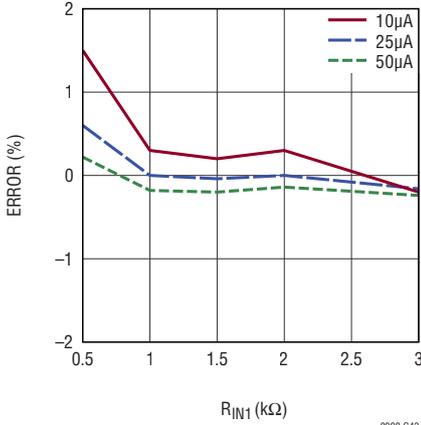
CSA1/CSA2の入カバイアス電流と  $V_{CM}$



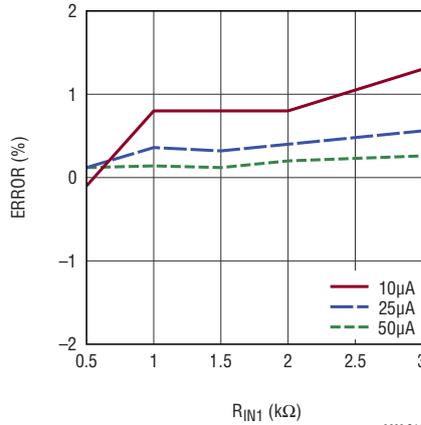
CSA1/CSA2の入カバイアス電流と  $V_{CM}$  (バッテリーの逆挿入障害)



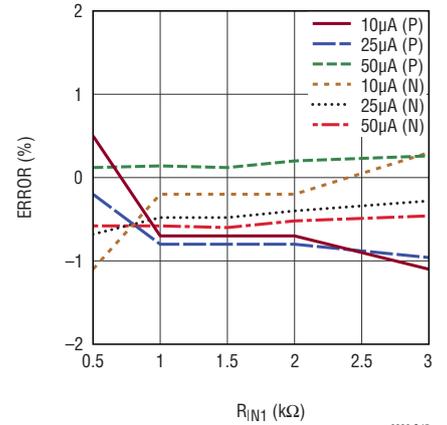
ISET1Pのゲイン誤差と  $R_{IN1}$   
( $V_{CM1} > 2.5\text{V}$ 、出力:  $10\mu\text{A}$ 、 $25\mu\text{A}$ 、および  $50\mu\text{A}$ )



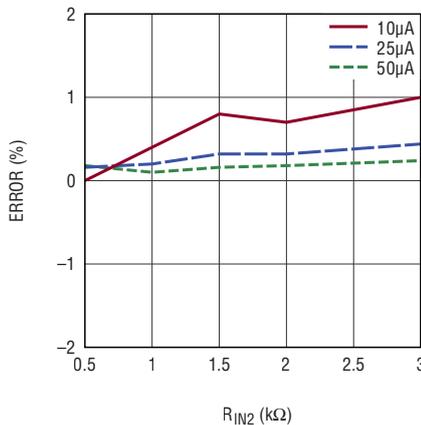
ISET1Nのゲイン誤差と  $R_{IN1}$   
( $V_{CM1} > 2.5\text{V}$ 、出力:  $10\mu\text{A}$ 、 $25\mu\text{A}$ 、および  $50\mu\text{A}$ )



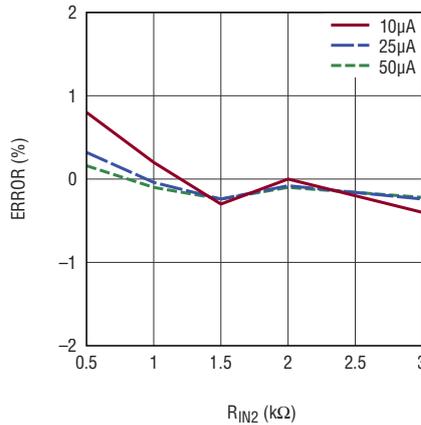
IMON1のゲイン誤差と  $R_{IN1}$   
( $V_{CM1} > 2.5\text{V}$ 、出力:  $10\mu\text{A}$ 、 $25\mu\text{A}$ 、および  $50\mu\text{A}$ )



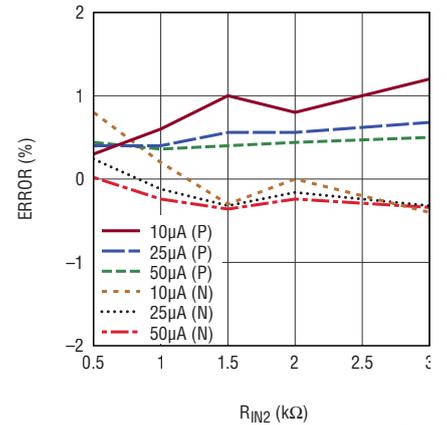
ISET2Pのゲイン誤差と  $R_{IN2}$   
( $V_{CM2} > 2.5\text{V}$ 、出力:  $10\mu\text{A}$ 、 $25\mu\text{A}$ 、および  $50\mu\text{A}$ )



ISET2Nのゲイン誤差と  $R_{IN2}$   
( $V_{CM2} > 2.5\text{V}$ 、出力:  $10\mu\text{A}$ 、 $25\mu\text{A}$ 、および  $50\mu\text{A}$ )



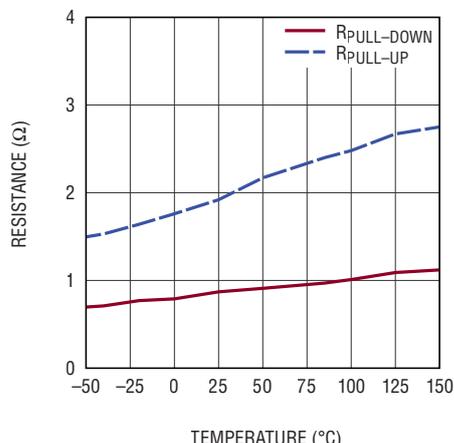
IMON2のゲイン誤差と  $R_{IN2}$   
( $V_{CM2} > 2.5\text{V}$ 、出力:  $10\mu\text{A}$ 、 $25\mu\text{A}$ 、および  $50\mu\text{A}$ )



代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

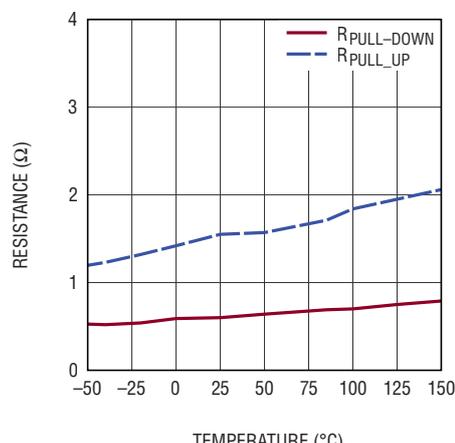
SSの電流、周波数、閾値、およびドライバ

TGのプルアップ/プルダウン抵抗と温度



8228 G49

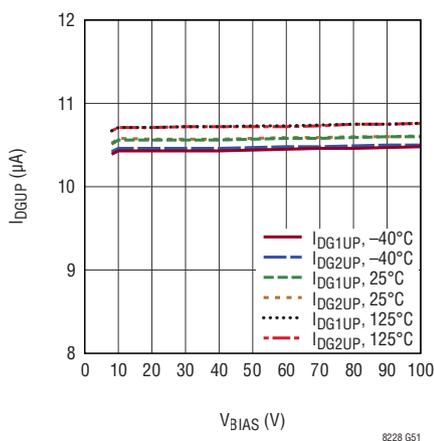
BGのプルアップ/プルダウン抵抗と温度



8228 G50

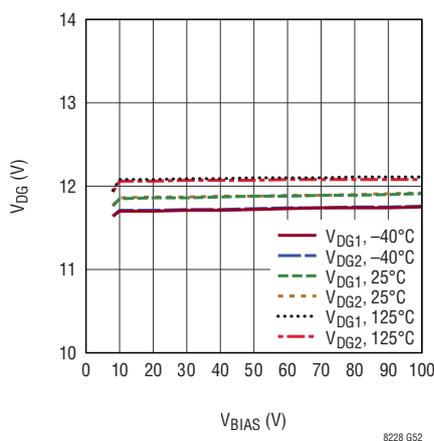
保護 MOSFET コントローラ

DG1/DG2のプルアップ電流とBIAS (DS1 = 0V, DS2 = 0V)



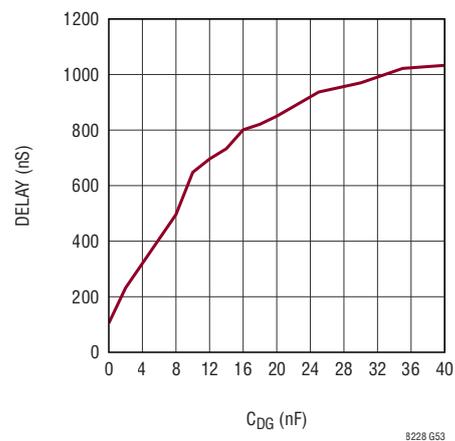
8228 G51

DG1/DG2とBIAS (DS1 = 0V, DS2 = 0V)



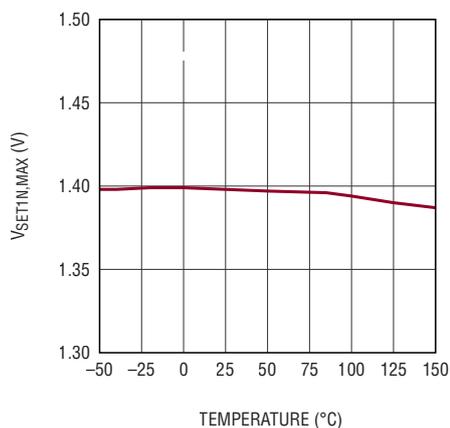
8228 G52

DG1/DG2のターンオフ遅延と容量



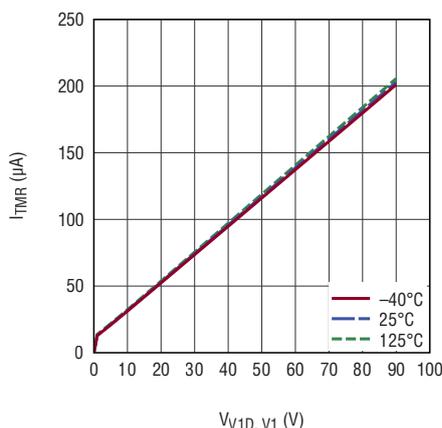
8228 G53

ISET1Nの突入電流レギュレーションと温度



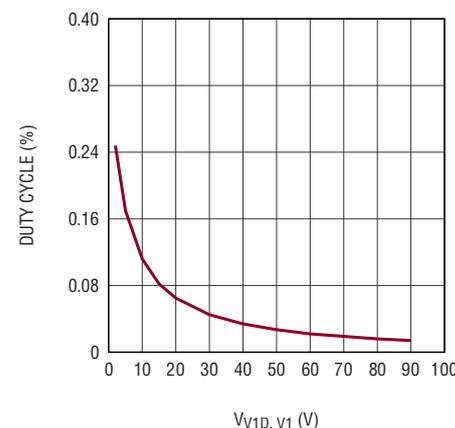
8228 G54

TMRの電流とV(V1D, DS1)



8228 G55

DG1の再試行時のデューティ・サイクルとV(V1D, DS1)



8228 G56

## ピン機能

**SNS1P、SNS1N (1、2番ピン) :**  $V_1$  の双方向電流検出アンプ (ブロック図のセクションでは CSA1) の正と負の入力端子。これらのピンでは、降圧モードでの  $V_1$  の入力電流と昇圧モードでの  $V_1$  の出力電流の電流モニタリングと電流レギュレーションが可能です。電流検出の極性は、 $V_1$  から  $V_2$  に流れる電流が正です。入力ゲイン抵抗  $R_{IN1}$  は、電流検出抵抗  $R_{SNS1}$  とこれらのピンの間に配置します。これらのピンに流れ込むバイアス電流は、コモンモード電圧が 2.5V より高い場合、代表値で 90 $\mu$ A です。コモンモード電圧が 2.5V より低くなると、バイアス電流は減少して方向が反転します。代表的な性能特性のセクションに記載されている  $I_{B1}$  と  $V_{CM1}$  のグラフを参照してください。

SNS1N ピンと SNS1P ピンの電圧が等しくなるように、CSA1 は負の帰還ループに接続されます。電流検出抵抗両端の電圧と入力ゲイン抵抗両端の電圧により、SNS1N ピンおよび SNS1P ピンに流れ込む電流 ( $I_{SNS1N}$  および  $I_{SNS1P}$ ) に差が生じます。 $R_{SNS1}$  を流れる電流  $I_{SNS1}$  には、 $V_1$  の電流、CSA1 の負帰還端子の入力バイアス電流、および式 1 によって与えられる差動電流が含まれます。

$$I_{SNS1N} - I_{SNS1P} = \frac{I_{SNS1} \cdot R_{SNS1}}{R_{IN1}} \quad (1)$$

降圧モードでは、この電流の差は ISET1P ピンと IMON1 ピンから生じます。昇圧モードでは、この電流の差は ISET1N ピン、ISHARE ピン、および IMON1 ピンから生じます。 $R_{SNS1}$  と  $R_{IN1}$  の値を適切に選択することにより、SNS1N ピンの電流と SNS1P ピンの電流の差を  $\pm 100\mu$ A 以内に制限してください。詳細については、アプリケーション情報のセクションの  $R_{SNS1}$  と  $R_{IN1}$  の選択を参照してください。

**UV1 (3番ピン) :**  $V_1$  の低電圧検出入力。このピンは、低電圧検出閾値が 1.2V (代表値) に設定された高インピーダンス・ピンです。低電圧レベルは、 $V_1$  ノードとグラウンドの間に接続した抵抗分圧器を使用して設定します。 $V_1$  に逆電圧保護が必要な場合は、アノードを  $V_1$  に接続したダイオードと直列に抵抗分圧器を接続します。UV1 ピンのステータスは、降圧モードでは **REPORT** ピンで報告されます。

DRXN ピンを外部からハイに設定して降圧モード動作にした場合は、UV1 ピンの電圧が閾値電圧より低くなると、**FAULT** ピンと **SS** ピンはローになり、LT8228 はスイッチングを停止します。DRXN ピンがハイではあるが外部から制御されていない場合に、UV1 ピンの電圧が閾値電圧より低くなると、レギュレーション・モードは降圧から昇圧に変化して、DRXN ピンは内部でローになります。詳細については、動作

のセクションを参照してください。このピンを使用しない場合は、INTV<sub>CC</sub> に接続してください。

**FB1 (4番ピン) :**  $V_{ID}$  の帰還電圧および過電圧検出入力。このピンは、昇圧モードのエラー・アンプ (ブロック図セクションの EA1) のいずれかの反転入力端子です。これは高インピーダンス・ピンであり、 $V_{ID}$  の電圧を外付けの抵抗分圧ネットワークを介して検出します。このピンは、昇圧モードでは内部リファレンス電圧の代表値である 1.21V に安定化されます。

$V_{ID}$  の過電圧検出閾値は 1.3V (代表値) に設定されています。 $V_{ID}$  の過電圧のステータスは、昇圧モードでは **REPORT** ピンで報告されます。DRXN ピンを外部からローに設定して昇圧モード動作にした場合は、FB1 ピンの電圧が過電圧閾値電圧より高くなると、**FAULT** ピンはローになります。DRXN ピンがローであるが外部から制御されていない場合に、FB1 ピンの電圧が過電圧閾値電圧より高くなり、その持続時間が 1024 スwitching・クロック・サイクルに達すると、レギュレーション・モードは昇圧から降圧に切り替わり、DRXN ピンは外付けプルアップ抵抗によってハイになります。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

**IMON1 (5番ピン) :**  $V_1$  の電流モニタ出力。このピンから流れ出す電流は、電流検出抵抗  $R_{SNS1}$  の両端に生じる電圧の絶対値を、入力検出抵抗  $R_{IN1}$  の値で割った値に等しくなります。この電流は、降圧モードでの  $V_1$  の入力電流と昇圧モードでの  $V_1$  の出力電流を表します。抵抗  $R_{MON1}$  を IMON1 とグラウンドの間に接続すると、電圧  $V_{MON1}$  が発生し、これが外部 ADC によるモニタリングの対象となります。IMON1 の最大ダイナミック・レンジは 2.5V です。 $R_{MON1}$  を設定するには、まず ADC の入力ダイナミック・レンジに基づいて最大モニタ電圧  $V_{MON1MAX}$  を決めます。次に、 $R_{MON1}$  の値を式 2 によって計算します。

$$R_{MON1} = \frac{R_{IN1}}{I_{SNS1MAX} \cdot R_{SNS1}} \cdot V_{MON1MAX} \quad (2)$$

ここで、 $I_{SNS1MAX}$  は、昇圧モードでは  $V_1$  の出力電流制限設定値  $I_{V1N(LIM)}$  の最大値であり、降圧モードでは  $V_1$  の入力電流制限設定値  $I_{V1P(LIM)}$  の最大値です。フィルタリング・コンデンサを追加して、ADC 入力での平均電流を読み出すことができます。抵抗とコンデンサの選択の詳細については、アプリケーション情報のセクションの  $R_{MON1}$  の選択による  $V_1$  の電流モニタリングを参照してください。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

## ピン機能

**ISET1N (6番ピン) :** 昇圧モードでの出力電流制限のプログラミング。このピンは、抵抗  $R_{SET1N}$  を ISET1N とグラウンドの間に接続することにより、昇圧モードでの  $V_1$  の出力電流制限値を設定します。このピンは、電流検出抵抗  $R_{SNS1}$  の両端に生じる負電圧を、入力検出抵抗  $R_{IN1}$  の値で割った値に等しい電流を出力します。ISET1N の電圧は、SS ピンの電圧と内部リファレンス電圧の代表値である 1.21V の低い方の値に安定化されます。 $R_{SET1N}$  の値を式 3 によって計算します。

$$R_{ISET1N} = \frac{R_{IN1}}{R_{SNS1} \cdot I_{V1N(LIM)}} \cdot 1.21V \quad (3)$$

ここで、 $I_{V1N(LIM)}$  は、昇圧モードでの  $V_1$  の出力電流制限設定値の最大値です。

昇圧モードでは、起動時に  $V_1$  が  $V_2$  より低くなるか、 $V_1$  が GND に短絡すると、出力電流を昇圧レギュレーション・ループによって制限できません。そのような状況で、LT8228 は M1 ( $V_1$  の保護 MOSFET) を制御することによって出力電流を制御します。LT8228 は、ISET1N を 1.4V に安定化することにより、DG1 (M1 のゲート) を制御します。

このピンでの電流は、スイッチング中は不連続です。このピンにフィルタリング・コンデンサを接続して、電流制限の平均値を安定化させてください。フィルタリング・コンデンサの値は、電流レギュレーション・ループの安定性に影響します。抵抗とコンデンサの選択については、アプリケーション情報のセクションの  $R_{SET1N}$  の選択による  $V_1$  の出力電流制限値の設定 (昇圧モード) を参照してください。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

**ISET2N (7番ピン) :** 昇圧モードでの入力電流制限のプログラミング。このピンは、抵抗  $R_{SET2N}$  を ISET2N とグラウンドの間に接続することにより、昇圧モードでの  $V_2$  の入力電流制限値を設定します。このピンは、電流検出抵抗  $R_{SNS2}$  の両端に生じる負電圧を、入力検出抵抗  $R_{IN2}$  の値で割った値に等しい電流を出力します。ISET2N の電圧は、SS ピンの電圧と内部リファレンス電圧の代表値である 1.21V の低い方の値に安定化されます。 $R_{SET2N}$  の値を式 4 によって計算します。

$$R_{ISET2N} = \frac{R_{IN2}}{R_{SNS2} \cdot I_{V2N(LIM)}} \cdot 1.21V \quad (4)$$

ここで、 $I_{V2N(LIM)}$  は、昇圧モードでの  $V_2$  の入力電流制限設定値の最大値です。このピンにフィルタリング・コンデンサを接続して、電流制限の平均値を安定化させてください。フィルタリング・コンデンサの値は、電流レギュレーション・ループの安定性に影響します。抵抗とコンデンサの選択につい

ては、アプリケーション情報のセクションの  $R_{SET2N}$  の選択による  $V_2$  の入力電流制限値の設定 (昇圧モード) を参照してください。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

**VC1 (8番ピン) :** 昇圧モードのエラー・アンプ (ブロック図セクションの EA1) の補償。VC1 は、 $V_{ID}$  の電圧、 $V_1$  の出力電流、および  $V_2$  の入力電流の昇圧モード・レギュレーションの補償ピンです。EA1 は、FB1、ISET1N、ISET2N ピンの電圧のうち最も高い電圧を内部リファレンス電圧の代表値である 1.21V にサーボ制御します。SS ピンの電圧が内部リファレンスの代表値である 1.21V より低い場合、EA1 は電流プログラミング・ピンである ISET1N および ISET2N の電圧を SS ピンの電圧に安定化します。このピンを使用しない場合は、オープンのままにしておいてください。

**SS (9番ピン) :** ソフトスタート入力。LT8228 は、ISET ピンの電圧が内部リファレンス電圧の代表値である 1.21V より低くなると、全ての ISET ピンの電圧を SS ピンの電圧に制限します。ソフトスタート・コンデンサ  $C_{SS}$  は SS ピンとグラウンドの間に接続します。LT8228 がデイスエーブルされるか、障害が検出されると (全ての障害状態については、アプリケーション情報のセクションのソフトスタートを参照)、SS ピンは内部 MOSFET によってアクティブ・ローになり、ソフトスタートをリセットします。式 5 に従って、ソフトスタート時間  $t_{SS}$  に対応する  $C_{SS}$  を選択します。

$$C_{SS} = \frac{10\mu A \cdot 1}{1.21V \cdot t_{SS}} \quad (5)$$

このピンを使用しない場合は、オープンのままにしておいてください。

**VC2 (10番ピン) :** 降圧モードのエラー・アンプ (ブロック図セクションの EA2) の補償。VC2 は、 $V_{2D}$  の電圧、 $V_2$  の出力電流、および  $V_1$  の入力電流の降圧モード・レギュレーションの補償ピンです。EA2 は、FB2、ISET1P、ISET2P ピンの電圧のうち最も高い電圧を内部リファレンス電圧の代表値である 1.21V にサーボ制御します。SS ピンの電圧が内部リファレンスの代表値である 1.21V より低い場合、EA2 は電流プログラミング・ピンである ISET1P および ISET2P の電圧を SS ピンの電圧に安定化します。このピンを使用しない場合は、オープンのままにしておいてください。

## ピン機能

**ISET1P (11 番ピン) :** 降圧モードでの入力電流制限のプログラミング。このピンは、抵抗  $R_{SET1P}$  を ISET1P とグラウンドの間に接続することにより、降圧モードでの  $V_1$  の入力電流制限値を設定します。このピンは、電流検出抵抗  $R_{SNS1}$  の両端に生じる正電圧を、入力検出抵抗  $R_{IN1}$  の値で割った値に等しい電流を出力します。ISET1P の電圧は、SS ピンの電圧と内部リファレンス電圧の代表値である 1.21V の低い方の値に安定化されます。  $R_{SET1P}$  の値を式 6 によって計算します。

$$R_{SET1P} = \frac{R_{IN1}}{R_{SNS1} \cdot I_{V1P(LIM)}} \cdot 1.21V \quad (6)$$

ここで、 $I_{V1P(LIM)}$  は、降圧モードでの  $V_1$  の入力電流制限設定値の最大値です。このピンにフィルタリング・コンデンサを接続して、電流制限の平均値を安定化させてください。フィルタリング・コンデンサの値は、電流レギュレーション・ループの安定性に影響します。抵抗とコンデンサの選択については、アプリケーション情報のセクションの  $R_{SET1P}$  の選択による  $V_1$  の入力電流制限値の設定(降圧モード)を参照してください。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

**ISET2P (12 番ピン) :** 降圧モードでの出力電流制限のプログラミング。このピンは、抵抗  $R_{SET2P}$  を ISET2P とグラウンドの間に接続することにより、降圧モードでの  $V_2$  の出力電流制限値を設定します。このピンは、電流検出抵抗  $R_{SNS2}$  の両端に生じる正電圧を、入力検出抵抗  $R_{IN2}$  の値で割った値に等しい電流を出力します。ISET2P の電圧は、SS ピンの電圧と内部リファレンス電圧の代表値である 1.21V の低い方の値に安定化されます。  $R_{SET2P}$  の値を式 7 によって計算します。

$$R_{SET2P} = \frac{R_{IN2}}{R_{SNS2} \cdot I_{V2P(LIM)}} \cdot 1.21V \quad (7)$$

ここで、 $I_{V2P(LIM)}$  は、降圧モードでの  $V_2$  の出力電流制限設定値の最大値です。このピンにフィルタリング・コンデンサを接続して、電流制限の平均値を安定化させてください。フィルタリング・コンデンサの値は、電流レギュレーション・ループの安定性に影響します。抵抗とコンデンサの選択については、アプリケーション情報のセクションの  $R_{SET2P}$  の選択による  $V_2$  の出力電流制限値の設定(降圧モード)を参照してください。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

**IMON2 (13 番ピン) :**  $V_2$  の電流モニタ出力。このピンから流れ出す電流は、電流検出抵抗  $R_{SNS2}$  の両端に生じる電圧の絶対値を、入力検出抵抗  $R_{IN2}$  の値で割った値に等しくなります。この電流は、昇圧モードでの  $V_2$  の入力電流と降圧モードでの  $V_2$  の出力電流を表します。抵抗  $R_{MON2}$  を IMON2 とグラウンドの間に接続すると、電圧  $V_{MON2}$  が発生し、これが外部 ADC によるモニタリングの対象となります。IMON2 の最大ダイナミック・レンジは 2.5V です。  $R_{MON2}$  を設定するには、まず ADC の入力ダイナミック・レンジに基づいて最大モニタ電圧  $V_{MON2MAX}$  を決めます。次に、  $R_{MON2}$  の値を式 8 によって計算します。

$$R_{MON2} = \frac{R_{IN2}}{I_{SNS2MAX} \cdot R_{SNS2}} \cdot V_{MON2MAX} \quad (8)$$

ここで、 $I_{SNS2MAX}$  は、 $I_{V2N(LIM)}$  (昇圧モードでの  $V_2$  の入力電流制限設定値)の最大値または  $I_{V2P(LIM)}$  (降圧モードでの  $V_2$  の出力電流制限設定値)の最大値です。フィルタリング・コンデンサを追加して、ADC 入力での平均電流を読み出すことができます。抵抗とコンデンサの選択の詳細については、アプリケーション情報のセクションの  $R_{MON2}$  の選択による  $V_2$  の電流モニタリングを参照してください。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

**FB2 (14 番ピン) :**  $V_{2D}$  の帰還電圧および過電圧検出入力。このピンは、降圧モードのエラー・アンプ(ブロック図セクションの EA2)のいずれかの反転入力端子です。これは高インピーダンス・ピンであり、 $V_{2D}$  の電圧を外付けの抵抗分圧ネットワークを介して検出します。このピンは、降圧モードでは内部リファレンス電圧の代表値である 1.21V に安定化されます。

$V_{2D}$  の過電圧検出閾値は 1.3V (代表値)に設定されています。 $V_{2D}$  の過電圧のステータスは、昇圧モードでは **REPORT** ピンで報告されます。 **DRXN** ピンを外部からハイに設定して降圧モード動作にした場合は、 **FB2** ピンの電圧が過電圧閾値電圧より高くなると、 **FAULT** ピンはローになります。 **DRXN** ピンがハイであるが外部から制御されていない場合に、 **FB2** ピンの電圧が過電圧閾値電圧より高くなり、その持続時間が 1024 スイッチング・クロック・サイクルに達すると、レギュレーション・モードは降圧から昇圧に切り替わり、 **DRXN** ピンはアクティブ・ローになります。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

## ピン機能

**UV2 (15番ピン) :**  $V_2$ の低電圧検出入力。このピンは、低電圧検出閾値が1.2V(代表値)に設定された高インピーダンス・ピンです。低電圧レベルは、 $V_2$ ノードとグラウンドの間に接続した抵抗分圧器を使用して設定します。 $V_2$ に逆電圧保護が必要な場合は、アノードを $V_2$ に接続したダイオードと直列に抵抗分圧器を接続します。UV2ピンのステータスは、昇圧モードではREPORTピンで報告されます。

DRXNピンを外部からローに設定して昇圧モード動作にした場合は、UV2ピンの電圧が閾値電圧より低くなると、FAULTピンとSSピンはローになり、LT8228はスイッチングを停止します。DRXNピンがローであるが外部から制御されていない場合に、UV2ピンの電圧が閾値電圧より低くなると、レギュレーション・モードは昇圧から降圧に切り替わり、DRXNピンは外付けプルアップ抵抗によってハイになります。詳細については、動作のセクションを参照してください。このピンを使用しない場合は、INTV<sub>CC</sub>に接続してください。

**RT (16番ピン) :** スwitching周波数の設定入力。内部周波数を設定するには、RTとグラウンドの間に抵抗 $R_{RT}$ を接続します。周波数の範囲は80kHz~600kHzです。固定周波数 $f_{PROG}$ を決める $R_{RT}$ の抵抗値は、代表的な性能特性のセクションに記載されている $R_{RT}$ の抵抗値と周波数のグラフに従って設定します。抵抗の選択に関する詳細については、アプリケーション情報のセクションのスイッチング周波数の設定を参照してください。このピンはグラウンドに接続することも、オープンのままにしておくこともしないでください。

**ISHARE (17番ピン) :** 並列接続のためのマスタ不要の電流分担入力。このピンとIGNDピンと組み合わせることにより、並列接続した複数のLT8228間で等しい出力電流を分担できるので、全負荷電流を増やして、熱管理や冗長性を向上できます。各LT8228が平均出力電流に安定化するので、マスタ・コントローラは不要になります。並列接続するときは、全てのLT8228のISHAREピンを互いに接続します。各LT8228ごとに、ISHAREピンと各デバイスのIGNDピンの間にローカル抵抗 $R_{SHARE}$ を接続します。

DRXNがハイである降圧モードでは、ISHAREピンが、ISET2Pピンから流れ出る電流と等しい電流を出力し、その電流は $V_2$ の出力電流を表します。DRXNがローである昇圧モードでは、ISHAREピンが、ISET1Nピンから流れ出る

電流と等しい電流を出力し、その電流は $V_1$ の出力電流を表します。各LT8228がこの電流を共通のISHAREノードに流し込みます。全ての $R_{SHARE}$ 抵抗が等しい場合、ISHAREノードの電圧は平均出力電流を表します。コントローラがディスエーブルされるか、コントローラに障害状態があると、ISHAREピンは電流をまったく出力しません。

降圧モードでは、ISET2Pピンの電圧がISHAREピンの電圧と等しくなるように $V_2$ の出力電流が安定化されます。各LT8228の $V_2$ 出力電流を平均出力電流に安定化するには、 $R_{SET2P}$ と $R_{SHARE}$ を同じ値にします。昇圧モードでは、ISET1Nピンの電圧がISHAREピンの電圧と等しくなるように $V_1$ の出力電流が安定化されます。各LT8228の $V_1$ 出力電流を平均出力電流に安定化するには、 $R_{SET1N}$ と $R_{SHARE}$ を同じ値にします。DRXNピンで定義した動作モードに基づいて $R_{SHARE}$ の値を変更する限り、降圧モードと昇圧モードで異なる出力電流制限値を設定するために、 $R_{SET2P}$ と $R_{SET1N}$ を異なる値に設定できます。

平均電流のレギュレーションのため、ISHAREピンとグラウンドの間にフィルタリング・コンデンサを接続します。詳細については、アプリケーション情報のセクションの複数のLT8228の並列接続を参照してください。耐障害性や冗長性のある設計については、IGNDピンの機能の説明を参照してください。ISHAREピンを使用しない場合は、INTV<sub>CC</sub>に接続してください。

**SNS2P、SNS2N (18、19番ピン) :** 昇圧モードでの入力電流および降圧モードでの出力電流の電流モニタリングと電流レギュレーションを行うための $V_2$ の双方向電流検出アンプ(ブロック図のセクションではCSA2)の正と負の入力端子。電流検出の極性は、 $V_1$ から $V_2$ に流れる電流が正です。入力ゲイン抵抗 $R_{IN2}$ は、電流検出抵抗 $R_{SNS2}$ とこれらのピン間に配置します。これらのピンに流れ込むバイアス電流は、コモンモード電圧が2.5Vより高い場合、代表値で90 $\mu$ Aです。コモンモード電圧が2.5Vより低くなると、バイアス電流は減少して方向が反転します。代表的な性能特性のセクションに記載されている $I_{B2}$ と $V_{CM2}$ のグラフを参照してください。

SNS2NピンとSNS2Pピンの電圧が等しくなるように、CSA2は負の帰還ループに接続されます。電流検出抵抗両端の電圧と入力ゲイン抵抗両端の電圧により、SNS2NピンおよびSNS2Pピンに流れ込む電流(ISNS2NおよびISNS2P)に

## ピン機能

差が生じます。R<sub>SNS2</sub>を流れる電流 I<sub>SNS2</sub>には、V<sub>2</sub>の電流、CSA2の負帰還端子の入力バイアス電流、および式9によって与えられる差動電流が含まれます。

$$I_{\text{SNS2N}} - I_{\text{SNS2P}} = \frac{I_{\text{SNS2}} \cdot R_{\text{SNS2}}}{R_{\text{IN2}}} \quad (9)$$

降圧モードでは、この電流の差はISHAREピン、ISET2Pピン、およびIMON2ピンから生じます。昇圧モードでは、この電流の差はISET2NピンとIMON2ピンから生じます。R<sub>SNS2</sub>とR<sub>IN2</sub>の値を適切に選択することにより、SNS2Nピンの電流とSNS2Pピンの電流の差を±100μA以内に制限してください。詳細については、アプリケーション情報のセクションのR<sub>SNS2</sub>とR<sub>IN2</sub>の選択によるピーク・インダクタ電流の設定を参照してください。

**IGND (20番ピン) :** 電流分担のグラウンド。ISHAREピンとIGNDピンの間にローカル抵抗R<sub>SHARE</sub>を接続します。LT8228がイネーブルされていて、内部診断ルーチンをパスした場合、IGNDピンは120Ωのスイッチを介してR<sub>SHARE</sub>をグラウンドに接続します。シャットダウン時または障害状態時には、電流分担抵抗を電流が流れないように、ISHAREは電流の生成を停止し、IGNDピンのスイッチはオープンになります。これによりR<sub>SHARE</sub>抵抗が共通のISHAREノードから切り離されるので、ISHAREノードは引き続き残りのアクティブな並列接続のLT8228の平均出力電流を表します。この方式では、電流分担の精度に影響を及ぼさずに、LT8228の並列接続数を増減できます。IGNDピンとISHAREピンの組み合わせにより、マスタが不要だけでなく耐障害性も備えた電流分担機能が得られます。詳細については、アプリケーション情報のセクションの複数のLT8228の並列接続を参照してください。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

**INTV<sub>CC</sub> (21番ピン) :** 内部の4V V<sub>CC</sub>電源。INTV<sub>CC</sub>はDRV<sub>CC</sub>から電力が供給されます。INTV<sub>CC</sub>とグラウンドの間に1μF以上のバイパス・コンデンサを接続してください。DRXNピンとFAULTピンのプルアップを除き、このピンには負荷を接続しないでください。

**DRXN (22番ピン) :** 降圧レギュレーション・モードまたは昇圧レギュレーション・モードの選択。このピンをハイにすると降圧レギュレーション・モードが選択され、このピンをローにすると昇圧レギュレーション・モードが選択されます。DRXNピンは、ロジック・レベル入力またはプルアップ抵抗によって駆

動します。DRXNピンを1.1Vより高く駆動すると降圧モードが選択され、0.8Vより低く駆動すると昇圧モードが選択されます。プルアップ抵抗を使用すると、LT8228はUV1、UV2、FB1、およびFB2ピンの電圧に基づいて、レギュレーション・モードを自動的に選択できます。LT8228が降圧モードのとき、DRXNピンは高インピーダンスであり、このためDRXNピンはプルアップ抵抗を介してハイになります。LT8228が昇圧モードのときは100μAのプルダウン回路がイネーブルされ、このためDRXNピンはローになります。プルアップ抵抗の代表値は100kで、INTV<sub>CC</sub>に接続してロー・ロジック・レベルを確保するには40k以上にしてください。

LT8228がイネーブルされたときにUV1ピンの電圧が1.2Vより高い場合、デバイスは降圧モードでレギュレーションを開始します。LT8228がイネーブルされたときにUV1ピンの電圧が1.2Vより低い場合、デバイスは昇圧モードでレギュレーションを開始します。UV1ピンとUV2ピンの電圧が両方とも1.2Vより低い場合、デバイスは降圧モードであり、FAULTピンとSSピンはローになって、LT8228はスイッチングしなくなります。LT8228が降圧モードの場合で、UV1ピンの電圧が1.2Vより低くなるか、FB2ピンの電圧が1.3Vより高くなってその持続時間が1024スイッチング・クロック・サイクルに達すると、コントローラは昇圧モードに遷移します。昇圧モードのときに、UV2ピンの電圧が1.2Vより低くなるか、FB1ピンの電圧が1.3Vより高くなってその持続時間が1024スイッチング・クロック・サイクルに達すると、コントローラは降圧モードに遷移します。FB1ピンとFB2ピンの電圧が両方とも1.3Vより高い状態が1024スイッチング・クロック・サイクルにわたって続いている場合、デバイスは降圧モードであり、FAULTピンとSSピンはローになって、LT8228はスイッチングしなくなります。DRV<sub>CC</sub>ピンまたはINTV<sub>CC</sub>ピンの電圧がそれぞれの低電圧閾値より低くなると、デバイスは必ず降圧モードに戻り、FAULTピンとSSピンはローになって、LT8228はスイッチングしなくなります。

複数のLT8228を並列に接続している場合は、全てのDRXNピンを互いに接続して、全てのLT8228が同じレギュレーション・モードで動作するようにします。共通のDRXNノードと外部電圧源との間に1本のプルアップ抵抗を接続します。外部電圧源を使用できない場合は、各LT8228に専用のプルアップ抵抗をダイオードと直列に接続して、そのアノードをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続する必要があります。このダイオードは、1つ以上のチャンネルがディスエーブルされていると

## ピン機能

きに昇圧モードが誤って選択されないようにしています。詳細については、アプリケーション情報のセクションの複数のLT8228の並列接続を参照してください。このピンはオープンのままにしないでください。

**SYNC (23番ピン) :** 同期入力またはスペクトラム拡散入力。パルスのデューティ・サイクルが5%~95%で周波数が80kHz~600kHzの外部クロックに同期させます。クロック電圧のハイ・レベルは1Vより高くする必要があり、ロー・レベルは0.5Vより低くする必要があります。内部周波数発生器のスペクトラム拡散機能を有効にするには、このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。スペクトラム拡散機能を無効にするには、このピンをグラウンドに接続します。このピンはオープンのままにしないでください。

**FAULT (24番ピン) :** 障害ステータス・インジケータ。FAULTは、障害状態を通知するオープンドレインのロジック・ピンです(詳細については、アプリケーション情報のセクションのFAULT状態を参照してください)。FAULTピンがアサートされると、LT8228はスイッチングを停止してSSピンはローになります。抵抗と直列のLEDを使用してこのピンを電圧源にプルアップして、視覚的ステータス・インジケータを実現します。シンク電流が2mAの場合、FAULTピンの全温度範囲での最大電圧は0.5Vです。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

**REPORT (25番ピン) :** 診断ステータス。このピンはオープンドレインのアクティブ・ロー出力で、デジタル・ロジックのビット・ストリームをSYNCピンの周波数に同期させることにより、重要な安全性機能の内部診断モニタの状態を報告します。報告機能の詳細については、アプリケーション情報のセクションのREPORT機能を参照してください。このピンは、直列抵抗を使用してマイクロコントローラの入力ロジック電圧源にプルアップします。シンク電流が2mAの場合、REPORTピンでの全温度範囲での最大電圧は0.5Vです。このピンを使用しない場合は、グラウンドに接続してください。

**TMR (26番ピン) :** V<sub>1</sub>の保護MOSFET(M1)のSOA管理用のタイマー入力。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続して、昇圧モードで出力突入電流が流れる間に消費電力が過剰になったときのM1のターンオフ期間と冷却期間を設定します。昇圧モードでは、ISET1Nでの電流レギュレーションが1.4Vで、M1の両端(V1D、DS1)での電圧が500mVを超えると、TMRピンの電圧が増加し始めます。このピンを充電する電流は、V1DピンとDS1ピンの間の電圧差に応じて増加します(アプリケーション情報を参照)。TMRの電圧

が1.4Vに達すると、LT8228はDG1をDS1に短絡してM1をオフにします。M1のゲートがオフになると冷却期間が始まり、その間に2μAの充電電流および放電電流により、TMRピンの電圧は0.4Vと1.4Vの間を32回往復します。TMRの電圧が0.4Vを超えるのが32回目になると、DG1ピンはハイになり、M1をオンします。

**BG (27番ピン) :** 下側のゲート駆動。BGピンは、ローサイドのNチャンネル同期スイッチMOSFET M3のゲートを駆動します。BGの電圧はDRV<sub>CC</sub>とグラウンドの間を遷移します。

**DRV<sub>CC</sub> (28番ピン) :** 10Vのゲート駆動V<sub>CC</sub>電源。DRV<sub>CC</sub>はBIASから電力を供給されます。このピンから上側ゲート(TG)および下側ゲート(BG)のMOSFETドライバに電力が供給されます。DRV<sub>CC</sub>とグラウンドの間に2.2μF以上のバイパス・コンデンサを接続してください。

**BIAS (29番ピン) :** DRV<sub>CC</sub>と制御回路の電源。このピンは、DRV<sub>CC</sub>レギュレータならびに内部制御回路に電力を供給します。BIASは、V<sub>1</sub>、V<sub>2</sub>、外部電源のいずれに接続してもかまいません。BIASピンに負電圧をかけることは許容されません。詳細については、アプリケーション情報のセクションのBIAS、DRV<sub>CC</sub>、INTV<sub>CC</sub>および消費電力を参照してください。BIASとグラウンドの間に10μF以上のバイパス・コンデンサを接続してください。

**SW (30番ピン) :** スイッチ・ノード。このピンは、上側MOSFET M2のソースと下側MOSFET M3のドレインに接続します。また、このピンはインダクタおよびブートストラップ・コンデンサC<sub>BST</sub>にも接続します。

**TG (31番ピン) :** 上側のゲート駆動。TGピンは、ハイサイドのNチャンネルMOSFET M2のゲートを駆動します。TGはBSTピンから電力を引き出してSWピンに戻し、ハイサイドMOSFETに対して真のフローティング・ゲート駆動機能を提供します。

**BST (32番ピン) :** 上側のゲート・ドライバの昇圧電源。BSTピンは、ハイサイドMOSFET(M2)のフローティングTGドライバに電力を供給します。BSTピンとSWピンの間に低ESRのコンデンサを接続します。このピンに電力を供給するため、DRV<sub>CC</sub>とBSTの間に高速回復ダイオードを接続します。このピンの電圧振幅範囲は、DRV<sub>CC</sub>よりもダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からDRV<sub>CC</sub> + V<sub>ID</sub>までです。

**ENABLE (33番ピン) :** イネーブル入力。LT8228をイネーブルするには、このピンを1.3V(代表値)より高くします。このピンを閾値電圧の代表値である1.2Vより低くと、コントロー

## ピン機能

ラはスイッチングを停止し、保護 MOSFET はオフになり、DRV<sub>CC</sub>レギュレータとINTV<sub>CC</sub>レギュレータはディスエーブルされます。ENABLEピンを0.7V (代表値)より低くすると、LT8228は内部リファレンスを停止して、10μA (代表値)の低自己消費電流状態に入ります。

**DS2 (34 番ピン) :** V<sub>2</sub>のNチャンネル保護 MOSFET のソース入力およびDG2駆動回路の帰還点。このピンは、V<sub>2</sub>のNチャンネル保護 MOSFET M4AおよびM4Bのソースに接続します。V<sub>2</sub>の保護 MOSFETとして1つの MOSFET M4を使用する場合は、DS2ピンをM4のソースとV<sub>2</sub>端子の両方に接続します。DS2ピンで検出した電圧は、M4のゲート制御に使用されます。DS2は-40Vまでの電圧に耐えられます。LT8228は、V<sub>2</sub>で電源が逆方向に接続されると、M4をオフすることにより、デバイス自体とV<sub>1</sub>の負荷を保護します。

**DG2 (35 番ピン) :** V<sub>2</sub>の保護 MOSFET M4AおよびM4Bのゲート。DG2ピンは、Nチャンネル保護 MOSFET M4AおよびM4Bのゲートを制御します。LT8228がイネーブルされると、DG2ピンは10μAのプルアップ電流によってDS2より10V (代表値)高い電圧まで引き上げられ、M4AおよびM4Bを導通させます。LT8228がディスエーブルされるか、障害状態になるか、またはV<sub>2</sub>の電圧が負になると、LT8228はDG2をDS2に短絡して、M4AとM4Bをオフします (アプリケーション情報のセクションのFAULT状態を参照)。このピンは容量性負荷専用に設計されています。突入電流を制御するため、コンデンサC<sub>DG2</sub>と抵抗R<sub>DG2</sub>を直列に接続します。詳細については、アプリケーション情報のセクションの突入電流の制御を参照してください。このピンを使用しない場合は、オープンのままにしておいてください。

**V1D (36 番ピン) :** V<sub>1</sub>の保護 MOSFET M1Aのドレイン。このピンで検出された電圧は、DG1の電圧を昇圧モードで制御するために使用されます。V<sub>1D</sub>は昇圧モードでの安定化出力です。V1Dとグラウンドの間に10μF以上のバイパス・コンデンサを接続してください。

**DS1 (37 番ピン) :** V<sub>1</sub>のNチャンネル保護 MOSFET のソース入力およびDG1駆動回路の帰還点。このピンは、V<sub>1</sub>のNチャンネル保護 MOSFET M1AおよびM1Bのソースに接続します。V<sub>1</sub>の保護 MOSFETとして1つの MOSFET M1を使用する場合は、DS1ピンをM1のソースとV<sub>1</sub>端子の両方に接続します。DS1ピンで検出した電圧は、M1のゲート制御に使用されます。DS1は-40Vまでの電圧に耐えられます。LT8228は、V<sub>1</sub>で電源が逆方向に接続されると、M1をオフすることにより、デバイス自体とV<sub>2</sub>の負荷を保護します。

**DG1 (38 番ピン) :** V<sub>1</sub>の保護 MOSFET M1AおよびM1Bのゲート。DG1ピンは、Nチャンネル保護 MOSFET M1AおよびM1Bのゲートを制御します。LT8228がイネーブルされると、DG1ピンは10μAのプルアップ電流によってDS1より10V (代表値)高い電圧まで引き上げられ、M1AおよびM1Bを導通させます。LT8228がディスエーブルされるか、障害状態になるか、またはV<sub>1</sub>の電圧が負になると、LT8228はDG1をDS1に短絡して、M1AとM1Bをオフします (アプリケーション情報のセクションのFAULT状態を参照)。突入電流を制御して昇圧出力の短絡電流を安定化するため、コンデンサC<sub>DG1</sub>と抵抗R<sub>DG1</sub>を直列に接続します。詳細については、アプリケーション情報のセクションの突入電流の制御および昇圧出力の短絡保護とタイマーを参照してください。このピンは容量性負荷専用に設計されています。このピンを使用しない場合は、オープンのままにしておいてください。

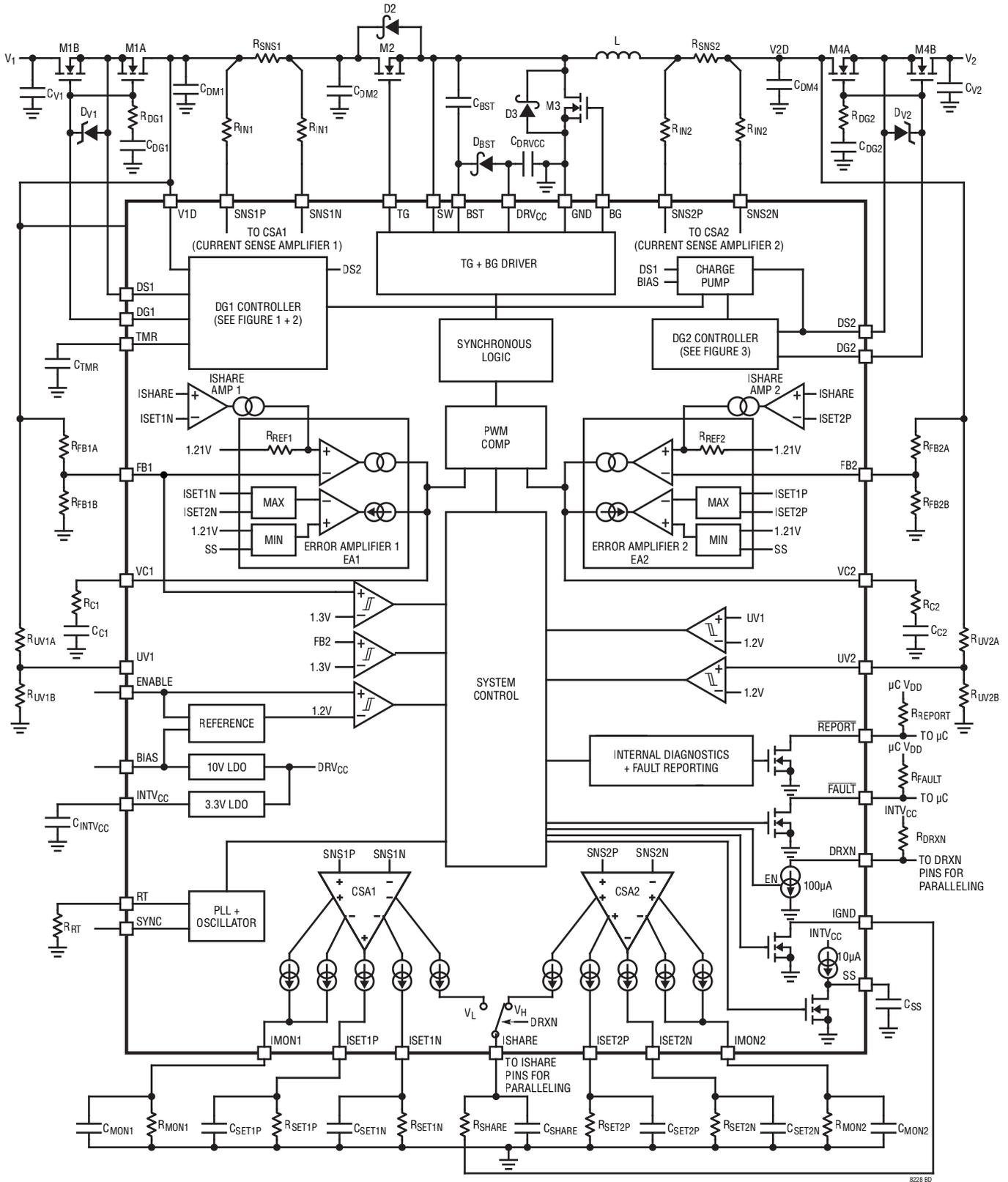
降圧モードでは、V<sub>1</sub>が低下してV<sub>2</sub>の500mV以内に入り、R<sub>SNS1</sub>の電流が負の閾値を超えると、LT8228は逆電流を検出してDG1をDS1に短絡させ、M1をオフします。降圧モードでの逆電流検出に対する負の閾値は、式10によって与えられます。

$$I_{RCUR,BUCK} = \frac{R_{IN}}{R_{SNS2}} \cdot 3\mu A \quad (10)$$

昇圧モードでは、起動時にV<sub>1</sub>がV<sub>2</sub>より低くなるか、V<sub>1</sub>がGNDに短絡すると、出力電流を昇圧レギュレーション・ループによって制限できません。そのような状況で、LT8228はM1A (V<sub>1</sub>の保護 MOSFET)を制御することによって出力電流を制御します。LT8228は、ISET1Nを1.4Vに安定化することにより、DG1 (M1のゲート)を制御します。ISET1Nで電流が安定化され、M1の両端 (V1D、DS1)での電圧が500mVを超えると、TMRピンでの電流がトリガされます。この電流は、M1のドレインとソース間の電圧に比例します。TMRピンの電圧が1.4Vに達すると、LT8228はM1をオフして、冷却期間を開始します。コンデンサを接続してTMRピンをプログラミング (アプリケーション情報を参照)すると、M1は常にその安全動作領域内 (SOA)に維持されます。

**GND (露出パッド 39 番ピン) :** グラウンド。TSSOPの露出パッドは、GNDへの電気的接続箇所になっています。露出パッドは他のGNDピンとPCBのグラウンドに直接接続して、正常な電気的性能および熱性能を確保してください。

ブロック図



8228 BD

## 動作

LT8228の動作に関する以下のセクションを読むときには、ブロック図のセクションを参照してください。

### 概要

LT8228は、保護MOSFETを内蔵した100V双方向ピーク電流モード同期整流式コントローラです。このコントローラは、降圧モードでは入力電圧 $V_1$ から降圧出力電圧 $V_2$ を供給し、昇圧モードでは入力電圧 $V_2$ から昇圧出力電圧 $V_1$ を供給します。入力電圧と出力電圧は最大100Vに設定できます。動作モードはDRXNピンを介して外部から制御します。そうしない場合は、自動的に選択されます。更に、LT8228は $V_1$ 端子と $V_2$ 端子に保護MOSFETを内蔵しています。保護MOSFETは、負電圧保護、内部または外部での障害発生時に入力端子と出力端子の間を絶縁、逆電流保護、突入電流制御といった役割を果たします。バッテリー・バックアップ・システムなどのアプリケーションでは、双方向の機能により、電源電圧が高い場合でも低い場合でもバッテリーを充電できます。電源を利用できない場合、バッテリーが電源電圧を昇圧または降圧して電源に戻します。過渡応答を最適化するため、LT8228には2つのエラー・アンプがあります。それは昇圧モードでのEA1と降圧モードでのEA2であり、それぞれ別個の補償ピンVC1およびVC2を備えています。軽負荷動作などの条件でインダクタに逆電流が流れていることが検出されると、コントローラは不連続導通モードで動作します。

LT8228は、4つのピン、ISET1P、ISET1N、ISET2P、およびISET2Nを使用して、降圧および昇圧モード動作での入出力電流制限プログラミング機能を提供します。また、このコントローラは、IMON1ピンを使用して入力電流をモニタリングし、IMON2ピンを使用して出力電流をモニタリングします。電流制限のプログラミングとモニタリングは、0V~100Vの全入出力電圧範囲で機能します。入出力の電流制限は、ISETピンを調整することにより、動的に制御できます。これらの機能により、バッテリー充電プロファイルの保守などのアプリケーションに対する設計の柔軟性を最大限に高めることができます。LT8228は、ISHAREピンとIGNDピンを使用して、マスタ不要の耐障害性電流分担方式を採用しているため、負荷電流の増大、熱管理と冗長性の向上が可能です。

LT8228の制御回路と10Vのゲート駆動電圧は、BIASピンから電力が供給されます。BIASピンは、 $V_1$ 、 $V_2$ 、独立電源のいずれかに接続します。BIASピンの電圧を管理することで、熱

放散が減少します。10Vのゲート駆動機能は、高電圧、大電流のスイッチングMOSFETを補完します。これらのMOSFETは閾値電圧が高くなる傾向があります。

LT8228は、RTピンを介して設定した80kHz~600kHzの固定スイッチング周波数で動作します。SYNCピンは、外部クロックに同期するためか、またはRTピンで設定したスイッチング周波数のスペクトラム拡散機能を有効にするために使用します。

LT8228は、入力に対する低電圧保護、出力に対する過電圧保護、過熱保護、スイッチングMOSFETの障害検出および保護機能を備えており、これらはFAULTピンとREPORTピンを介して全て報告されます。コントローラはイネーブルされると、内部診断ルーチンが重要な回路の機能をチェックしてからスイッチングを開始します。エラーが検出されると、コントローラはデイスエーブルされたままになり、エラーはREPORTピンを介して読み出すことができます。障害報告と内部診断により、安全性の観点からLT8228の信頼性が向上します。

### 降圧モード動作

降圧モードでは、LT8228はピーク電流モード降圧コントローラであり、そこでは $V_1$ が入力電源で $V_2$ が出力負荷です。ブロック図のセクションに示すように、2つのバック・トゥ・バックNチャンネルMOSFET M1AおよびM1Bは、 $V_1$ 端子と降圧レギュレータの入力 $V_{ID}$ の間に配置されます。DS1はM1AとM1Bの両方のソースであり、DG1は両方のゲートです。 $V_{ID}$ はM1Aのドレインであり、 $V_1$ はM1Bのドレインです。M1Aは、 $V_2$ から $V_1$ に流れる逆電流および $V_1$ の負電圧からレギュレータを保護するために、LT8228の $V_1$ 保護MOSFETコントローラによって使用されます。M1Bは、 $V_1$ から $V_{ID}$ に流れる突入電流を制御して、障害状態時に $V_1$ と $V_2$ を絶縁するために使用されます。アプリケーションの条件によっては、M1AとM1Bのいずれか、またはM1AとM1Bの両方がオプションになります。M1AとM1Bが導通している通常動作時に、 $V_1$ と $V_{ID}$ との電圧差は、オン抵抗の合計値に $V_1$ の入力電流を掛けた値と等しくなります。

ブロック図のセクションに示すように、2つのバック・トゥ・バックNチャンネルMOSFET M4AおよびM4Bは、 $V_2$ 端子と降圧レギュレータの出力 $V_{2D}$ の間に配置されます。M4Aは、 $V_2$ の負電圧からレギュレータを保護するために、LT8228の

## 動作

$V_2$ 保護MOSFETコントローラによって使用されます。M4Bは、 $V_2$ から $V_{2D}$ に流れる突入電流を制御して、障害状態時に $V_1$ と $V_2$ を完全に絶縁するために使用されます。DS2はM4AとM4Bの両方のソースであり、DG2は両方のゲートです。 $V_{2D}$ はM4Aのドレインであり、 $V_2$ はM4Bのドレインです。アプリケーションの条件によっては、M4AとM4Bのいずれか、またはM4AとM4Bの両方がオプションになります。M4AとM4Bが導通している通常動作時に、 $V_2$ と $V_{2D}$ との電圧差は、オン抵抗の合計値に $V_2$ の出力電流を掛けた値と等しくなります。

$V_{2D}$ は、 $V_{2D}$ とFB2帰還ピンの間の抵抗分圧器を介して降圧レギュレータによって安定化されるノードです。エラー・アンプは、FB2ピンを内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vに安定化します。降圧レギュレータのエラー・アンプ出力は、VC2ピンで補償します。VC2ピンは、 $V_{2D}$ の電圧を安定化するために調整されるインダクタ電流を設定します。

$V_{2D}$ が一定の電圧に安定化される一般的な実装回路では、EA2がFB2ピンを介して出力電圧を検出し、検出した信号を内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vと比較します。 $V_{2D}$ の電圧が低いと、高めのVC2電圧が生成されて $V_{2D}$ ノードに流れ込む電流が増加し、 $V_{2D}$ は定常状態のレギュレーション目標値まで上昇します。反対に、 $V_{2D}$ の電圧が高いと、低めのVC2電圧が生成されて $V_{2D}$ ノードに流れ込む電流が減少し、 $V_{2D}$ は定常状態の目標値まで下降します。

降圧モードでは、LT8228はISET1Pピンを使用して入力電流制限を行い、ISET2Pピンを使用して出力電流制限を行います。更に、このコントローラは、IMON1ピンを使用して入力電流をモニタリングし、IMON2ピンを使用して出力電流をモニタリングします。入力電流は $V_1$ の電流検出アンプCSA1によって測定されます。このアンプは電流検出抵抗 $R_{SNS1}$ 両端の電圧を検出して、検出した電圧に比例する電流を生成します。CSA1は、IMON1ピンとISET1Pピンから流れ出す電流を出力します。同様に、出力電流は $V_2$ の電流検出アンプCSA2によって測定されます。このアンプは電流検出抵抗 $R_{SNS2}$ 両端の電圧差を検出して、検出した電圧に比例する電流を生成します。CSA2は、IMON2ピンとISET2Pピンから流れ出す電流を出力します。

IMON1、IMON2、ISET1P、およびISET2Pピンの電圧は、これらのピンとグラウンドの間に抵抗を接続することによって設定します。ISET1PまたはISET2Pの電圧が内部リファレン

ス電圧の代表値である1.21Vに達すると、降圧レギュレータは電流を制限します。この電流レギュレーション機能は、多くのバッテリー充電アプリケーションに最適です。SSピンの電圧が内部リファレンス電圧の代表値より低い起動時は、ISET1PおよびISET2Pの電圧はSSピンの電圧に安定化されます。

## 昇圧モード動作

昇圧モードでは、LT8228はピーク電流モード昇圧コントローラであり、そこでは $V_2$ が入力電源で $V_1$ が出力負荷です。ブロック図のセクションに示すように、2つのバック・トゥ・バックNチャンネルMOSFET M1AおよびM1Bは、 $V_1$ 端子と昇圧レギュレータの出力 $V_{1D}$ の間に配置されます。DS1はM1AとM1Bの両方のソースであり、DG1は両方のゲートです。 $V_{1D}$ はM1Aのドレインであり、 $V_1$ はM1Bのドレインです。M1Aは、 $V_1$ の負電圧からレギュレータを保護するため、 $V_{1D}$ から $V_1$ に流れるアウトラッシュ電流を制御するために、LT8228の $V_1$ 保護MOSFETコントローラによって使用されます。M1Bは、 $V_1$ から $V_{1D}$ に流れる突入電流を制御して、障害状態時に $V_1$ と $V_2$ を絶縁するために使用されます。アプリケーションの条件によっては、M1AとM1Bのいずれか、またはM1AとM1Bの両方がオプションになります。M1AとM1Bが導通している通常動作時に、 $V_1$ と $V_{1D}$ との電圧差は、オン抵抗の合計値に $V_1$ の出力電流を掛けた値と等しくなります。

ブロック図のセクションに示すように、2つのバック・トゥ・バックNチャンネルMOSFET M4AおよびM4Bは、 $V_2$ 端子と降圧レギュレータの出力 $V_{2D}$ の間に配置されます。M4Aは、 $V_2$ の負電圧からレギュレータを保護するために、LT8228の $V_2$ 保護MOSFETコントローラによって使用されます。M4Bは、 $V_2$ から $V_{2D}$ に流れる突入電流を制御して、障害状態時に $V_1$ と $V_2$ を絶縁するために使用されます。DS2はM4AとM4Bの両方のソースであり、DG2は両方のゲートです。 $V_{2D}$ はM4Aのドレインであり、 $V_2$ はM4Bのドレインです。アプリケーションの条件によっては、M4AとM4Bのいずれか、またはM4AとM4Bの両方がオプションになります。M4AとM4Bが導通している通常動作時に、 $V_2$ と $V_{2D}$ との電圧差は、オン抵抗の合計値に $V_2$ の出力電流を掛けた値と等しくなります。

動作

V1Dは、V1DとFB1帰還ピンの間の抵抗分圧器を介して昇圧レギュレータによって安定化されるノードです。エラー・アンプは、FB1ピンを内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vに安定化します。昇圧レギュレータのエラー・アンプ出力は、VC1ピンで補償します。VC1ピンは、V1Dの電圧を安定化するために調整されるインダクタ電流を設定します。

V1Dが一定の電圧に安定化される一般的な実装回路では、EA1がFB1ピンを介して出力電圧を検出し、検出した信号を内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vと比較します。V1Dの電圧が低いと、高めのVC1電圧が生成されてV1Dノードに流れ込む電流が増加し、V1Dは定常状態のレギュレーション目標値まで上昇します。反対に、V1Dの電圧が高いと低めのVC1電圧が生成されるので、V1Dノードに流れ込む電流が減少し、V1Dの電圧は下降して定常状態の目標値に近づきます。

昇圧モードでは、LT8228はISET2Nピンを使用して入力電流制限を行い、ISET1Nピンを使用して出力電流制限を行います。更に、このコントローラは、IMON2ピンを使用して入力電流をモニタリングし、IMON1ピンを使用して出力電流をモニタリングします。入力電流はV2の電流検出アンプCSA2によって測定されます。このアンプは電流検出抵抗RSNS2両端の電圧を検出して、検出した電圧に比例する電流を生成します。CSA2は、IMON2ピンとISET2Pピンから流れ出す電流を出力します。同様に、出力電流はV1の電流検出アンプCSA1によって測定されます。このアンプは電流検出抵抗RSNS1両端の電圧差を検出して、検出した電圧に比例する電流を生成します。CSA1は、IMON1ピンとISET1Nピンから流れ出す電流を出力します。

IMON1、IMON2、ISET1N、およびISET2Nピンの電圧は、これらのピンとグラウンドの間に抵抗を接続することによって設定します。ISET1NまたはISET2Nの電圧が内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vに達すると、昇圧レギュレータは電流を制限します。この電流レギュレーション機能は、多くのバッテリー充電アプリケーションに最適です。SSピンの電圧が内部リファレンス電圧の代表値より低い起動時は、ISET1PおよびISET2Pの電圧はSSピンの電圧に安定化されます。

V1保護MOSFETコントローラの動作

LT8228は、図1に示すように、バック・トゥ・バックで直列に接続した2つのNチャンネルMOSFET M1AおよびM1Bを使用するか、1つのNチャンネルMOSFET M1を使用して、V1端子での保護機能を実現します。デュアルMOSFETのバック・トゥ・バック構成では、DS1はM1AとM1Bの両方のソースであり、DG1は両方のゲートです。V1DはM1Aのドレインであり、V1はM1Bのドレインです。シングルMOSFET構成では、M1のソースはDS1とV1端子に接続され、DG1がゲートでV1Dがドレインです。デュアルMOSFET構成の利点は、突入電流の制御と障害状態でのV1端子の完全な絶縁です。通常動作では、コントローラは10μA(代表値)のプルアップ電流によってDG1をハイに駆動します。これにより、V1の保護MOSFETが導通してV1とV1Dの間に低損失の導通路が得られます。DG1の電圧はDS1より10V高い値(代表値)にクランプされます。(1)LT8228がディスエーブルされている場合、(2)DS1の電圧が-1.7V(代表値)より低くなった場合、(3)内部温度が過熱閾値より高くなった場合、(4)いずれかのスイッチングMOSFETの短絡状態が検出された場合、

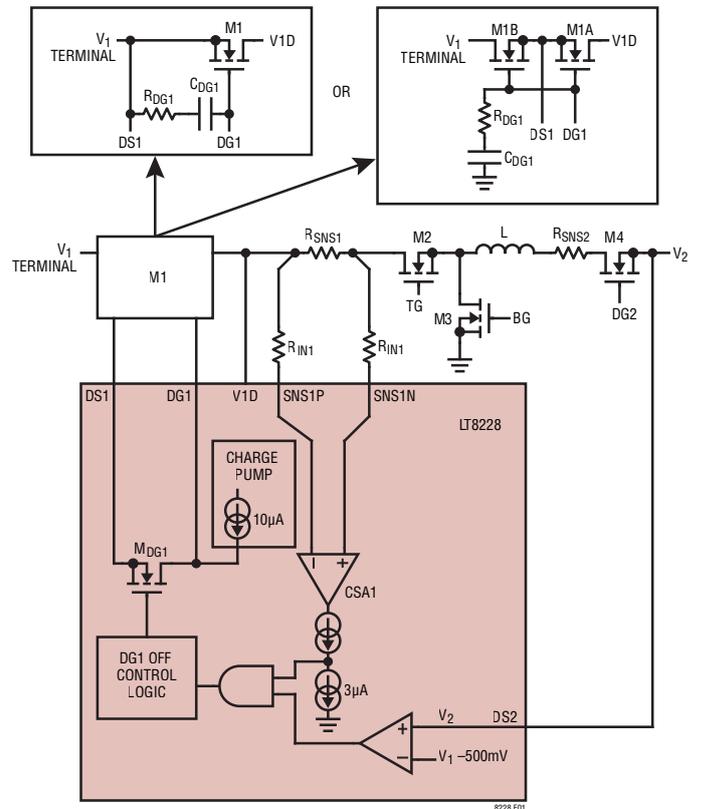


図1. 降圧モードでのM1の制御

動作

(5) DRV<sub>CC</sub>ピンの電圧が低電圧閾値より低くなるか、過電圧閾値より高くなった場合、(6) INTV<sub>CC</sub>ピンの電圧が低電圧閾値より低くなるか、過電圧閾値より高くなった場合、または(7) デバイスが内部診断テストに合格しなかった場合、DG1 コントローラはDG1をDS1に短絡し、その結果V<sub>1</sub>をその他の回路から絶縁します。シングルMOSFET構成でM1が導通しなかった場合、V<sub>1D</sub>の電圧はM1のボディ・ダイオードが原因で、V<sub>1</sub>よりダイオードの順方向電圧だけ低くなります。デュアルMOSFET構成では、M1AとM1Bが導通していない場合、V<sub>1D</sub>はV<sub>1</sub>から完全に絶縁されています。

V<sub>1</sub>保護MOSFETコントローラの降圧モード動作回路を図1に示します。保護MOSFETを接続しない場合は、V<sub>2</sub>からV<sub>1</sub>への直接の導通経路が上側MOSFET M2のボディ・ダイオードを介して存在します。V<sub>2</sub>がV<sub>1</sub>よりダイオードの順方向電圧だけ高い場合には、制御されていない逆電流がV<sub>2</sub>からV<sub>1</sub>に流れます。他の降圧コントローラとは異なり、LT8228はV<sub>1</sub>の保護MOSFETを使用して、この逆電流状態から保護します。V<sub>1</sub>が低下してV<sub>2</sub>の500mV以内に入り、R<sub>SNS1</sub>の電流が負の閾値を超えると、LT8228は逆電流を検出します。高速プルダウン回路がDG1とDS1を短絡して、M1をオフします。これにより、V<sub>1</sub>がV<sub>1D</sub>から絶縁され、逆電流が阻止されます。逆電流の検出閾値は式11で設定します。

$$I_{RCUR,BUCK} = \frac{R_{IN}}{R_{SNS2}} \cdot 3\mu A \quad (11)$$

この保護機能は、バッテリーなどの負荷によってV<sub>2</sub>がグリバースされているアプリケーションの場合に役立ちます。

デュアルMOSFET構成では、DG1ピンの電圧スルー・レートを制御することにより、降圧モードでのC<sub>DM1</sub>およびC<sub>DM2</sub>への突入電流が制限されます。この構成では、図1に示すように、補償用の抵抗R<sub>DG1</sub>とコンデンサC<sub>DG1</sub>がグラウンドを基準にしています。起動時には、10μAのプルアップ電流がDG1を充電して、両方のMOSFETのゲート電圧を引き上げます。M1Bはソース・フォロワとして動作します(式12を参照)。

$$I_{INRUSH,BUCK} = \frac{10\mu A \cdot (C_{DM1} + C_{DM2})}{C_{DG1}} \quad (12)$$

この機能はシングルMOSFET構成では得られませんが、その原因は、V<sub>1D</sub>をV<sub>1</sub>に接続しているM1のボディ・ダイオードです。

V<sub>1</sub>での保護MOSFETコントローラの昇圧モード動作回路を図2に示します。保護MOSFETを接続しない場合は、V<sub>2</sub>

からV<sub>1</sub>への直接の導通経路が上側MOSFET M2のボディ・ダイオードを介して存在します。V<sub>2</sub>がV<sub>1</sub>よりダイオードの順方向電圧だけ高い場合には、制御されていない電流がV<sub>2</sub>からV<sub>1</sub>に流れます。この状態はほとんどの昇圧起動状況に共通です。他の昇圧コントローラとは異なり、LT8228はV<sub>1</sub>の保護MOSFET M1A (シングルMOSFET構成のM1)を使用して、この制御されていない出力電流状態から保護します。この電流は、ISET1Nピンの電圧を1.4Vに安定化することにより、昇圧モードではDG1を介して制限されます。R<sub>SET1N</sub>の抵抗値を大きくするか、ISET1Nピンに電流を流し込むことで、V<sub>2</sub>の出力電流を更に低減できます。

昇圧モードでの出力電流制御の他に、LT8228には、過剰な電力消費による損傷からM1A (シングルMOSFET構成のM1)を保護する調整可能な障害タイマーが組み込まれています。V<sub>1D</sub>の電圧がV<sub>1</sub>より500mV高く、ISET1Nが1.4Vに安定化されると、TMRピンとグラウンドの間に接続されているコンデンサを電流源が充電し始めます。TMRの電圧が1.4Vに達すると、DG1のコントローラはDG1をDS1に短絡してM1をオフにします。このタイマーにより、LT8228は長時間の大電力消費による損傷からMOSFETを保護しつつ、V<sub>1</sub>の電圧

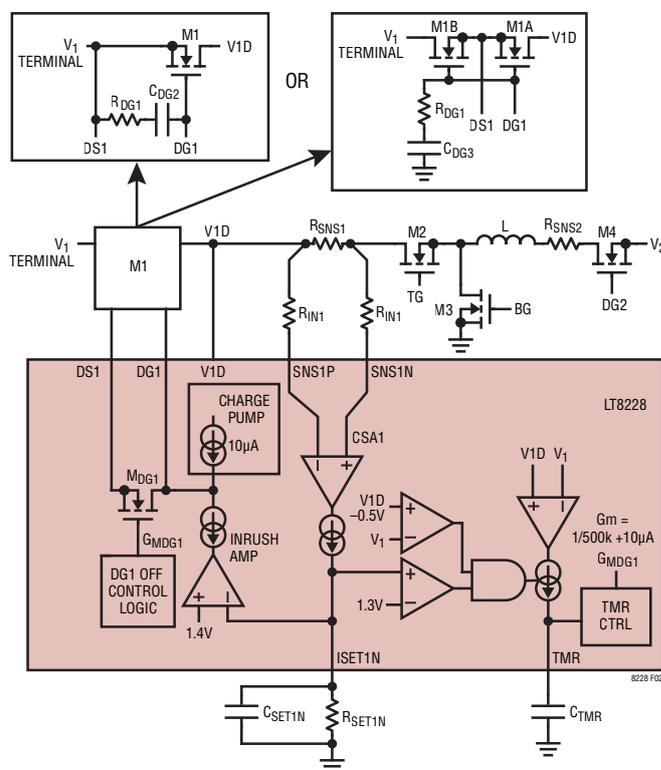


図2. 昇圧モードでのM1の制御

動作

を高めることができます。MOSFETの $V_{DS}$ に対応する、 $V_{ID}$ と $V_1$ の間の電圧降下によっては、TMRの充電電流が変化します。オン時間はMOSFETでの電圧降下に反比例します。このことは、MOSFETをその安全動作領域(SOA)内に維持するのに役立ちます。冷却タイマーの1サイクル後、LT8228はM1をオンに戻して動作を再開できます。

**V<sub>2</sub>保護 MOSFET コントローラの動作**

LT8228は、図3に示すように、バック・トゥ・バックで直列に接続した2つのNチャンネルMOSFET M4AおよびM4Bを使用するか、1つのNチャンネルMOSFET M4を使用して、 $V_2$ 端子での保護機能を実現します。デュアルMOSFETのバック・トゥ・バック構成では、DS2はM4AとM4Bの両方のソースであり、DG2は両方のゲートです。 $V_{2D}$ はM4Aのドレインであり、 $V_2$ はM4Bのドレインです。シングルMOSFET構成では、M4のソースはDS2と $V_2$ 端子に接続され、DG2がゲートで $V_{2D}$ がドレインです。デュアルMOSFET構成の利点は、昇圧モードでの突入電流の制御と障害状態での $V_2$ 端子の完全な絶縁です。BG MOSFET M3の短絡障害では、 $V_2$ をグラウンドから絶縁するのにデュアルMOSFET構成が必要です。通常動作では、コントローラは $10\mu A$  (代表値)のプルアップ電流によってDG2をハイに駆動します。これにより、 $V_2$ の保護MOSFETが導通して $V_2$ と $V_{2D}$ の間に低損失の導通経路

が得られます。DG2の電圧はDS2より10V高い値(代表値)にクランプされます。(1)LT8228がディスエーブルされている場合、(2)DS2の電圧が $-1.7V$ (代表値)より低くなった場合、(3)内部温度が過熱閾値より高くなった場合、(4)いずれかのスイッチングMOSFETの短絡状態が検出された場合、(5)DRV<sub>CC</sub>ピンの電圧が低電圧閾値より低くなるか、過電圧閾値より高くなった場合、(6)INTV<sub>CC</sub>ピンの電圧が低電圧閾値より低くなるか、過電圧閾値より高くなった場合、または(7)デバイスが内部診断テストに合格しなかった場合、DG2コントローラはDG2をDS2に短絡し、その結果 $V_2$ をその他の回路から絶縁します。シングルMOSFET構成でM4が導通しなかった場合、 $V_{2D}$ の電圧はM1のボディ・ダイオードが原因で、 $V_2$ よりダイオードの順方向電圧だけ低くなります。デュアルMOSFET構成では、M4が導通していない場合、 $V_{2D}$ は $V_2$ から完全に絶縁されています。

デュアルMOSFET構成では、DG2ピンの電圧スルー・レートを制御することにより、昇圧モードでの $C_{DM4}$ 、 $C_{DM2}$ 、および $C_{DM1}$ への突入電流が制限されます。この構成では、図3に示すように、抵抗 $R_{DG2}$ とコンデンサ $C_{DG2}$ がグラウンドを基準にしています。起動時には、 $10\mu A$ のプルアップ電流がDG2を充電して、両方のMOSFETのゲート電圧を引き上げます。M2Bはソース・フォロワとして動作します(式13を参照)。

$$I_{INRUSH,BUCK} = \frac{10\mu A \cdot (C_{DM1} + C_{DM2} + C_{DM4})}{C_{DG2}} \quad (13)$$

この機能はシングルMOSFET構成では得られませんが、その原因は、 $V_2$ を $V_{2D}$ に接続しているM4のボディ・ダイオードです。

**動作モード (DRXN)**

DRXNピンは、LT8228の動作モードを選択するピンです。このピンをハイにすると降圧レギュレーション・モードが選択され、このピンをローにすると昇圧レギュレーション・モードが選択されます。DRXNピンを駆動するには、手動制御の場合は外部ロジックを使用し、自動選択の場合はプルアップ抵抗をINTV<sub>CC</sub>または外部電源に接続します。LT8228は、UV1、UV2、FB1、およびFB2ピンの電圧に基づいて、レギュレーション・モードを自動的に選択します。外部ロジックを使用する場合は、外部ロジックの接続が誤って断たれる場合に備えてプルアップ抵抗を組み込み、システムの信頼性向上を図ります。これにより、LT8228は動作モードの自動選択を引き継ぐことができます。降圧モードでは、DRXNピン

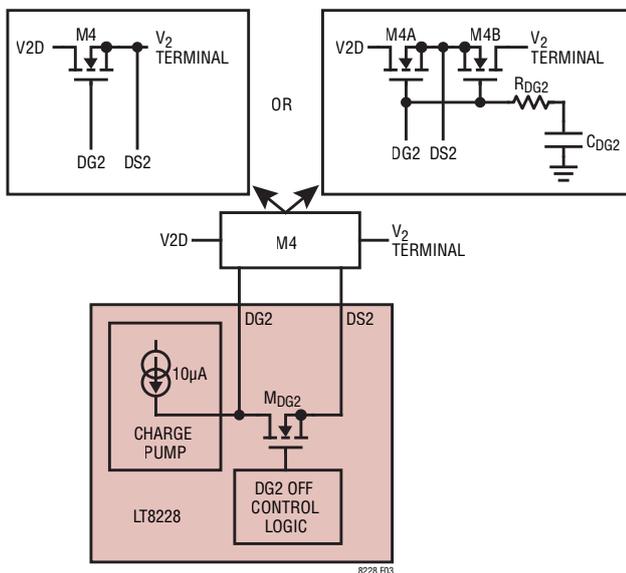


図3. 降圧モードおよび昇圧モードでのM4の制御

## 動作

は高インピーダンスになるため、このピンの電圧はプルアップ抵抗を介して外部からハイになります。昇圧モードでは、100 $\mu$ A (代表値)のプルダウン電流が流れるため、DRXNピンはローになります。

LT8228をイネーブルして、動作モードが自動選択されるようにDRXNピンを設定すると、DRXNピンは内部レギュレータが機能するまで高インピーダンスのままです。その後、LT8228は、図4に示すロジックに基づいて動作モードを選択します。UV1ピンの電圧が1.2Vより高い場合、コントローラは降圧モード動作になります。UV1ピンの電圧が1.2Vより低い場合、コントローラは昇圧モードになります。降圧モード動作時に、UV1ピンの電圧が1.2Vより低くなるか、FB2ピンの電圧が1024スイッチング・サイクルにわたって1.3Vより高い電圧にとどまると、LT8228は動作モードを降圧から昇圧に切り替えます。FB2の過電圧に対する更なる時間条件により、負荷に過渡電流が流れたときにモードが変わらないことが徹底されます。昇圧モード動作時に、UV2ピンの電圧が1.2Vより低くなるか、FB1ピンの電圧が1024スイッチング・サイクルにわたって1.3Vより高い電圧にとどまると、LT8228は動作モードを昇圧から降圧に切り替えます。UV1ピンとUV2ピンの電圧が両方も1.2Vより低くなるか、FB1ピンとFB2ピンの電圧が1024スイッチング・サイクルにわたって1.3Vより高い電圧にとどまると、コントローラは必ず降圧モード動作になり、スイッチングを停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンをプルダウンして、 $\overline{\text{REPORT}}$ ピンで障害を報告します。入力低電圧障害の場合は、SSピンもローになります。DRV<sub>CC</sub>ピンまたはINTV<sub>CC</sub>ピンの電圧がそれぞれの低電圧閾値より低くな

ると、デバイスはず降圧モードに戻り、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンとSSピンはローになって、LT8228はスイッチングしなくなります。

起動時や高速過渡応答時には、負荷が軽い場合に出力のオーバーシュートが10%より高くなる可能性があります。オーバーシュート状態が1024クロック・サイクルより長く続くと、DRXNは状態を変化させます。最小負荷を確保して、DRXNが意図せずに変化ないようにします。

DRXNピンを外部ロジックでハイに駆動して降圧モード動作にした場合に、UV1ピンの電圧が1.2Vより低くなるか、FB2ピンの電圧が1024スイッチング・サイクルにわたって1.3Vより高い電圧にとどまると、LT8228はスイッチングを停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ をプルダウンして、 $\overline{\text{REPORT}}$ ピンで障害を報告します。DRXNピンを外部ロジックによってローに駆動して昇圧モード動作にした場合に、UV2ピンの電圧が1.2Vより低くなるか、FB1ピンの電圧が1024スイッチング・サイクルにわたって1.3Vより高い電圧にとどまると、LT8228はスイッチングを停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ をプルダウンして、 $\overline{\text{REPORT}}$ ピンで障害を報告します。入力低電圧障害の場合は、SSピンもローになります。

複数のLT8228を並列に接続している場合は、全てのDRXNピンを互いに接続して、全てのLT8228が同じレギュレーション・モードで動作するようにします。並列構成では、共通のDRXNノードをプルアップ抵抗を介して外部電圧源にプルアップする必要があります。外部電圧源を使用できない場合は、各LT8228に専用のプルアップ抵抗をダイオードと直列に接続して、そのアノードをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続する必要があります。このダイオードは、1つ以上のチャンネルがディスエーブルされているときに昇圧モードが誤って選択されないようにしています。詳細については、アプリケーション情報のセクションの複数のLT8228の並列接続を参照してください。

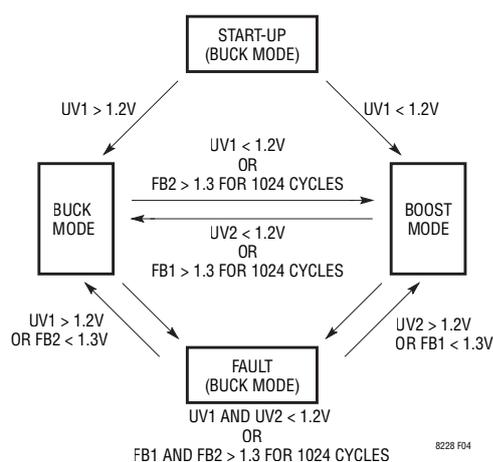


図4. 自動動作モード

## イネーブルとソフトスタート (ENABLEとSS)

LT8228はENABLEピンによってシャットダウン状態になります。このピンの電圧を1.2V (代表値)より低くすると、コントローラとほとんどの内部回路はディスエーブルされます。ENABLEピンの電圧を0.5Vより低くすると、LT8228は完全なシャットダウン状態に遷移します。この状態でコントローラが消費する電流は、BIASピンからの2 $\mu$ Aのシャットダウン電流と、V1ピンおよびV2ピンからグラウンドへの10 $\mu$ A (代表値)だけです。ENABLEピンは、ロジックによって直接駆動しても、BIASに接続して常時オン動作にしてもかまいません。

## 動作

ん。コントローラがスイッチングしていない通常動作では、コントローラはBIASピンから4mAの自己消費電流、V1ピンから200 $\mu$ A、V2ピンからグラウンドへ10 $\mu$ Aを消費します(代表値)。

降圧モードでは、LT8228は、ISET1PピンとISET2Pピンの電圧をSSピンの電圧と内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vの低い方の値に安定化することによって、それぞれV<sub>1</sub>の入力電流とV<sub>2</sub>の出力電流を制限します。SSピンとグラウンドの間に外付けコンデンサC<sub>SS</sub>を接続する場合は、SSピンによって電流制限ソフトスタートをプログラムして、起動時の突入電流を制限します。LT8228がイネーブルされているときは、DRV<sub>CC</sub>とINTV<sub>CC</sub>の電圧が低電圧閾値を超えた後と、内部診断が正常に完了した後に、DG1ピンは10 $\mu$ Aのプルアップ電流で充電されます。V<sub>1</sub>端子でデュアルMOSFET構成を使用した場合、突入電流はC<sub>DG1</sub>を介して制御され、V1DはDG1の電圧が低電圧閾値を超えるのに伴ってV<sub>1</sub>まで充電されます。シングルMOSFET構成を使用した場合、V1Dは起動時にV<sub>1</sub>よりダイオードの順方向電圧だけ低くなり、DG1の電圧が上昇するにつれてV<sub>1</sub>まで充電されます。次に、DG2が充電を開始し、DG2の電圧がその閾値電圧を超えると、10 $\mu$ Aの内部プルアップ電流がコンデンサC<sub>SS</sub>を充電して、SSピンに電圧ランプが発生します。SSピンの電圧が0Vから内部リファレンス電圧まで直線的に上昇するにつれて、LT8228はスイッチングを開始し、入力と出力の電流制限値は、それぞれR<sub>SET1P</sub>とR<sub>SET2P</sub>の抵抗によって設定される値まで増加します。

昇圧モードでは、LT8228は、ISET2NピンとISET1Nピンの電圧をSSピンの電圧と内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vの低い方の値に安定化することによって、それぞれV<sub>2</sub>の入力電流とV<sub>1</sub>の出力電流を制限します。降圧モードと同様に、外付けコンデンサ(C<sub>SS</sub>)をSSピンとグラウンドの間に接続する場合は、SSピンでソフトスタートを設定できます。LT8228がイネーブルされているときは、DRV<sub>CC</sub>とINTV<sub>CC</sub>の電圧が低電圧閾値を超えた後と、内部診断が正常に完了した後に、DG2ピンは10 $\mu$ Aのプルアップ電流で充電されます。V<sub>2</sub>端子でデュアルMOSFET構成を使用した場合、突入電流はC<sub>DG2</sub>を介して制御され、V<sub>2D</sub>はDG2の電圧が低電圧閾値を超えるのに伴ってV<sub>2</sub>まで充電されます。シングルMOSFET構成を使用した場合、V<sub>2D</sub>は起動時にV<sub>2</sub>よりダイオードの順方向電圧だけ低くなり、DG2の電圧が上昇するにつれてV<sub>2</sub>まで充電されます。また、V<sub>2D</sub>を充電すると、TG MOSFET M3のボディ・ダイオードとインダクタを介

してV1Dも充電されます。DG2の充電を低電圧閾値を超えて継続すると、TG MOSFET M3のボディ・ダイオードによってインダクタの残留電流と逆電流が防止されるため、V1DはV<sub>2</sub>より電圧が高くなります。次に、DG1が充電を開始し、ISET1Nピンの電圧を1.4Vに安定化することにより、DG1を流れる出力電流が制限されます。更に、LT8228には、V<sub>1</sub>の保護MOSFETを過剰な電力消費による損傷から保護する調整可能な障害タイマーが組み込まれています。詳細については、V1保護MOSFETコントローラの動作のセクションを参照してください。DG1の電圧がその閾値電圧を超えると、10 $\mu$ Aの内部プルアップ電流がコンデンサC<sub>SS</sub>を充電して、SSピンに電圧ランプが発生します。SSピンの電圧が0Vから内部リファレンス電圧まで直線的に上昇するにつれて、LT8228はスイッチングを開始し、入力と出力の電流制限値は、それぞれR<sub>SET2N</sub>とR<sub>SET1N</sub>の抵抗によって設定される値まで増加します。

LT8228がディスエーブルされるか、障害が検出されると(全ての障害状態については、アプリケーション情報のセクションの障害状態を参照)、LT8228はスイッチングを停止し、SSピンは内部MOSFETによってアクティブ・ローになり、ソフトスタートをリセットします。

### 複数のコントローラの並列接続 (ISHAREとIGND)

LT8228は、並列接続した複数のLT8228間でのマスタ不要で耐障害性の出力電流分担機能を備えているので、負荷電流を増やして、熱管理や冗長性を向上できます。各LT8228が平均出力電流に安定化するので、マスタ・コントローラは不要になります。個々のLT8228がディスエーブルされるか障害状態になると、デバイスは平均バスへの分担を停止して、電流分担方式が障害に耐えられるようにします。複数のLT8228を並列に接続している場合は、全てのDRXNピンを互いに接続して、全てのLT8228が同じレギュレーション・モードで動作するようにします。

DRXNがハイである降圧モードでは、ISHAREピンが、ISET2Pピンから流れ出る電流と等しい電流を出力し、その電流はV<sub>2</sub>の出力電流を表します。DRXNがローである昇圧モードでは、ISHAREピンが、ISET1Nピンから流れ出る電流と等しい電流を出力し、その電流はV<sub>1</sub>の出力電流を表します。各LT8228がこの電流を共通のISHAREノードに流し込みます。並列接続する場合は、図5に示すように、全てのLT8228のISHAREピンを互いに接続します。各LT8228ごとに、ISHAREピンと各デバイスのIGNDピンの間にローカル

動作

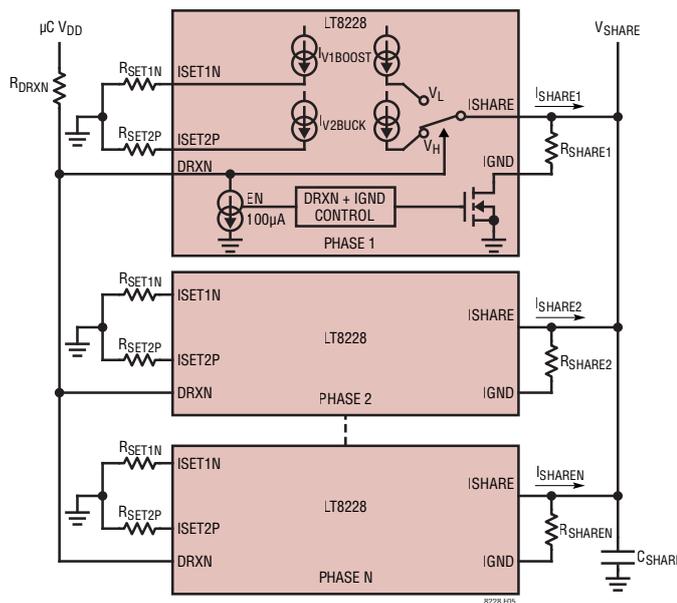


図5. ISHAREとIGNDの接続

抵抗  $R_{SHARE}$  を接続します。平均電流のレギュレーションのため、ISHAREピンとグラウンドの間にフィルタリング・コンデンサを接続します。共通のISHAREノードの電圧  $V_{SHARE}$  は、式14によって求められます。

$$V_{SHARE} = \frac{\sum_{n=1}^N I_{SHAREn}}{\sum_{n=1}^N \frac{1}{R_{SHAREn}}} \quad (14)$$

全ての  $R_{SHARE}$  抵抗が等しい場合、式15に示すように、 $V_{SHARE}$  は平均出力電流  $I_{OUTAVG}$  を表します。

$$I_{OUTAVG} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N I_{SHAREn} \quad (15)$$

$$I_{SHARE} = \frac{R_{SHARE}}{N} \sum_{n=1}^N I_{SHAREn} = I_{OUTAVG} \cdot R_{SHARE}$$

降圧モードでは、ISET2Pピンの電圧がISHAREピンの電圧に安定化されます。各LT8228の  $V_2$  出力電流を平均出力電流に安定化するには、 $R_{SET2P}$  と  $R_{SHARE}$  を同じ値にします。昇圧モードでは、ISET1Nピンの電圧がISHAREピンの電圧に安定化されます。各LT8228の  $V_1$  出力電流を平均出力電流に安定化するには、 $R_{SET1N}$  と  $R_{SHARE}$  を同じ値にします。 $R_{SET2P}$  と  $R_{SET1N}$  を異なる値に設定する場合は、DRXNピンで定義した動作モードに基づいて  $R_{SHARE}$  の値を変更します。

LT8228がイネーブルされていて、内部診断ルーチンを通じた場合、IGNDピンは  $120\Omega$  (代表値) のスイッチを介して  $R_{SHARE}$  をグラウンドに接続します。シャットダウン時または障害状態時には、電流分担抵抗を電流が流れないように、ISHAREは電流の生成を停止し、IGNDピンのスイッチはオープンになります。これにより  $R_{SHARE}$  抵抗が  $V_{ISHARE}$  ノードから切り離されるので、 $V_{ISHARE}$  ノードは引き続き残りのアクティブな並列接続のLT8228の平均出力電流を表します。この方式では、電流分担の精度に影響を及ぼさず、LT8228の並列接続数を増減できます。IGNDピンとISHAREピンの組み合わせにより、マスタが不要だけでなく耐障害性も備えた電流分担機能が得られます。詳細については、アプリケーション情報のセクションの複数のLT8228の並列接続を参照してください。

BIAS電源と  $V_{CC}$  レギュレータ

上側と下側のNチャンネルMOSFETドライバへの電力は、 $DRV_{CC}$ ピンから供給されます。内部LDO(低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ)は、BIASピンから  $DRV_{CC}$  に10Vを供給します。別の内部LDOは、 $DRV_{CC}$  からの電力供給により、 $INTV_{CC}$ ピンで4Vを発生します。INTV<sub>CC</sub> LDOは、内部の低電圧起動回路および制御回路に電力を供給します。LT8228をイネーブルするには、8V以上のBIAS電源が必要です。外部電源を使用できない場合は、BIASを  $V_1$  または  $V_2$  に接続しても、両方をダイオードOR接続して冗長性を持たせてもかまいません。BIAS電源に負電圧がかかる場合は、ダイオードを直列に接続します。可能な場合は低電圧の電源を使用してBIASに電力を供給することにより、コントローラ内部での電力消費に留意してください。

強力なゲート・ドライバ

LT8228は、数アンペアの電流を供給して大型のNチャンネルMOSFETのゲートを迅速にスルーできる超低インピーダンスのドライバを内蔵しています。これらの強力なドライバは遷移損失を最小限に抑え、より大電流のアプリケーション向けにMOSFETの並列接続が可能です。100V対応のフローティング・ハイサイド・ゲート・ドライバが上側MOSFET M2を制御し、ローサイド・ゲート・ドライバが下側MOSFET M3を駆動します。 $DRV_{CC}$  LDOは、下側のゲート駆動回路に直接電力を供給します。上側のゲート・ドライバはフローティング・ブートストラップ・コンデンサ ( $C_{BST}$ ) からバイアスされており、下側ゲートのオフ・サイクルごとに、 $DRV_{CC}$  から外付

## 動作

けダイオードを介して再充電されます。下側のMOSFETを長時間オフにすることが可能な低ドロップアウト状態では、内蔵のタイムアウト回路により、下側MOSFETを少なくとも50 $\mu$ sごとに1回(代表値)オンしてC<sub>BST</sub>をリフレッシュすることが確保されます。

### 周波数の選択、スペクトラム拡散、およびフェーズ・ロック・ループ(RTおよびSYNC)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズの間の兼ね合いによって決まります。低周波数動作は、NチャンネルMOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必要になります。LT8228のゲート駆動コントローラのスイッチング周波数は、RTピンを使用して選択できます。SYNCピンが外部クロック信号源によって駆動されていない場合は、RTピンを使用してコントローラの動作周波数を80kHz~600kHzに設定することができます。RTピンとグラウンドの間の1本の抵抗により、スイッチング周波数が決まります。コントローラはRTピンの電圧を800mVに安定化します。RTの抵抗を流れる安定化電流により、特定の周波数が得られます。RTを選択して一定の周波数を選択する方法については、アプリケーション情報のセクションを参照してください。

内蔵のフェーズ・ロック・ループ(PLL)とフィルタ・ネットワークは、SYNCピンを駆動する外部クロック信号源に内部発振器を同期させます。PLLは80kHz~600kHzの範囲内の任意の周波数にロックします。周波数設定抵抗R<sub>RT</sub>は常に必要です。その理由は、(1)コントローラの初期スイッチング周波数に設定してから外部クロックにロックするため、(2)外部クロック源が既になくなっていない場合にデフォルトのスイッチング周波数を発生するためです。

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉(EMI)が懸念されるアプリケーションで特に手間がかかることがあります。EMI性能を向上するため、LT8228は、外付けNチャンネルMOSFETの周波数スペクトラムを拡散する機能を備えています。この拡散機能を使用できるのは、コントローラの周波数をRTピンで設定した場合に限ります。SYNCピンをロジック・ハイ(代表値は1V超)に設定すると、スペクトラム拡散機能が有効になります。スペクトラム拡散機能が有効になると、内部クロック周波数は、RTピンの抵抗で設定されたフルスケール値の $\pm 30\%$ の範囲で変調されます。スペクトラム拡散機能を無効にするには、SYNCピンをグラウンドに接続します。

### FAULTのモニタリングとREPORT機能

LT8228は、内部と外部の障害モニタリングおよび報告機能を提供します。デバイスは、エラー・アンプ、電流検出アンプ、および発振器の機能を起動時に検査して報告するのに対して、内部リファレンス、温度、内部レギュレータ、およびDGピンの電圧は検査と報告が常時行われます。全ての外部障害の一覧については、アプリケーション情報のセクションのFAULT状態およびREPORT機能を参照してください。コントローラが障害を検出すると、スイッチングが停止し、FAULTピンはローになり、REPORTピンで障害が報告されます。REPORTピンはSYNCピンをそのデータ・クロックとして使用します。したがって、報告機能を使用できるのは、LT8228が外部クロックに同期している場合に限られます。継続的なモニタリングと報告機能により、コントローラは、それが使用されているシステムの安全定格を向上できます。詳細については、アプリケーション情報のセクションを参照してください。

## アプリケーション情報

### はじめに

アプリケーション情報のセクションは、アプリケーションの詳細に基づいて外付け部品を選択するためのガイドラインとなります。このセクションについては、最初のページとブロック図のセクションに記載の標準的応用例を参照してください。部品選択は、通常は以下に説明する手順に従います。

1. スイッチング周波数( $f_{sw}$ )とインダクタ値(L)は、効率、物理的なサイズ、およびコストを最適化するように選択します。
2. インダクタ電流の検出抵抗 $R_{SNS2}$ と入力ゲイン抵抗 $R_{IN2}$ の組み合わせを選択して、ピーク・インダクタ電流の制限値、効率、および電流検出精度を決めます。
3. 降圧出力の電流制限値、昇圧入力電流制限値、および $V_2$ の電流モニタは、それぞれ $R_{SET2P}$ 、 $R_{SET2N}$ 、および $R_{MON2}$ の各抵抗によって設定されます。 $V_1$ の電流検出抵抗 $R_{SNS1}$ と入力ゲイン抵抗 $R_{IN1}$ の組み合わせを選択して、効率と電流検出精度を最適化します。そうすると、昇圧出力の電流制限値、降圧入力電流制限値、および $V_1$ の電流モニタは、それぞれ $R_{SET1N}$ 、 $R_{SET1P}$ 、および $R_{MON1}$ の各抵抗によって設定されます。抵抗 $R_{SET}$ と並列接続するコンデンサを選択して、電流制限値を電流検出抵抗の平均電流に設定します。
4. FB1ピンとFB2ピンに接続する抵抗分圧器を選択することにより、 $V_{1D}$ と $V_{2D}$ のレギュレーション電圧および過電圧閾値を設定します。UV1ピンとUV2ピンに接続する抵抗分圧器を選択することにより、 $V_1$ と $V_2$ の低電圧閾値を設定します。
5. 効率とブレークダウン電圧に関する検討事項に基づいて、MOSFET (M1、M2、M3、およびM4)を選択します。効率に関する検討事項に基づいて、ショットキー・ダイオード(D2およびD3)を選択します(オプション)。上側MOSFETを駆動するのに十分な電荷を蓄積するため、上側MOSFETドライバの電源( $C_{BST}$ 、 $D_{BST}$ )を選択します。
6. コンデンサ $C_{DM2}$ を選択して、降圧入力と昇圧出力のリプル電圧条件および熱的条件を最適化します。同様に、コンデンサ $C_{DM4}$ を選択して、昇圧入力と降圧出力のリプル電圧条件および熱的条件を最適化します。ノイズを回避するには、 $V_{1D}$ ピンのコンデンサ $C_{DM1}$ を使用します。減衰コンデンサ $C_{V1}$ および $C_{V2}$ をそれぞれのESRと共

に選択して、 $V_1$ および $V_2$ にそれぞれ直列に接続されているワイヤのインダクタンスに起因する共振を低減します。

7. 降圧および昇圧レギュレーション・ループの補償回路部品を選択して、帯域幅と安定性を最適化します。
8.  $C_{DG1}$ と $C_{DG2}$ を選択することにより、突入電流制御の制限値を設定します。 $V_{1D}$ の電圧が $V_1$ より高い場合は、 $R_{DG1}$ を設定して昇圧モードの出力電流制限ループを補償します。
9.  $C_{SS}$ を選択して、ソフトスタート動作を設定します。

このセクションの例および式では、特に注記のない限り、連続導通モードを前提とします。特に指定のない限り、このセクションで言及されている全ての電気的特性は、代表値を表しています。

### スイッチング周波数の設定

RT周波数調整ピンを使用すると、80kHz~600kHzのスイッチング周波数を設定して、効率/性能および外付け部品のサイズを最適化できます。周波数の高い動作にすると部品サイズは小さくなりますが、スイッチング損失とゲート駆動電流が増加し、デューティ・サイクルが十分に高い動作または低い動作ができないことがあります。周波数の低い動作にすると性能は向上しますが、外付け部品のサイズは大きくなります。 $R_T$ の適切な抵抗値については、表1を参照してください。RTピンとグラウンドの間に外付け抵抗が必要です。このピンはオープンのままにしないでください。代表的な性能特性のセクションに記載されているRTピンの抵抗値とスイッチング周波数のグラフを参照してください。

表1. RTピンの抵抗値とスイッチング周波数

$R_{RT}$ (k)	$f_{PROG}$ (kHz)	$R_{RT}$ (k)	$f_{PROG}$ (kHz)	$R_{RT}$ (k)	$f_{PROG}$ (kHz)
124	81	61.9	158	30.9	303
110	91	57.6	169	28.7	325
100	100	53.6	181	26.7	347
97.6	102	51.1	190	24.3	378
82.5	120	48.7	199	22.6	403
78.7	126	43.2	222	20.0	450
75.0	132	40.2	238	17.8	499
69.8	141	38.3	249	15.8	552
64.9	151	34.0	278	14.0	604

## アプリケーション情報

### 周波数同期とスペクトラム拡散

LT8228のスイッチング周波数は、SYNCピンを使用して外部クロックに同期させることができます。外部クロックの立上がりエッジは、順方向の降圧モードでは上側MOSFETのターンオンと同期し、逆方向の昇圧モードでは下側MOSFETのターンオンと同期します。デューティ・サイクルが50%の波形でSYNCピンを駆動することを強く推奨しますが、そうしない場合は、デューティ・サイクルを5%~95%の範囲に維持してください。SYNCピンに入力するクロック信号がない場合、このピンはスペクトラム拡散のイネーブル・ピンとして使用します。SYNCピンにロジック・ハイのDC信号が入力されている場合は、スペクトラム拡散が有効になります。ロジック・ハイの閾値は1Vです。スペクトラム拡散機能により、内部クロック周波数は、RTピンの抵抗で設定された基本周波数の±30%の範囲で変調されます。SYNCピンにロジック・ロー信号を入力すると、コントローラはRTピンで設定した周波数で動作し、スペクトラム拡散は機能しません。ロジック・ロー信号の閾値は0.5Vです。

### インダクタの選択

LT8228のインダクタ値をどう選択するかは、部品サイズ、効率、システムの動作周波数の間の兼ね合いに左右されます。インダクタの値は、そのリップル電流に直接の影響があります。リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、コンデンサのESR損失、および出力リップル電圧が減少します。最大効率の動作は低周波数でリップル電流が小さいときに得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。

妥当な出発点としては、リップル電流のピークtoピーク値がインダクタの最大平均電流の20%~40%になるようにリップル電流を選択します。LT8228の双方向機能により、降圧レギュレーションと昇圧レギュレーションの両方に同じインダクタが使用されます。降圧モードでは、インダクタ電流はV<sub>2</sub>の出力電流であり、昇圧モードでは、インダクタ電流はV<sub>2</sub>の入力電流です。インダクタのリップル電流が与えられている場合、降圧モードと昇圧モードでの最大平均電流に対応するそれぞれの最小インダクタ値は、式16で与えられます。

$$L_{\text{BUCK}} > \frac{V_2 \cdot (V_{1(\text{MAX})} - V_2)}{f \cdot \Delta I_L \cdot V_{1(\text{MAX})}} \quad (16)$$

$$L_{\text{BOOST}} > \frac{V_2 \cdot (V_1 - V_2)}{f \cdot \Delta I_L \cdot V_1}$$

ここで、 $f$ はスイッチング周波数であり、 $\Delta I_L$ はインダクタのリップル電流です。降圧モード動作の場合、リップル電流が最大になるのは、入力電圧V<sub>1</sub>が最大のときです。昇圧モード動作の場合、リップル電流が最大になるのは、入力電圧V<sub>2</sub>が出力電圧V<sub>1</sub>の半分のときです。双方向動作の場合は、選択したインダクタ値が、降圧モードと昇圧モードで設定した両方の最小条件を満たす必要があります。

リップルの条件の他に、インダクタンスを十分に大きくして、低調波発振を防止してください。電流モード・レギュレータでは、電流検出ループによってスイッチング周波数の半分の周波数でダブル・ポールが形成されるので、システムのQ値(QCS)が1.0より大幅に高いときは、システムの安定性が低下する恐れがあります。電流検出ループのダンピングは、インダクタ電流の勾配と内部の勾配補償ランプの関数です。インダクタンスの値を小さくするとQCSが大きくなり、十分に小型のインダクタでは、デューティ・サイクルが50%より高い場合に低調波発振が生じます。低調波での安定性を確保するための最小インダクタンスは、式17で与えられます。

$$L_{\text{SUBHARMONIC,MIN}} > 2 \cdot 10^5 \cdot \frac{R_{\text{SNS2}}}{R_{\text{IN2}}} \cdot \frac{1}{f_{\text{SW}}} \quad (17)$$

LT8228の勾配補償方式は、インダクタの値が低調波での安定性確保に必要な最小値の2倍である場合、電流検出ループ(QCS = 0.637)を1サイクルで安定化できるよう設計されています。これにより、電流検出ループのダンピングがデューティ・サイクルおよびスイッチング領域に依存しなくなるので、ループ補償が簡略化されます。また、L<sub>OPTIMAL</sub>を選択すると、ラインレギュレーションと入力ステップ応答性能も最適化されます(式18を参照)。

$$L_{\text{OPTIMAL}} > 4 \cdot 10^5 \cdot \frac{R_{\text{SNS2}}}{R_{\text{IN2}}} \cdot \frac{1}{f_{\text{SW}}} \quad (18)$$

降圧モード時にV<sub>2</sub>が50Vより高い場合か、昇圧モード時にV<sub>1D</sub>とV<sub>2</sub>の電圧差が50Vより大きい場合、インダクタの最適値は、式が示す値より高くなります。降圧モードではV<sub>2</sub>の増加率と同じ割合だけ、昇圧モードでは50V以降のV<sub>1D</sub>とV<sub>2</sub>の電圧差だけインダクタ値を大きくして、最適値を求めます。

効率を高くするには、低コア損失のインダクタを選択します。また、I<sup>2</sup>R損失を減らすため、インダクタはDC抵抗が低く、飽和せずにピーク・インダクタ電流を扱えるものにします。放射ノイズを抑えるには、シールドされたインダクタを使用します。

アプリケーション情報

**R<sub>SNS2</sub>とR<sub>IN2</sub>の選択によるピーク・インダクタ電流の設定**

LT8228は、電流検出抵抗R<sub>SNS2</sub>と入力ゲイン抵抗R<sub>IN2</sub>を選択することにより、ピーク・インダクタ電流を設定します。ピーク・インダクタ電流を選択するには、インダクタを流れる最大電流を求めることから始めます。LT8228は、降圧モード動作と昇圧モード動作の両方に同じインダクタを使用します。降圧モードでは、インダクタ電流はV<sub>2</sub>の出力電流であり、昇圧モードでは、インダクタ電流はV<sub>2</sub>の入力電流です。各モードの最大インダクタ電流を求めるには、式19に示すように、最大平均電流と、ピークtoピーク・リップル電流の最大値の半分を加算します。

$$\begin{aligned}
 I_{LMAXBUCK} &= \\
 &I_{V2P(LIM)} + \frac{1}{2} \frac{V_2 \cdot (V_{1(MAX)} - V_2)}{f \cdot L \cdot V_{1(MAX)}} \\
 I_{LMAXBOOST} &= \\
 &I_{V2N(LIM)} + \frac{1}{2} \frac{V_2 \cdot (V_1 - V_2)}{f \cdot L \cdot V_1}
 \end{aligned}
 \tag{19}$$

ここで、fはスイッチング周波数、Lは選択したインダクタの値、I<sub>V2P(LIM)</sub>は降圧モードでのV<sub>2</sub>の出力電流制限値、I<sub>V2N(LIM)</sub>は昇圧モードでのV<sub>2</sub>の入力電流制限値です。アナログ・デバイセズでは、ピーク・インダクタ電流を、降圧モードと昇圧モードの最大インダクタ電流のうち大きい方の値より少なくとも20%~30%大きい値に設定することを推奨します。これにより、最大平均電流のレギュレーションは、いずれの動作モードでもピーク・インダクタ電流制限の影響を受けません。

インダクタ電流は、インダクタと直列に接続されているR<sub>SNS2</sub>を使用して検出します。電流検出の極性が正になるのは、電流がインダクタからV<sub>2D</sub>に流れる場合です。図6に示すように、R<sub>SNS2</sub>と正負の検出ピン(V<sub>2</sub>の双方向電流検出アンプCSA2のSNS2PおよびSNS2N)の間に入力ゲイン抵抗R<sub>IN2</sub>を配置します。この図が示すCSA2の回路動作は、インダクタ電流が正の場合です。インダクタ電流が流れない場合は、両方の検出ピンにR<sub>IN2</sub>を介して同じバイアス電流I<sub>B2</sub>が流れます。インダクタ電流がR<sub>SNS2</sub>を流れるのに伴って、CSA2は帰還電流I<sub>CSA2</sub>を流して、SNS2Pピンの電圧をSNS2Nピンの電圧にサーボ制御します。インダクタ電流がCSA2のバイアス電流と帰還電流よりはるかに大きい場合、R<sub>SNS2</sub>を流れ

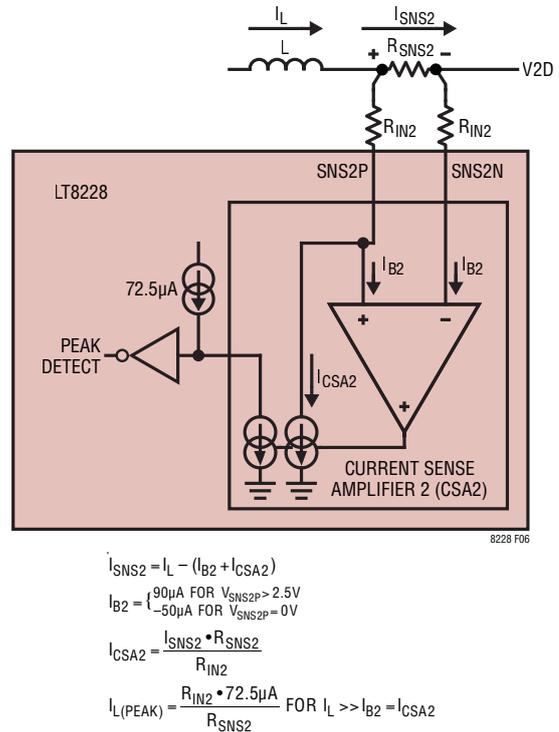


図6. インダクタ電流が正の場合のV<sub>2</sub>の電流検出アンプの動作

る電流はインダクタ電流と同じです。ピーク・インダクタ電流I<sub>L(PEAK)</sub>が検出されるのは、I<sub>CSA2</sub>が72.5µA(代表値)に達したときです。検出抵抗を流れる電流の方向が逆転すると、電流検出アンプは再設定され、帰還電流を流してSNS2Nピンの電圧をSNS2Pピンの電圧にサーボ制御します。その結果、ピーク・インダクタ電流は降圧と昇圧の両方の動作モードで同じになります。

R<sub>SNS2</sub>の値を大きくすると電流検出精度が向上するのに対して、R<sub>SNS2</sub>の値を小さくすると効率が向上します。CSA2の入力換算オフセット電圧は、帰還電流が50µAのとき全温度範囲で±0.5mV以内が確保されます。電力損失が最大になるのはピーク・インダクタ電流が流れるときです。入力換算オフセット電圧が電流検出精度に影響を及ぼさないと同時に電力損失を最小限に抑えるように、R<sub>SNS2</sub>の値を選択します。アナログ・デバイセズでは、ピーク・インダクタ電流が流れたときのR<sub>SNS2</sub>両端の電圧を50mV~200mVに設定するR<sub>SNS2</sub>の値を推奨します。電流検出アンプの消費電力は、全ての動作条件で電力定格を超えないようにしてください。

アプリケーション情報

次に、式20に従ってR<sub>IN2</sub>を選択し、ピーク・インダクタ電流の制限値を設定します。

$$R_{IN2} = \frac{I_{L(PEAK)} \cdot R_{SNS2}}{72.5\mu A} \quad (20)$$

SNS2PピンとSNS2Nピンに流れ込むバイアス電流の代表値は90μAです。入力コモンモード電圧が2.5Vより低いと、バイアス電流が減少して極性が逆転します。入力コモンモード電圧が0Vに達したとき、バイアス電流の代表値は-50μAです。詳細については、代表的な性能特性のセクションに記載されている入力バイアス電流のグラフを参照してください。

また、電流検出抵抗R<sub>SNS2</sub>と入力ゲイン抵抗R<sub>IN2</sub>は、降圧モードでV<sub>2</sub>の出力電流を検出し、昇圧モードでV<sub>2</sub>の入力電流を検出するのにも使用されます。降圧モードでは、出力電流のレギュレーションとモニタリングのため、検出したV<sub>2</sub>の出力電流がISET2PピンとIMON2ピンから生成されます。昇圧モードでは、出力電流のレギュレーション、分担、およびモニタリングのため、検出したV<sub>2</sub>の入力電流がISET2Nピン、ISHAREピン、およびIMON2ピンから生成されます。詳細については、代表的な性能特性のセクションに記載されているISET2P、ISET2N、ISHARE、およびIMON2のゲイン誤差のグラフを参照してください。

更に、電流検出抵抗R<sub>SNS2</sub>と入力ゲイン抵抗R<sub>IN2</sub>は、BGまたはTG MOSFETの短絡障害を検出するのにも使用されます。こうした短絡障害時には、R<sub>SNS2</sub>を流れる電流がピーク電流を超えます。I<sub>CSA2</sub>が105μA(代表値)に達すると、短絡障害電流が検出されます。このような障害がR<sub>SNS2</sub>を介して検出されると、LT8228は4つの外付けNチャンネルMOSFETを全てシャットダウンし、SSピンをローに引き下げ、FAULTピンをアサートし、IGNDを高インピーダンスにして、REPORTピンでステータスを報告します。デバイスは、1024スイッチング・クロック・サイクル後に再起動します。

CSA2は内部補償されています。SNS2PピンとSNS2Nピンに容量性負荷が接続されていると、アンプの帰還補償に影響が及んでアンプが不安定になります。

R<sub>SET2P</sub>の選択によるV<sub>2</sub>の出力電流制限値の設定 (降圧モード)

降圧モードでは、抵抗R<sub>SET2P</sub>をISET2Pとグラウンドの間に接続することにより、V<sub>2</sub>の出力電流制限値が設定されます。V<sub>2</sub>の電流検出アンプCSA2は、図7に示すように、検出抵抗R<sub>SNS2</sub>を流れる電流I<sub>SNS2</sub>に比例した電流をISET2Pピンから出力します。R<sub>SNS2</sub>とR<sub>IN2</sub>の選択によるピーク・インダクタ電流の設定のセクションで説明したように、V<sub>2</sub>の出力電流がCSA2の入力バイアス電流よりはるかに大きい場合、検出抵抗を流れる電流はV<sub>2</sub>の出力電流と同じです。

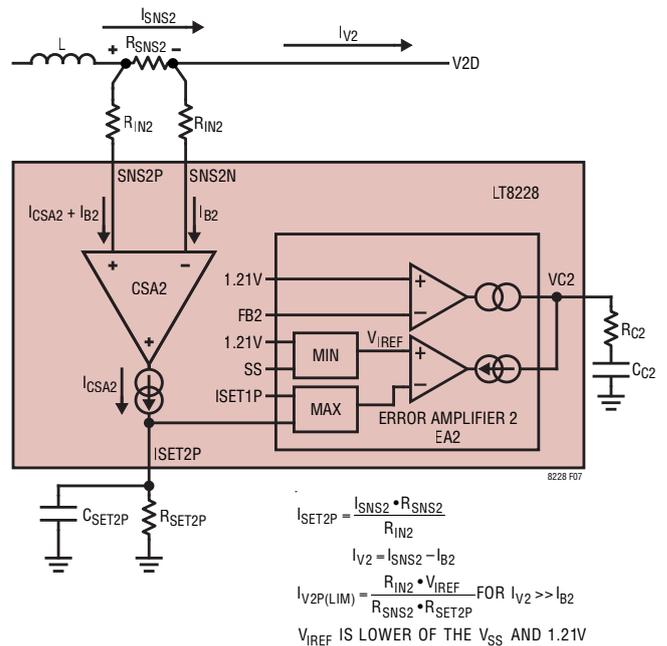


図7. ISET2PでのV<sub>2</sub>の入力電流制限プログラミング

電流制限中、LT8228は、ISET2Pピンの電圧を内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vに安定化します。V<sub>2</sub>の出力電流制限値をI<sub>V2P(LIM)</sub>とした場合、R<sub>SET2P</sub>は式21に従って算出します。

$$R_{SET2P} = \frac{R_{IN2} \cdot 1.21V}{R_{SNS2} \cdot I_{V2P(LIM)}} \quad (21)$$

例えば、R<sub>SNS2</sub>とR<sub>IN2</sub>の値をそれぞれ2mΩと1.5kに設定して、R<sub>SET2P</sub>を22.6kに設定すると、V<sub>2</sub>の出力電流制限値は40.1Aに設定されます。電流制限中、ISET2Pピンから流れ出す電流は53.5μAです。

アプリケーション情報

ISET2Pピンを流れる電流はインダクタ電流を表します。電流制限値を目的の平均電流に確実に設定するには、コンデンサC<sub>SET2P</sub>をR<sub>SET2P</sub>に並列接続することが必要です。並列コンデンサC<sub>SET2P</sub>により、ISET2Pピンのリップル電圧と、ノイズに起因するデューティ・サイクルのジッタが減少します。コンデンサC<sub>SET2P</sub>は電流レギュレーション・ループの安定性に影響するので、独断で大きな値にはしないでください。電流レギュレーション・ループの安定性については、レギュレーション・ループと安定性のセクションで詳しく説明します。

バッテリーの充電や放電などのアプリケーションでは、V<sub>2</sub>の出力電流制限値を充電電流の条件に応じて設定します。V<sub>2</sub>を電流負荷または抵抗負荷に接続する場合は、V<sub>2</sub>の出力電流制限値を最大負荷電流より10%~20%大きく設定して、大量の過渡電流やI<sub>V2P(LIM)</sub>閾値の変動に備えます。また、ISET2Pピンの抵抗値を調整することにより、動的な電流制御を行うこともできます。いくつかの動的な方法には、デジタル・ポテンショメータ、DACの使用によるISET2P抵抗のグラウンド・ノードの調整、ISET2Pノードでの電流の加減などがあります。

R<sub>SET2N</sub>の選択によるV<sub>2</sub>の入力電流制限値の設定 (昇圧モード)

昇圧モードでは、抵抗R<sub>SET2N</sub>をISET2Nとグラウンドの間に接続することにより、V<sub>2</sub>の入力電流制限値が設定されます。V<sub>2</sub>の電流検出アンプCSA2は、図8に示すように、検出抵抗R<sub>SNS2</sub>を流れる電流I<sub>SNS2</sub>に比例した電流をISET2Nピンから出力します。ピーク・インダクタ電流のセクションで説明したように、V<sub>2</sub>の入力電流がCSA2の入力バイアス電流と帰還電流よりはるかに大きい場合、検出抵抗を流れる電流はV<sub>2</sub>の入力電流と同じです。

電流制限中、LT8228は、ISET2Nピンの電圧を内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vに安定化します。V<sub>2</sub>の入力電流制限値をI<sub>V2N(LIM)</sub>とした場合、式22に従ってR<sub>SET2N</sub>を算出します。

$$R_{SET2N} = \frac{R_{IN2} \cdot 1.21V}{R_{SNS2} \cdot I_{V2N(LIM)}} \quad (22)$$

例えば、R<sub>SNS2</sub>とR<sub>IN2</sub>の値をそれぞれ2mΩと1.5kに設定して、R<sub>SET2N</sub>を22.6kに設定すると、V<sub>2</sub>の入力電流制限値は40Aに設定されます。電流制限中、ISET2Nピンから流れ出す電流は53.5μAです。

ISET2Nピンを流れる電流はインダクタ電流を表します。電流制限値を目的の平均電流に確実に設定するには、コンデンサC<sub>SET2N</sub>をR<sub>SET2N</sub>に並列接続することが必要です。並列コンデンサC<sub>SET2N</sub>により、ISET2Nピンのリップル電圧と、ノイズに起因するデューティ・サイクルのジッタが減少します。コンデンサC<sub>SET2N</sub>は電流レギュレーション・ループの安定性に影響するので、独断で大きな値にはしないでください。電流レギュレーション・ループの安定性については、レギュレーション・ループと安定性のセクションで詳しく説明します。

バッテリーの充電や放電などのアプリケーションでは、V<sub>2</sub>の入力電流制限値を放電電流の条件に応じて設定します。V<sub>1</sub>を電流負荷または抵抗負荷に接続する場合は、V<sub>1</sub>で最大負荷電流を供給するのに必要な最大入力電流よりV<sub>2</sub>の入力電流制限値を10%~20%大きく設定して、大量の過渡電流やI<sub>V2N(LIM)</sub>閾値の変動に備えます。また、ISET2Nピンの抵抗値を調整することにより、動的な電流制御を行うこともできます。いくつかの動的な方法には、デジタル・ポテンショメータ、DACの使用によるISET2N抵抗のグラウンド・ノードの調整、ISET2Nノードでの電流の加減などがあります。

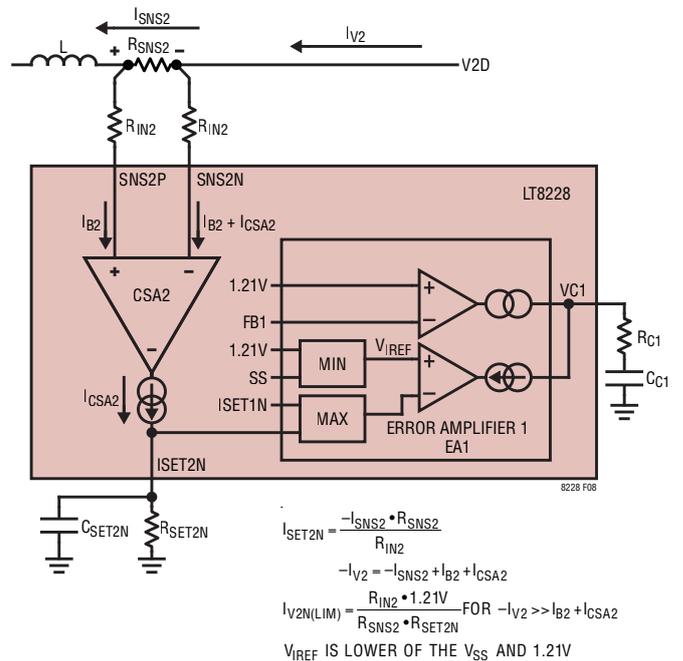


図8. ISET2NでのV2の入力電流制限プログラミング

アプリケーション情報

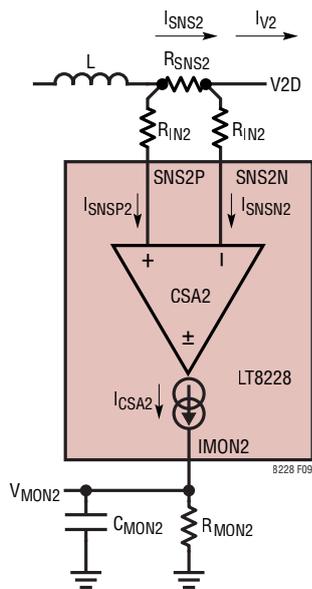
**R<sub>MON2</sub>の選択によるV<sub>2</sub>の電流モニタリング**

IMON2ピンから流れ出す電流は、図9に示すように、電流検出抵抗R<sub>SNS2</sub>の両端に生じる電圧の絶対値を、入力検出抵抗R<sub>IN2</sub>の値で割った値に等しくなります。この電流は、降圧モードでのV<sub>2</sub>の出力電流と昇圧モードでのV<sub>2</sub>の入力電流を表します。抵抗R<sub>MON2</sub>をIMON2とグラウンドの間に接続すると、電圧V<sub>MON2</sub>が発生し、これがADCによるモニタリングの対象となります。最大出力電圧V<sub>MON2MAX</sub>は、ADCの入力ダイナミック・レンジの80%~90% (代表値)になるよう設定されます。V<sub>MON2MAX</sub>は2.5Vより低くなるよう制限します。R<sub>MON2</sub>の値を式23によって計算します。

$$R_{MON2} = \frac{R_{IN2}}{I_{SNS2MAX} \cdot R_{SNS2}} V_{MON2MAX} \quad (23)$$

ここで、I<sub>SNS2MAX</sub>は、降圧モードでのV<sub>2</sub>の出力電流制限設定値I<sub>V2P(LIM)</sub>と、昇圧モードでのV<sub>2</sub>の入力電流制限設定値I<sub>V2N(LIM)</sub>のいずれか大きい方です。フィルタリング・コンデンサC<sub>MON2</sub>を追加して、IMON2ピンでのリップル電圧を低減できます。

R<sub>SNS2</sub>を正電流が流れる場合、V<sub>2</sub>の出力電流はCSA2のバイアス電流の分だけ少なくなります。R<sub>SNS2</sub>を負電流が流れる場合、V<sub>2</sub>の入力電流はCSA2のバイアス電流と帰還電流の分だけ多くなります。このため、V<sub>2</sub>の電流が少ない場合は、CSA2のバイアス電流と帰還電流によって電流モニタ出力IMON2に誤差が生じます。



$$I_{MON2} = |I_{SNSP2} - I_{SNSN2}|$$

$$= \frac{|I_{SNS2}| \cdot R_{SNS2}}{R_{IN2}}$$

$$V_{MON2} = I_{MON2} \cdot R_{MON2}$$

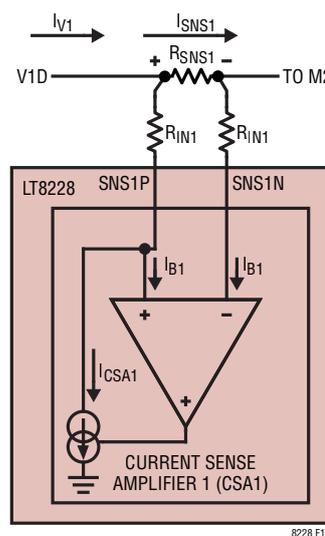
図9. IMON2でのV<sub>1</sub>とV<sub>2</sub>の電流モニタリング

**R<sub>SNS1</sub>とR<sub>IN1</sub>の選択**

V<sub>1</sub>の電流検出抵抗R<sub>SNS1</sub>と入力ゲイン抵抗R<sub>IN1</sub>は、降圧モードでV<sub>1</sub>の入力電流を検出するためと、昇圧モードでV<sub>2</sub>の出力電流を検出するために使用されます。R<sub>SNS1</sub>は、VIDと上側MOSFETのドレインの間に配置します。V<sub>1</sub>の電流検出アンプCSA1は、図10に示すようにV<sub>2</sub>の電流検出アンプと同様に動作します。R<sub>SNS1</sub>を正電流が流れる場合、CSA1は帰還電流I<sub>CSA1</sub>を流して、SNS1Pピンの電圧をSNS1Nピンの電圧にサーボ制御します。負電流が流れる場合、CSA1は帰還電流を流して、SNS1Nピンの電圧をSNS1Pピンの電圧にサーボ制御します。V<sub>1</sub>の電流がCSA1のバイアス電流と帰還電流よりはるかに大きい場合、R<sub>SNS1</sub>を流れる電流はV<sub>1</sub>の電流と同じです。

SNS1PピンとSNS1Nピンに流れ込むバイアス電流の代表値は90μAです。入力コモンモード電圧が2.5Vより低いと、バイアス電流が減少して極性が逆転します。入力コモンモード電圧が0Vに達したとき、バイアス電流の代表値は-50μAです。詳細については、代表的な性能特性のセクションに記載されている入力バイアス電流のグラフを参照してください。

降圧モードでは、入力電流のレギュレーションとモニタリングのため、CSA1の帰還電流がISET1PピンとIMON1ピンから生成されます。昇圧モードでは、出力電流のレギュレーション、分担、およびモニタリングのため、CSA1の帰還電流がISET1Nピン、ISHAREピン、およびIMON1ピンから生成されます。詳細については、代表的な性能特性のセクションに記載されているISET1P、ISET1N、ISHARE、およびIMON1のゲイン誤差のグラフを参照してください。



$$I_{SNS1} = I_{V1} - (I_{B1} + I_{CSA1})$$

$$I_{B1} = \begin{cases} 90\mu A & \text{FOR } V_{SNS1P} = 2.5V \\ -50\mu A & \text{FOR } V_{SNS1P} = 0V \end{cases}$$

$$I_{CSA1} = \frac{I_{SNS1} \cdot R_{SNS1}}{R_{IN1}} \leq 72.5\mu A$$

図10. 正電流の場合のV<sub>1</sub>の電流検出アンプの動作

アプリケーション情報

$R_{SNS1}$  の値を大きくすると電流検出精度が向上するのに対して、 $R_{SNS1}$  の値を小さくすると効率が向上します。CSA1 の入力換算オフセット電圧は、帰還電流が  $50\mu A$  のとき全温度範囲で  $\pm 0.5mV$  以内が確保されます。入力換算オフセット電圧が電流検出精度に影響を及ぼさないと同時に電力損失を最小限に抑えるように、 $R_{SNS1}$  の値を選択します。 $R_{SNS1}$  を流れる電流は、降圧モードでも昇圧モードでも不連続です。 $R_{SNS1}$  の両端に生じる電圧は、インダクタ電流がピークのとときに最大になります。ただし、検出抵抗での電力損失は、ピーク・インダクタ電流、パワー段のデューティ比、および  $R_{SNS1}$  端子のコンデンサにより異なります。アナログ・デバイズでは、 $R_{SNS1}$  両端の最大電圧を  $50mV \sim 200mV$  に設定する  $R_{SNS1}$  の値を推奨します。電流検出アンプの消費電力は、全ての動作条件で電力定格を超えないようにしてください。

次に、 $R_{IN1}$  を選択して  $V_1$  の電流検出アンプのゲインを設定し、電流検出精度について次の状態を維持します(式24を参照)。

$$R_{IN1} > \frac{I_{SNS1(MAX)} \cdot R_{SNS1}}{72.5\mu A} \tag{24}$$

更に、電流検出抵抗  $R_{SNS1}$  と入力ゲイン抵抗  $R_{IN1}$  は、BG または TG MOSFET の短絡障害を検出するのにも使用されます。 $I_{CSA1}$  が  $120\mu A$  (代表値) に達すると、短絡障害電流が検出されます。このような障害が  $R_{SNS1}$  を介して検出されると、LT8228 は4つの外付けNチャンネルMOSFETを全てシャットダウンし、SSピンをローに引き下げ、FAULT ピンをアサートし、IGND を高インピーダンスにして、REPORT ピンでステータスを報告します。デバイスは、1024スイッチング・クロック・サイクル後に再起動します。CSA1 は内部補償されています。SNS1PピンとSNS1Nピンに容量性負荷が接続されていると、アンプの帰還補償に影響が及んでアンプが不安定になります。

$R_{SET1P}$  の選択による  $V_1$  の入力電流制限値の設定 (降圧モード)

降圧モードでは、抵抗  $R_{SET1P}$  を ISET1P とグラウンドの間に接続することにより、 $V_1$  の入力電流制限値が設定されます。 $V_1$  の電流検出アンプ CSA1 は、図11に示すように、検出抵抗  $R_{SNS1}$  を流れる電流  $I_{SNS1}$  に比例した電流を ISET1P ピンから出力します。 $R_{SNS1}$  と  $R_{IN1}$  の選択のセクションで説明したように、 $V_1$  の入力電流が CSA1 の入力バイアス電流と帰還電流よりはるかに大きい場合、検出抵抗を流れる電流は  $V_1$  の入力電流と同じです。

電流制限中、LT8228 は、ISET1P ピンの電圧を内部リファレンス電圧の代表値である  $1.21V$  に安定化します。 $V_1$  の出力電流制限値を  $I_{V1P(LIM)}$  とした場合、 $R_{SET1P}$  は式25に従って算出します。

$$R_{SET1P} = \frac{R_{IN1} \cdot 1.21V}{R_{SNS1} \cdot I_{V1P(LIM)}} \tag{25}$$

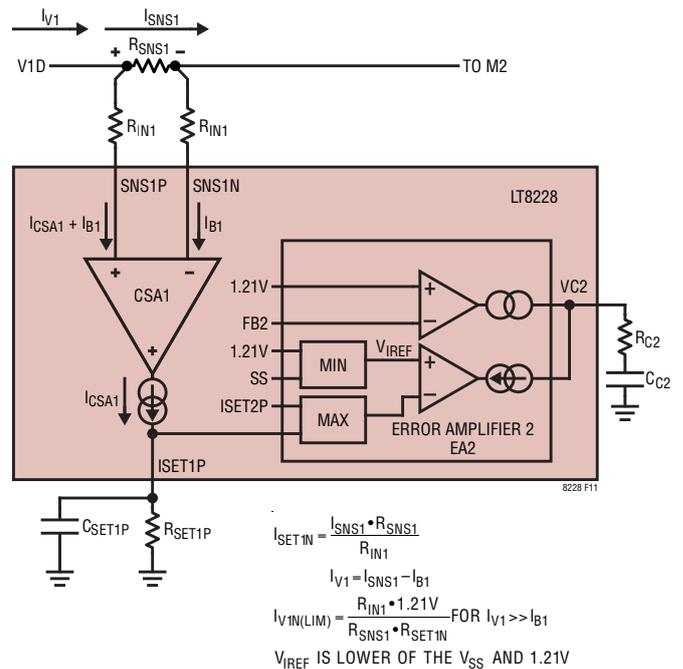


図11. ISET1Pでの  $V_1$  の出力電流制限プログラミング

アプリケーション情報

例えば、 $R_{SNS1}$  と  $R_{IN1}$  の値をそれぞれ  $2m\Omega$  と  $1.5k$  に設定した場合、 $R_{SET1P}$  を  $37.4k$  に設定すると、 $V_1$  の入力電流制限値は  $24.3A$  に設定されます。電流制限中、 $ISET1P$  ピンから流れ出す電流は  $32.4\mu A$  です。

上側MOSFETがスイッチング中にオンしているとき、 $ISET1P$  ピンの電流はインダクタ電流を表します。この電流は不連続で高スルー・レートです。電流制限値を目的の平均電流に確実に設定するには、コンデンサ  $C_{SET1P}$  を  $R_{SET1P}$  に並列接続することが必要です。並列コンデンサ  $C_{SET1P}$  により、 $ISET1P$  ピンのリップル電圧と、ノイズに起因するデューティ・サイクルのジッタが減少します。コンデンサ  $C_{SET1P}$  は電流レギュレーション・ループの安定性に影響するので、独断で大きな値にはしないでください。電流レギュレーション・ループの安定性については、レギュレーション・ループと安定性のセクションで詳細に説明します。

バッテリーの充電や放電などのアプリケーションでは、 $V_1$  の入力電流制限値を放電電流の条件に応じて設定します。 $V_2$  を電流負荷または抵抗負荷に接続する場合は、 $V_2$  で最大負荷電流を供給するのに必要な最大入力電流より  $V_1$  の入力電流制限値を  $10\% \sim 20\%$  大きく設定して、大量の過渡電流や  $I_{VIN(LIM)}$  閾値の変動に備えます。また、 $ISET1P$  ピンの抵抗値を調整することにより、動的な電流制御を行うこともできます。いくつかの動的な方法には、デジタル・ポテンショメータ、DACの使用による  $ISET1P$  抵抗のグラウンド・ノードの調整、 $ISET1P$  ノードでの電流の加減などがあります。

**$R_{SET1N}$  の選択による  $V_1$  の出力電流制限値の設定 (昇圧モード)**

降圧モードでは、抵抗  $R_{SET1N}$  を  $ISET1N$  とグラウンドの間に接続することにより、 $V_1$  の出力電流制限値が設定されます。 $V_1$  の電流検出アンプ CSA1 は、図 12 に示すように、検出抵抗  $R_{SNS1}$  を流れる電流  $I_{SNS1}$  に比例した電流を  $ISET1N$  ピンから出力します。 $R_{SNS1}$  と  $R_{IN1}$  の選択のセクションで説明したように、 $V_1$  の出力電流が CSA1 の入力バイアス電流よりはるかに大きい場合、検出抵抗を流れる電流は  $V_1$  の出力電流と同じです。

電流制限中、LT8228 は、 $ISET1N$  ピンの電圧を内部リファレンス電圧の代表値である  $1.21V$  に安定化します。 $V_1$  の入力

電流制限値  $I_{VIN(LIM)}$  の場合は、式 26 に従って  $R_{SET1N}$  を算出します。

$$R_{SET1N} = \frac{R_{IN1} \cdot 1.21V}{R_{SNS1} \cdot I_{VIN(LIM)}} \tag{26}$$

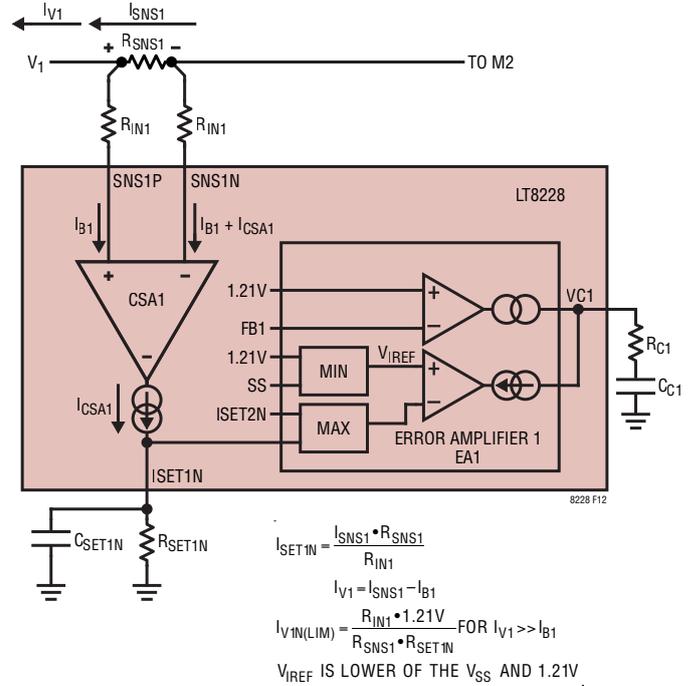


図 12.  $ISET1N$  での  $V_1$  の出力電流制限プログラミング

例えば、 $R_{SNS1}$  と  $R_{IN1}$  の値をそれぞれ  $2m\Omega$  と  $1.5k$  に設定した場合、 $R_{SET1N}$  を  $88.7k$  に設定すると、 $V_1$  の出力電流制限値は  $10.2A$  に設定されます。電流制限中、 $ISET1N$  ピンから流れ出す電流は  $13.6\mu A$  です。

上側MOSFETがスイッチング中にオンしているとき、 $ISET1N$  ピンの電流はインダクタ電流を表します。この電流は不連続で高スルー・レートです。電流制限値を目的の平均電流に確実に設定するには、コンデンサ  $C_{SET1N}$  を  $R_{SET1N}$  に並列接続することが必要です。並列コンデンサ  $C_{SET1N}$  により、 $ISET1N$  ピンのリップル電圧と、ノイズに起因するデューティ・サイクルのジッタが減少します。コンデンサ  $C_{SET1N}$  は電流レギュレーション・ループの安定性に影響するので、独断で大きな値にはしないでください。電流レギュレーション・ループの安定性については、レギュレーション・ループと安定性のセクションで詳細に説明します。

## アプリケーション情報

バッテリーの充電や放電などのアプリケーションでは、V<sub>1</sub>の出力電流制限値を充電電流の条件に応じて設定します。V<sub>1</sub>を電流負荷または抵抗負荷に接続する場合は、V<sub>1</sub>の出力電流制限値を最大負荷電流より10%~20%大きく設定して、大量の過渡電流やI<sub>V1P(LIM)</sub> 閾値の変動に備えます。また、ISET1Nピンの抵抗値を調整することにより、動的な電流制御を行うこともできます。いくつかの動的な方法には、デジタル・ポテンショメータ、DACの使用によるISET1N抵抗のグラウンド・ノードの調整、ISET1Nノードでの電流の加減などがあります。

### R<sub>MON1</sub> の選択によるV<sub>1</sub>の電流モニタリング

IMON1ピンから流れ出す電流は、図13に示すように、電流検出抵抗R<sub>SNS1</sub>の両端に生じる電圧の絶対値を、入力検出抵抗R<sub>IN1</sub>の値で割った値に等しくなります。この電流は、降圧モードでのV<sub>1</sub>の入力電流と昇圧モードでのV<sub>1</sub>の出力電流を表します。抵抗R<sub>MON1</sub>をIMON1とグラウンドの間に接続すると、電圧V<sub>MON1</sub>が発生し、これがADCによるモニタリングの対象となります。最大出力電圧V<sub>MON1MAX</sub>は、ADCの入力ダイナミック・レンジの80%~90% (代表値) になるよう設定されます。V<sub>MON1MAX</sub>は2.5Vより低くなるよう制限します。R<sub>MON1</sub>の値を式27によって計算します。

$$R_{MON1} = \frac{R_{IN1}}{I_{SNS1MAX} \cdot R_{SNS1}} V_{MON1MAX} \quad (27)$$

ここで、I<sub>SNS1MAX</sub>は、降圧モードでのV<sub>1</sub>の入力電流制限設定値I<sub>V1PLIM</sub>と、昇圧モードでのV<sub>1</sub>の出力電流制限設定値I<sub>V1NLM</sub>のいずれか大きい方です。フィルタリング・コンデンサC<sub>MON1</sub>を追加して、IMON1ピンでのリップル電圧を低減できます。

R<sub>SNS1</sub>を正電流が流れる場合、V<sub>1</sub>の入力電流はCSA1のバイアス電流と帰還電流の分だけ少なくなります。R<sub>SNS1</sub>を負電流が流れる場合、V<sub>1</sub>の出力電流はCSA1のバイアス電流の分だけ多くなります。このため、V<sub>1</sub>の電流が少ない場合は、CSA1のバイアス電流と帰還電流によって電流モニタ出力IMON1に誤差が生じます。

### 出力電圧、入力低電圧、および出力過電圧のプログラミング

降圧モードでは、LT8228のV<sub>2D</sub>の安定化出力電圧範囲は1.21V~100Vです。図14に示すように、出力電圧はFB2ピンの2つの外付け抵抗R<sub>FB2A</sub>とR<sub>FB2B</sub>の比によって設定されます。LT8228は出力をサーボ制御して、FB2ピンの電圧をグラウンド基準で1.21Vに維持します。図14に示す式を使用して出力電圧を計算します。昇圧モードでは、LT8228のV<sub>1D</sub>の安定化出力電圧範囲は1.21V~100Vです。出力電圧はFB1ピンの2つの外付け抵抗R<sub>FB1A</sub>とR<sub>FB1B</sub>の比によって設定されます。V<sub>1D</sub>の出力電圧をV<sub>2D</sub>の場合と同様に計算します。

昇圧モードでは、LT8228はV<sub>2</sub>の入力低電圧をUV2ピンで検出します。図14に示すように、立下がり側の低電圧閾値V<sub>2UVTH</sub>は2つの外付け抵抗R<sub>UV2A</sub>とR<sub>UV2B</sub>の比によって設定されます。UV2ピンに流れ込むDC電流はありません。図14に示す式を使用して低電圧閾値を計算します。降圧モードでは、LT8228はV<sub>1</sub>の入力低電圧をUV1ピンで検出します。立下がり側の低電圧閾値V<sub>1UVTH</sub>は2つの外付け抵抗R<sub>UV1A</sub>とR<sub>UV1B</sub>の比によって設定されます。低電圧閾値をV<sub>2UVTH</sub>の場合と同様に計算します。低電圧閾値のトリガ後は、立上がり閾値が100mV(代表値)だけ高くなります。アプリケーションに逆電圧保護機能が必要ない場合、外付け抵抗と直列のダイオードは不要です。

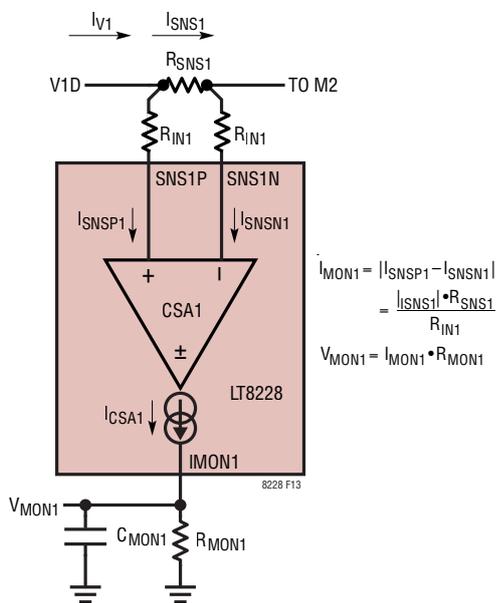


図13. IMON1でのV<sub>1</sub>の電流モニタリング

アプリケーション情報

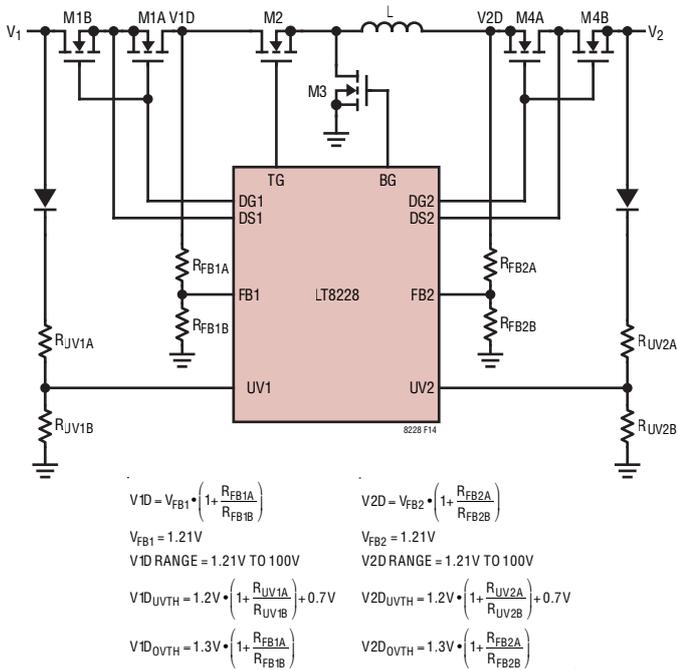


図 14. V<sub>2D</sub> および V<sub>1D</sub> の出力電圧、入力低電圧、および出力過電圧のプログラミング

出力過電圧閾値は、出力レギュレーション電圧より約 10% 高い値に設定されます。降圧モードでは、LT8228はV<sub>2D</sub>の出力過電圧をFB2ピンで検出します。図 14に示すように、立上がり側の過電圧閾値 V<sub>2DOVTH</sub>は2つの外付け抵抗 R<sub>FB2A</sub> と R<sub>FB2B</sub> の同じ比によって設定されます。昇圧モードでは、LT8228はV<sub>1D</sub>の出力過電圧をFB1ピンで検出します。図 14に示すように、立上がり側の過電圧閾値 V<sub>1DOVTH</sub>は2つの外付け抵抗 R<sub>FB1A</sub> と R<sub>FB1B</sub> の同じ比によって設定されます。過電圧閾値のトリガ後は、立下がり閾値が100mV (代表値) だけ低くなります。

パワー MOSFET の選択と効率に関する検討事項

図 15に示すように、LT8228には次の6つの外付けNチャンネル MOSFETが必要です。それは、(1) V<sub>1</sub>の保護 MOSFET M1AおよびM1B、(2) V<sub>2</sub>の保護 MOSFET M4AおよびM4B、(3) 上側のスイッチング MOSFET M2、(4) 下側のスイッチング MOSFET M3です。突入電流の制御もM3の短絡障害に対する保護も必要ない場合、M1BとM4Bはオプションです。MOSFETを選択する場合の重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧BV<sub>DSS</sub>、閾値電圧V<sub>GS(TH)</sub>、オン抵抗R<sub>DS(ON)</sub>、最大消費電力P<sub>D(MAX)</sub>、および安全動作領域(SOA)です。

スイッチング MOSFET M2およびM3の場合は、ミラー容量 C<sub>MILLER</sub>がもう1つの重要なパラメータです。保護 MOSFET とスイッチング MOSFET の選択基準は異なるので、別々のセクションで説明します。

保護 MOSFET (M1 および M4) の選択

保護 MOSFET M1 および M4 のドレイン-ソース間ブレイクダウン電圧 BV<sub>DSS</sub> は、印加する可能性がある最大のドレイン-ソース間電圧より高い必要があります。

保護 MOSFET M1A の場合、ドレインは V<sub>1D</sub> に接続されます。保護 MOSFET M1B の場合、ドレインは V<sub>1</sub> 端子に接続されます。M1A と M1B のソースは、両方とも DS1 に接続されます。V<sub>1</sub> をグラウンドに短絡するか、逆電源に接続した場合、M1A は V<sub>1D</sub> の電圧によってストレスを受けます。降圧モードの起動時に、V<sub>1D</sub> の電圧が 0V になると、M1B は V<sub>1</sub> での全電源電圧によってストレスを受けます。V<sub>1</sub> 端子でシングル MOSFET 構成にした場合は、M1A と同じ最大ストレス電圧を受けます。

保護 MOSFET M4A の場合、ドレインは V<sub>2D</sub> に接続されます。保護 MOSFET M4B の場合、ドレインは V<sub>2</sub> 端子に接続されます。M4A と M4B のソースは、両方とも DS2 に接続されます。V<sub>2</sub> をグラウンドに短絡するか、逆電源に接続した場合、M4A は V<sub>2D</sub> の電圧によってストレスを受けます。昇圧モードの起動時に、V<sub>2D</sub> の電圧が 0V になると、M4B は V<sub>2</sub> での全電源電圧によってストレスを受けます。V<sub>2</sub> 端子でシングル MOSFET 構成にした場合は、M4A と同じ最大ストレス電圧を受けます。

LT8228 は、保護 MOSFET M1 および M4 のゲートをそれらのソースより 10V (代表値) 高い電圧まで駆動します。内部クランプ回路により、ゲート駆動電圧は全温度範囲で最大 12V に制限されます。V<sub>1</sub> または V<sub>2</sub> の電圧が 24V より高いア

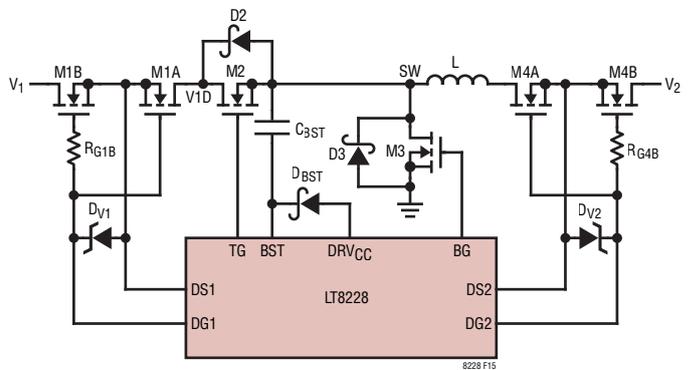


図 15. パワー MOSFET と部品の選択

## アプリケーション情報

アプリケーションでは、極端な過渡電圧発生時にMOSFETの $V_{GS(MAX)}$ を超えないようにするため、M1およびM4のゲートとソースの間に外付けのツェナー・クランプ・ダイオードを追加する必要があります。また、外付けのツェナー・クランプ・ダイオードを使用してゲート駆動電圧を低下させ、ロジックレベルのMOSFETと組み合わせて使用してもかまいません。DG1およびDG2の低電圧閾値は5V(代表値)に設定されます。ゲート駆動電圧は5.5Vより低くしないでください。また、ゲート抵抗 $R_{G1B}$ および $R_{G4B}$ はMOSFETの寄生発振を防ぐために必要であり、それぞれM1BおよびM4Bの近くに配置する必要があります。

MOSFETのオン抵抗( $R_{DS(ON)}$ )は、順方向電圧降下および消費電力に直接影響します。アナログ・デバイスでは、消費電力を低減するため、順方向電圧降下 $V_{FWD}$ が100mV以下のものを推奨します。MOSFETの $R_{DS(ON)}$ が式28の条件を満たすことを確認してください。

$$R_{DS(ON)} < \frac{V_{FWD}}{I_{M1,4(MAX)}} \quad (28)$$

ここで、 $I_{M1,4(MAX)}$ はM1またはM4を流れる最大電流です。 $V_1$ の入力電流制限値と出力電流制限値のうち大きい方がM1を流れる最大電流です。 $V_2$ の入力電流制限値と出力電流制限値のうち大きい方がM4を流れる最大電流です。

次に、式29に従って保護MOSFETの最大消費電力を計算します。

$$P_{DM1,4(MAX)} = I_{M1,4(MAX)}^2 \cdot R_{DS(ON)} \quad (29)$$

M1とM4の最大消費電力は、MOSFETのデータシートに記載されている消費電力のパラメータより小さくしてください。MOSFETのデータシートに記載の代表的な特性曲線に示すMOSFETの $R_{DS(ON)}$ および $P_D(MAX)$ パラメータの温度による影響を十分に検討して、MOSFETが安全動作領域内で動作することを確認します。複数のMOSFETを並列に使用して $R_{DS(ON)}$ を低減し、電力と熱の条件を満たすことができます。

降圧モードの起動時に、DG1がオンすると、 $V_1$ から突入電流が流れて $C_{DM1}$ と $C_{DM2}$ を充電します。突入電流が流れている間、M1Bは全電源電圧によってストレスを受けます。突入電流を制御して、M1Bを安全動作領域内に維持します。

昇圧モードの起動時に、DG2がオンすると、 $V_2$ から突入電流が流れて $C_{DM4}$ と $C_{DM2}$ を充電します。突入電流が流れている間、M4Bは全電源電圧によってストレスを受けます。突入電流を制御して、M4Bをその安全動作領域内に維持します。更に、昇圧モード時にDG1がオンすると、 $V_{1D}$ から $V_1$ 端子に突入電流が流れ、 $V_1$ と $V_{1D}$ の電圧が等しくなるまで出力負荷を充電します。この突入電流期間中、M1Aは $V_{1D}$ の電圧によってストレスを受けます。M1Aは、 $V_1$ がグラウンドに短絡した場合にも昇圧モード時にストレスを受けます。LT8228は調整可能なタイマー機能を使用して、M1Aを安全動作領域内に維持します。詳細については、突入電流の制御のセクションを参照してください。

### スイッチングMOSFET(M2およびM3)の選択

高電圧アプリケーションでのスイッチングMOSFET M2およびM3の最も重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧 $BV_{DSS}$ です。上側ゲートと下側ゲートの両方のMOSFETでは、オフ時間の間、ドレイン-ソース間のスイッチ・ノードに、最大入力電圧と余計なリングングを加えた電圧が発生します。したがって、ブレイクダウン電圧の仕様が適切なMOSFETを選択する必要があります。

60V~100VレンジのほとんどのMOSFETは閾値が高い(代表値は $V_{GS(TH)} \geq 4V$ )ため、LT8228は $DRV_{CC}$ ピンに10Vのゲート駆動電源を接続するように設計されています。M2とM3は10Vの最大VGS条件を満たす必要があります。

また、パワーMOSFETを選択するときは、消費電力を考慮することも重要です。消費電力を制限して、システムの効率を向上し、MOSFETを損傷する可能性がある過熱を防止する必要があります。消費電力を決定するパラメータは、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、入力電圧、出力電圧、最大出力電流、ミラー容量 $C_{MILLER}$ などです。

降圧モードでは、 $V_{1D}$ が入力電圧であり、 $V_{2D}$ が出力電圧です。M2はメイン・スイッチであり、M3は同期スイッチです。昇圧モードでは、 $V_{2D}$ が入力電圧であり、 $V_{1D}$ が出力電圧です。M3はメイン・スイッチであり、M2は同期スイッチです。

ミラー容量 $C_{MILLER}$ はメイン・スイッチMOSFETの過渡損失を決めるための最も重要な選択基準ですが、MOSFETメーカーのデータシートには直接規定されていません。ただし、MOSFETのデータシートに通常記載されているゲート電荷

アプリケーション情報

曲線から推定できます。この曲線は、図16に示すように、共通ソースの電流源負荷段のゲートに一定の入力電流を強制的に流し込み、ゲート電圧を時間に対してプロットして作成したものです。最初の傾斜した部分は、ゲート-ソース間およびゲート-ドレイン間容量の影響によるものです。曲線の平坦な部分は、ドレインが電流源負荷両端の電圧を下げるのに伴うドレイン-ゲート間容量のミラー乗算効果の結果です。上側の傾斜した部分は、ドレイン-ゲート間蓄積容量とゲート-ソース間容量によるものです。ミラー電荷(曲線が平坦なaからbまでの水平軸のクーロン値の増加分)は特定のV<sub>DS</sub>ドレイン電圧に対して規定されていますが、曲線で規定されているV<sub>DS</sub>値に対するアプリケーションのV<sub>DS</sub>の比を掛けることにより、異なるV<sub>DS</sub>電圧に対して補正することができます。C<sub>MILLER</sub>項を推定するには、メーカーのデータシートでa点-b点間でのゲート電荷の変化を求め、規定されているV<sub>DS</sub>電圧で割ります。

降圧モードと昇圧モードでは、M2とM3に対する消費電力の式が異なります。M2とM3は、パワー段のメイン・スイッチと同期スイッチの間で役割が入れ替わるからです。最大出力電流でのMOSFETの消費電力は、式30で与えられます。

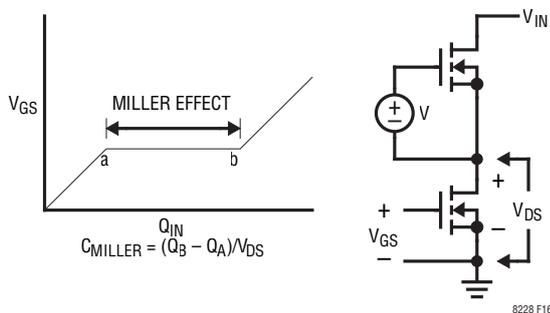


図16. ゲート電荷特性とミラー容量の計算

$$P_{M2(BUCK)} = \frac{V_{2D}}{V_{1D}} \cdot (I_{V2,MAX})^2 \cdot (1 + \delta) R_{DS(ON)} + V_{1D}^2 \cdot \frac{I_{V2,MAX}}{2} \cdot R_{DR} \cdot C_{MILLER} \cdot \left[ \frac{1}{V_{DRVCC} - V_{TH(IL)}} + \frac{1}{V_{TH(IL)}} \right] f \quad (30)$$

$$P_{M3(BUCK)} = \frac{V_{1D} - V_{2D}}{V_{1D}} \cdot (I_{V2,MAX})^2 \cdot (1 + \delta) R_{DS(ON)}$$

昇圧モードでは、最大電流での消費電力は式31で与えられます。

$$P_{M2(BOOST)} = \frac{V_{2D}}{V_{1D}} \cdot (I_{V1,MAX})^2 \cdot (1 + \delta) R_{DS(ON)}$$

$$P_{M3(BOOST)} = \frac{(V_{1D} - V_{2D}) \cdot V_{1D}}{V_{2D}^2} \cdot (I_{V1,MAX})^2 \cdot (1 + \delta) R_{DS(ON)} + k \cdot I_{V1,MAX} \cdot \frac{V_{2D}^3}{V_{1D}} \cdot C_{MILLER} \cdot f \quad (31)$$

ここで、 $\delta$ はR<sub>DS(ON)</sub>の温度係数、R<sub>DR</sub>は上側ドライバの実効抵抗(V<sub>GS</sub> = V<sub>MILLER</sub>のとき約1.5Ω)です。一般に、MOSFETの(1 +  $\delta$ )の項は、正規化されたR<sub>DS(ON)</sub>と温度の曲線の形式で与えられますが、高電圧MOSFETでは、0.6%/°Cに等しい $\delta$ に温度差を乗じた値を近似値として使用できます。V<sub>TH(IL)</sub>は、パワーMOSFETのデータシートで規定されている代表的なゲート閾値電圧です。逆回復電流によって生じた損失を反映する定数kは、ゲート駆動電流に比例し、その経験値は1.7です。C<sub>MILLER</sub>は、MOSFETのデータシートのゲート電荷曲線と上述の手法を使って計算した容量です。

降圧モードでは、両方のMOSFETにI<sup>2</sup>R損失がありますが、メイン・スイッチのMOSFET M2には遷移損失の追加項があり、これはV<sub>1D</sub>の電圧が高くなるにつれて大きな

## アプリケーション情報

ります。V<sub>ID</sub>の電圧が低い場合は、大型の(R<sub>DS(ON)</sub>の小さな) MOSFETの方が、一般に大電流時の効率が向上します。V<sub>ID</sub>の電圧が高い場合は、遷移損失がI<sup>2</sup>R損失の大勢を占めるため、小型の(R<sub>DS(ON)</sub>が大きくC<sub>MILLER</sub>が小さな) MOSFETをメイン・スイッチにした方が効率が上がる可能性があります。同期スイッチ MOSFET M3の損失が大きくなるのは、上側 MOSFET のデューティ・サイクル・ファクタが低くてV<sub>ID</sub>の電圧が高くなる時、同期スイッチがスイッチング周期の100%近くオンになる短絡時です。

昇圧モードでは、両方の MOSFET に I<sup>2</sup>R 損失がありますが、メイン・スイッチの下側 MOSFET M3 には遷移損失の追加項があり、これは V<sub>2D</sub> の電圧が低くなるにつれて大きくなります。V<sub>2D</sub> の電圧が高い場合は、大型の (R<sub>DS(ON)</sub> の小さな) MOSFET の方が、一般に大電流時の効率が向上します。V<sub>2D</sub> の電圧が低い場合は、遷移損失が I<sup>2</sup>R 損失の大勢を占めるため、小型の (R<sub>DS(ON)</sub> が大きく C<sub>MILLER</sub> が小さな) MOSFET をメイン・スイッチにした方が効率が上がる可能性があります。同期スイッチ MOSFET M2 の損失が大きくなるのは、上側 MOSFET のデューティ・サイクル・ファクタが低くて V<sub>2D</sub> の電圧が高くなる時、同期スイッチがスイッチング周期の100%近くオンになる過電圧時です。

LT8228 の代表的なアプリケーションでは、V<sub>1D</sub> の方が V<sub>2D</sub> より電圧が高くなります。V<sub>1D</sub> は降圧入力と昇圧出力であるのに対して V<sub>2D</sub> はそれぞれ降圧出力と昇圧入力であるからです。このため、降圧モードでは小型の M2 (R<sub>DS(ON)</sub> が大きい C<sub>MILLER</sub> が小さい) が求められるのに対して、昇圧モードでは大型の M2 (小さい R<sub>DS(ON)</sub>) が求められます。同様に、降圧モードでは大型の M3 (小さい R<sub>DS(ON)</sub>) が求められるのに対して、昇圧モードでは小型の M3 (R<sub>DS(ON)</sub> が大きい C<sub>MILLER</sub> が小さい) が求められます。降圧モードと昇圧モードの両方で効率を最適化できるように上側 MOSFET M2 と下側 MOSFET M3 を選択します。

複数の MOSFET を並列に使用して R<sub>DS(ON)</sub> を低減し、アプリケーションの電流と熱の条件を満たすことができます。LT8228 は大型で低インピーダンスのドライバを内蔵しており、大きなゲート容量を駆動しても遷移時間が大幅に長く

ならず済みます。非常に少ないゲート電荷で MOSFET を駆動する場合は、小さなゲート抵抗 (2Ω以下) を追加してドライバを低速化すると、スイッチ・ノードのリングングとスイッチ・ノードの高速遷移に起因する EMI を低減するのに役立つことがあります。

### オプションのショットキー・ダイオード (D2 および D3) の選択

降圧モードでは、メイン・スイッチの MOSFET M2 がオフして同期スイッチの MOSFET M3 がオンする遷移時間中に、下側 MOSFET M3 のボディ・ダイオードが導通します。M3 のボディ・ダイオードは、このデッド・タイム中に導通するに伴って、電荷を蓄積します。ブロック図のセクションに示すように、ショットキー・ダイオード D3 を下側 MOSFET M3 と並列に配置して、ボディ・ダイオードの導通による逆回復電流を大幅に低減します。これにより、システムの効率を向上して M3 での消費電力を抑えます。昇圧モードでは、降圧モードと同様に、メイン・スイッチの下側 MOSFET M3 がオフして同期スイッチの上側 MOSFET M2 がオンする遷移時間中に、上側 MOSFET M2 のボディ・ダイオードが導通します。ブロック図のセクションに示すように、ショットキー・ダイオード D2 を上側 MOSFET M2 と並列に配置して、逆回復電流を低減し、システムの効率を向上して、M2 での消費電力を抑えます。

このダイオードが効果を発揮するには、このダイオードとスイッチの間のインダクタンスをできるだけ小さくする必要がありますので、これらの部品は必ず隣接させて配置します。V<sub>ID</sub> の電圧が代表値で 40V より高いアプリケーションでは、特に高温で過剰な逆もれ電流が流れるショットキー・ダイオードは避けてください。一部の超低 V<sub>F</sub> ダイオードでは、順方向電圧を下げるために高温でのもれ電流の増加を犠牲にしています。逆電圧が高く逆電流が大きい組み合わせでは、ダイオードが自己発熱する可能性があります。効率が低下するだけでなく、もれ電流も増加する可能性があるため、更に温度が上昇します。熱抵抗の低いパッケージを選択して、ダイオードの自己発熱を最小限に抑えてください。

アプリケーション情報

上側 MOSFET ドライバの電源 (C<sub>BST</sub>、D<sub>BST</sub>)

SWピンとBSTピンの間に接続されている外付けのブートストラップ・コンデンサ C<sub>BST</sub> は、上側 MOSFET M2 のゲート駆動電圧を供給します。スイッチ・ノードがローの場合、DRV<sub>CC</sub> は外付けダイオード D<sub>BST</sub> を介してこのコンデンサを充電します。M2 がオンすると、スイッチ・ノードの電圧は V<sub>1</sub> まで上昇し、BSTピンの電圧はほぼ V<sub>1</sub> + DRV<sub>CC</sub> まで上昇します。昇圧コンデンサは、上側 MOSFET が必要とするゲート電荷の約 100 倍の電荷を蓄積する必要があります。大半のアプリケーションでは、0.1 μF ~ 0.47 μF の X5R または X7R 高誘電率系コンデンサで十分です。

外付けダイオードの逆ブレイクダウン電圧 D<sub>BST</sub> は V<sub>1(MAX)</sub> より大きくなければなりません。外付けダイオードのもう 1 つの重要な検討事項は、逆回復電流と逆もれ電流で、どちらも逆電圧が最大のとき過剰な逆電流の原因となる可能性があります。逆電流に逆電圧を掛けた値が消費電力の許容最大値を超えると、ダイオードは損傷することがあります。最善の結果を得るには、回復が非常に高速で低もれ電流のダイオードを使用してください。

電力経路コンデンサの選択

V<sub>1</sub> でのコンデンサの選択 (C<sub>V1</sub>、C<sub>DM1</sub>、および C<sub>DM2</sub>)

V<sub>1</sub> 端子を長い導線を介して電圧源または負荷に接続するアプリケーションでは、導線の寄生インダクタンスと C<sub>DM1</sub> によって Q 値の高い LC 共振タンク回路が形成されます。短絡など、V<sub>1</sub> に大きな過渡状態が生じている間は、共振周波数によって V<sub>1</sub> に高電圧の発振が生じます。この場合、V<sub>1</sub> は負になり、V<sub>1</sub> の保護 MOSFET M1 はオフになります。M1 のドレイン-ソース間の電圧ブレイクダウンを防止するには、バイ

パス・コンデンサ C<sub>V1</sub> と直列抵抗を V<sub>1</sub> に追加して、共振回路を減衰させます。アルミ電解コンデンサなどの高 ESR コンデンサは負電圧に耐えられないので、低 ESR のセラミック・コンデンサを使用し、抵抗を直列に追加します。

上側 MOSFET M2 のドレインは、降圧パワー段の入力かつ昇圧パワー段の出力です。このノードのコンデンサ C<sub>DM2</sub> と、V<sub>1D</sub> の C<sub>DM1</sub> は、降圧モードでは入力バイパス・コンデンサとして、昇圧モードでは出力フィルタリング・コンデンサとして機能します。M2 のドレインと V<sub>1D</sub> の間に接続した R<sub>SNS1</sub> は、V<sub>1</sub> の入力電流と出力電流をモニタして安定化するために使用されます。また、R<sub>SNS1</sub> は、MOSFET の短絡検出のため、M2 を流れる瞬時電流を検出する目的でも使用されます。基板上的相対的な配置が原因で、R<sub>SNS1</sub> は C<sub>DM2</sub> から流れ出る M2 の瞬時電流を検出しません。したがって、C<sub>DM2</sub> に容量を接続すると、LT8228 の MOSFET 短絡検出機能が妨げられます。その一方で、C<sub>DM2</sub> の容量は、ホット・ループでの EMI と AC エネルギーを低減するのに必要です。MOSFET の実効的な短絡検出を確実に行うだけでなく、EMI と AC エネルギー消費を確実に抑えるには、C<sub>DM1</sub> と C<sub>DM2</sub> の間で容量を分散することが必要です。

上側 MOSFET M2 を流れる電流は、降圧モードでも昇圧モードでも不連続です。降圧モードの連続動作では、上側 MOSFET のドレイン電流は、デューティ・サイクルが V<sub>2D</sub>/V<sub>1D</sub> のほぼ矩形波であり、C<sub>DM1</sub> と C<sub>DM2</sub> によって瞬時に供給されます。降圧モードで大きな入力過渡電圧が発生しないようにするには、上側 MOSFET M2 を流れ、式 32 で与えられる最大実効値電流 I<sub>RMS</sub> に対応するサイズの低 ESR コンデンサを使用します。

$$I_{RMS} = I_{V2(MAX)} \cdot \frac{V_{2D}}{V_{1D}} \sqrt{\frac{V_{1D}}{V_{2D}} - 1} \tag{32}$$

ここで、I<sub>V2(MAX)</sub> は、降圧モードでの最大出力電流です。この式は V<sub>1D</sub> の電圧が V<sub>2D</sub> の安定化電圧の 2 倍のときに最大値になり、その場合 I<sub>RMS</sub> は I<sub>V2(MAX)</sub> の半分になります。この単純で最も厳しい条件が設計によく使用されます。コンデンサ・メーカーが規定するリップル電流定格は、多くの場合わずく 2000 時間の寿命試験に基づいています。このため、コンデンサを更にデレーティングするか、要求より高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。

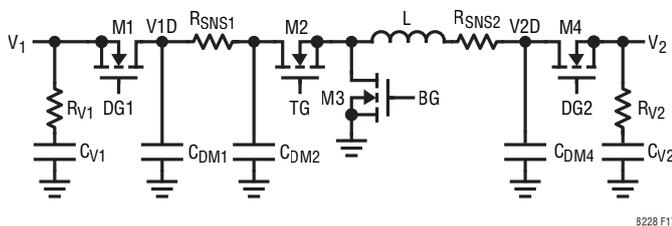


図 17. V<sub>1</sub> および V<sub>2</sub> での電力経路コンデンサの選択

## アプリケーション情報

また、 $C_{DM1}$ と $C_{DM2}$ は、昇圧モードでは出力フィルタリング・コンデンサとしても機能し、上側MOSFET M2を流れる不連続電流に起因するリップル電流を低減します。昇圧モードでは、与えられた出力リップル電圧に見合ったコンデンサを選択するときに、ESRとバルク容量の影響について検討する必要があります。バルク容量の充放電による定常状態の最大リップル電圧は、式33によって与えられます。

$$\Delta V_{BULK} = \frac{I_{V1(MAX)} \cdot (V_{1D} - V_{2D(MIN)})}{C_{DM2} \cdot V_{1D} \cdot f} \quad (33)$$

ここで、 $I_{V1(MAX)}$ は、昇圧モードでの最大出力電流であり、 $f$ はスイッチング周波数です。ESR両端の電圧降下による定常状態のリップルは、式34によって与えられます。

$$\Delta V_{ESR} = I_{L(MAX)} \cdot ESR \quad (34)$$

ここで、 $I_{L(MAX)}$ は、昇圧モードでの最大インダクタ電流です。上側MOSFET M2のドレインでの電圧リップルは、降圧容量とESRに起因する全リップルです。低ESRのタンタル・コンデンサとOS-CONコンデンサは、35Vより高い電圧では通常使用できません。したがって、 $V_1$ と $V_2$ の電圧が高い場合は、セラミック・コンデンサまたはアルミ電解コンデンサを使用する必要があります。

セラミック・コンデンサを使用するときは、十分な検討が必要です。メーカーは様々な誘電体を使用してセラミック・コンデンサを製造しており、それぞれ温度や印加電圧によって動作が異なります。最も一般的な誘電体は、Z5U、Y5V、X5R、およびX7RのEIA温度特性コードによって規定されています。Z5UとY5Vの誘電体は、高いCV積を小型パッケージ、低価格で実現していますが、高い電圧係数と温度係数を示します。X5RとX7Rの誘電体は、はるかに安定した特性が得られるので、 $C_{DM2}$ コンデンサとして使用するのに適しています。

X7Rタイプは動作温度範囲が広く温度安定性が優れているのに対して、X5Rタイプは安価で大きな値のものを入手できます。X5RやX7Rのコンデンサを使用する場合でも注意することがあります。X5RとX7Rのコードは動作温度範囲と全温度範囲での最大容量変化を規定するだけです。X5RとX7RのコンデンサのDCバイアスによる容量変化は小さいものの、コンデンサの値が適切なレベルを下回るほど低下することがあります。コンデンサのDCバイアス特性は部品の

ケース寸法が大きいほど向上する傾向がありますが、動作電圧での必要な容量を検証する必要があります。

電圧係数と温度係数だけが問題になるわけではありません。セラミック・コンデンサの中には圧電効果を示すものがあります。圧電デバイスは、圧電型加速度センサーや圧電マイクロフォンの動作原理と同様、機械的応力によって端子間に電圧を発生します。セラミック・コンデンサの場合、システムの振動や熱過渡によって応力が誘起されます。発生した電圧によって、かなりの大きさのノイズが生じることがあります。

設計でのサイズまたは高さの条件を満たすため、通常はアルミ電解コンデンサとセラミック・コンデンサの組み合わせが必要です。組み合わせで使用した場合、アルミ電解コンデンサに流れる実効値電流のパーセント値は、式35により与えられます。

$$\%I_{RMS,ALUM} \approx \frac{100\%}{\sqrt{1 + (8 \cdot f \cdot C_{CER} \cdot (R_{ESR(ALUM)}))^2}} \quad (35)$$

ここで、 $R_{ESR(ALUM)}$ はアルミ電解コンデンサのESRであり、 $C_{CER}$ はセラミック・コンデンサの全容量です。こうすることで $C_{DM2}$ での実効値電流が減少するので、容量を小さくできます。アルミ電解コンデンサのESRは、セラミック・コンデンサの高いQ値を抑えて、リングングを最小限に減らすのに役立ちます。更に、バッテリーなど、ソース・インピーダンスの高い電源に対してバルク容量をもたらします。

$C_{DM1}$ と $C_{DM2}$ のコンデンサを選択することによって、それぞれ実効値電流と出力リップル電圧に関する降圧と昇圧の両方の条件を満たすことを確認してください。

### $V_2$ でのコンデンサの選択( $C_{DM4}$ および $C_{V2}$ )

$V_2$ の保護MOSFET M4のドレインは、昇圧パワー段の入力かつ降圧パワー段の出力です。コンデンサ $C_{DM4}$ は、降圧モードでは出力フィルタリング・コンデンサとして機能し、昇圧モードでは入力バイパス・コンデンサとして機能します。 $V_2$ の保護MOSFET M4を流れる電流は、降圧モードでも昇圧モードでも連続しています。

降圧モードでは、出力リップル電圧を最小限に抑えるために必要なESRが $C_{DM4}$ の最優先の選択要因であり、その後

## アプリケーション情報

にフィルタリング条件と実効値電流定格の条件が続きます。出力リップル電圧 ( $\Delta V_{2D}$ ) は、式 36 にほぼ等しくなります。

$$\Delta V_{2D} = \Delta I_L \cdot \left( ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{DM4}} \right) \quad (36)$$

$\Delta I_L$  は入力電圧に伴って増加するので、出力リップルは最大入力電圧のときに最も大きくなります。また、ESR も負荷過渡応答に大きく影響します。出力での負荷の急速な遷移は  $C_{DM4}$  の ESR 両端での電圧として現れ、その状況は LT8228 内での帰還ループがインダクタ電流を変化させて遷移後の負荷電流値に一致するまで続きます。通常は、出力リップル電圧の条件が満たされれば、その容量はフィルタリングするのに十分であり、かつ必要な実効値電流定格を備えています。

昇圧モードでは、 $C_{DM4}$  の必要な最小値は  $V_2$  でのソース・インピーダンスの関数であり、通常はソース・インピーダンスが高くなるほど必要な容量も大きくなります。必要な昇圧入力容量の大きさはデューティ・サイクルによっても大きく影響されます。高いデューティ・サイクルで動作する大出力電流アプリケーションは、DC 電流とリップル電流の両方の点で、入力電源に大きな負担を負わせることがあります。

$C_{DM2}$  の場合と同様に、 $C_{DM4}$  もそれぞれ出力リップル電圧とソース・インピーダンスに関する降圧と昇圧の両方の条件を満たす必要があります。設計でのサイズまたは高さの条件を満たすため、通常はアルミ電解コンデンサとセラミック・コンデンサの組み合わせが必要です。

$V_2$  端子を長い導線を介して電圧源または負荷に接続するアプリケーションでは、導線の寄生インダクタンスと  $C_{DM4}$  によって Q 値の高い LC 共振タンク回路が形成されます。短絡など、 $V_2$  に大きな過渡状態が生じている間は、共振周波数によって  $V_2$  に高電圧の発振が生じます。この場合、 $V_2$  は負になり、 $V_2$  の保護 MOSFET M4 はオフになります。M4 のドレイン・ソース間の電圧ブレイクダウンを防止するには、バイパス・コンデンサ  $C_{V2}$  と直列抵抗  $R_{V2}$  を  $V_2$  に追加して、共振回路を減衰させます。アルミ電解コンデンサなどの高 ESR コンデンサは負電圧に耐えられないので、低 ESR のセラミック・コンデンサを使用し、抵抗を直列に追加します。

## ループ補償

LT8228 の補償を設定する場合には、降圧モードと昇圧モードの両方で検討が必要な帰還ループが 3 つあります。それらのループとは、(1) 出力電圧ループ、(2) 出力電流制限ループ、(3) 入力電流制限ループです。降圧モードでは、LT8228 は内部のトランスコンダクタンス・エラー・アンプ EA2 を使用して、 $V_{2D}$  の出力電圧、 $V_2$  の出力電流制限値、および  $V_1$  の入力電流制限値を安定化します。エラー・アンプ出力  $V_{C2}$  は、降圧モードの電圧と電流制限ループを補償します。昇圧モードでは、LT8228 は別のトランスコンダクタンス・エラー・アンプ EA1 を使用して、 $V_{1D}$  の出力電圧、 $V_1$  の出力電流制限値、および  $V_2$  の入力電流制限値を安定化します。エラー・アンプ出力  $V_{C1}$  は、昇圧モードの電圧と電流ループを補償します。別の補償ピンにより、降圧モードと昇圧モードの両方を個別に最適化できます。電圧ループの安定性は、インダクタ値、電流検出抵抗とその入力ゲイン抵抗、出力容量、負荷電流、および  $V_C$  の補償抵抗とコンデンサによって決まります。電流ループの安定性は、インダクタ値、 $I_{SET}$  の抵抗とそのコンデンサ、および  $V_C$  の補償抵抗とコンデンサによって決まります。インダクタ、電流検出抵抗、入力ゲイン抵抗、出力コンデンサおよび  $I_{SET}$  の抵抗は、これまでのセクションで説明したように、性能、サイズ、およびコストに基づいて選択します。 $V_C$  の補償抵抗とコンデンサおよび  $I_{SET}$  のコンデンサは、電圧ループと電流ループの応答および安定性を最適化するように設定します。

降圧モードの補償回路は、 $V_{C2}$  ピンとグラウンドの間に直列接続した抵抗  $R_{C2}$  とコンデンサ  $C_{C2}$  で構成されます。また、オプションの並列コンデンサを  $V_{C2}$  ピンとグラウンドの間に接続して、高周波ノイズをフィルタで除去することもできます。 $R_{C2}$  と  $C_{C2}$  は、 $V_{2D}$  の電圧ループ安定性に基づいて設定します。代表的な降圧モード・アプリケーションでは、10nF の補償コンデンサ  $C_{C2}$  が適しています。補償容量を低減すると、ループの帯域幅が増加します。ただし、帯域幅が高くなると LC 出力フィルタのポールが原因でループが不安定になることがあります。 $V_{2D}$  での出力容量を低減した場合は、安定性確保のため、 $C_{C2}$  の値を大きくすることが必要になります。直列抵抗  $R_{C2}$  を使用して  $V_{C2}$  ピンのスルー・レートを高くし、負荷または入力に過渡状態の間、出力電流



## アプリケーション情報

げます。M1Bはソース・フォロワとして動作します。また、式37が成り立ちます。

$$I_{\text{INRUSH,BUCK}} = \frac{10\mu\text{A} \cdot (C_{\text{DM1}} + C_{\text{DM2}})}{C_{\text{DG1}}} \quad (37)$$

標準的応用例では、 $C_{\text{DG1}}$ を6.8nFに、 $R_{\text{DG1}}$ を10kΩにすることを推奨します。M1BのSOAを慎重に検討して、 $V_1$ での最大電圧と突入電流 $I_{\text{INRUSH,BUCK}}$ によって加わる最大のストレスに耐えられることを確認します。

昇圧モードの起動時に、DG2がオンすると、 $V_2$ から突入電流が流れて $C_{\text{DM4}}$ 、 $C_{\text{DM2}}$ 、および $C_{\text{DM1}}$ を充電します。突入電流が流れている間、M4Bは $V_2$ での全電源電圧によってストレスを受けます。突入電流が制御されないと、M4BはそのSOA範囲外で動作して損傷します。LT8228は、DG2ピンの電圧スルー・レートを制御することによって突入電流を制御します。図18に示すように、抵抗 $R_{\text{DG2}}$ とコンデンサ $C_{\text{DG2}}$ はこのために使用されます。起動時には、10μAのプルアップ電流がDG2を充電して、M4AとM4Bの両方のゲート電圧を引き上げます。M4Bはソース・フォロワとして動作します。また、式38が成り立ちます。

$$I_{\text{INRUSH,BOOST}} = \frac{10\mu\text{A} \cdot (C_{\text{DM1}} + C_{\text{DM2}} + C_{\text{DM4}})}{C_{\text{DG2}}} \quad (38)$$

標準的応用例では、 $C_{\text{DG2}}$ を3.3nFに、 $R_{\text{DG1}}$ を10kΩにすることを推奨します。M4BのSOAを慎重に検討して、 $V_2$ での最大電圧と突入電流 $I_{\text{INRUSH,BOOST}}$ によって加わる最大のストレスに耐えられることを確認します。

昇圧モードでは、DG2が最初に充電され、これによって $V_{2D}$ は $V_2$ の電圧まで充電され、 $V_{1D}$ は $V_{2D}$ より電圧が高くなります。DG2の電圧がその低電圧閾値を超えると、DG1は充電を開始します。 $V_{1D}$ から突入電流が流れて $V_1$ の負荷を充電します。降圧モードと同様に、昇圧出力の突入電流はコンデンサ $C_{\text{DG1}}$ によって制限されます。M1Aはソース・フォロワとして動作します。また、式39が成り立ちます。

$$I_{\text{INRUSH,BOOST,OUTPUT}} = \frac{10\mu\text{A} \cdot (C_{\text{V1}})}{C_{\text{DG1}}} \quad (39)$$

降圧モードでは、DG2が充電を開始するとき $V_{2D}$ は0Vなので、出力突入電流は流れません。ただし、起動時に $V_2$ がプリバイアスされていると、 $V_2$ から $V_{2D}$ へ出力突入電流が流れるので、昇圧モードでの入力突入電流と同様です。

## 昇圧出力の短絡保護とタイマー

### 昇圧出力 $V_1$ の短絡電流制御

昇圧モードで、過剰な負荷が原因で $V_1$ の電圧が $V_2$ より低くなった場合や、 $V_1$ がグラウンドに短絡した場合は、TG MOSFET M2のボディ・ダイオードが原因で、スイッチング MOSFETを流れる出力電流を安定化できません。こうした状況下で電流を制限できない他の昇圧コントローラとは異なり、LT8228は $V_1$ の保護MOSFET M1 (M1AはデュアルMOSFET構成)を使用して出力短絡電流を制限します。図19に示すように、LT8228は抵抗 $R_{\text{SNS1}}$ の両端で出力電流を検出して、ISET1Nピンで比例電流を出力します。M1は、DG1を制御することにより、ISET1Nピンの電圧が1.4Vになるように出力電流を制限します。出力短絡電流 $I_{\text{V1,SHORT}}$ は、式40に従って設定されます。

$$I_{\text{V1,SHORT}} = \frac{R_{\text{IN1}}}{R_{\text{SNS1}} \cdot R_{\text{SET1N}}} \cdot 1.4\text{V} \quad (40)$$

電流制限値を低減するには、ISET1Nピンに追加の電流を流し込むか、ISET1N抵抗を動的に大きくします。ISET1Nピンの電圧が、 $V_1$ の短絡電流制御時にスイッチング電流制限リファレンスの代表値より高い値に安定化されるのに伴って、昇圧モードでの $V_1$ の出力電流制限ループがLT8228のスイッチングを停止します。これにより、昇圧モードでの $V_1$ の出力電流制限時に $V_1$ の出力短絡電流制御が干渉されることもなくなります。デュアル・バック・トゥ・バック MOSFET構成を使用する場合は、外付け補償抵抗 $R_{\text{DG1}}$ とコンデンサ $C_{\text{DG1}}$ を使用して、 $V_1$ の出力短絡電流制御ループを安定化します。デュアル・バック・トゥ・バック MOSFET構成では、 $R_{\text{DG1}}$ とコンデンサ $C_{\text{DG1}}$ をDG1とグラウンドの間に直列に接続します。シングル MOSFET構成では、DG1ピンとDS1ピンの間( $V_1$ の保護MOSFET M1のゲートとソースの間)に配置します。突入電流を制限するため、 $C_{\text{DG1}}$ は既に設置されています。 $R_{\text{DG1}}$ を設置して、 $R_{\text{SET1N}}$ と $C_{\text{SET1N}}$ によって生じたポールを打ち消します。

アプリケーション情報

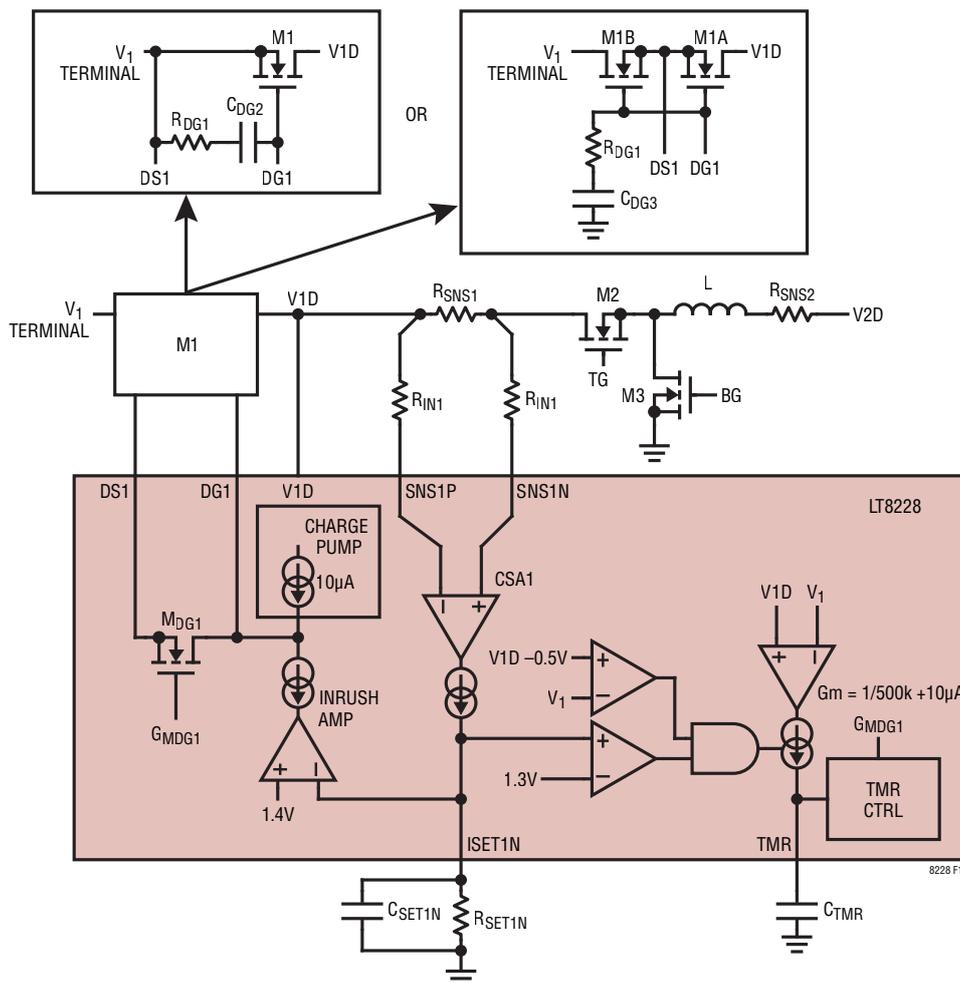


図 19. 昇圧モードでの出力短絡時の M1 の保護

過電流障害と障害タイマー

$V_1$  の出力短絡電流制御期間中、M1 または M1A は、 $V_2$  の電源電圧と同じ高さになる可能性がある  $V_{1D}$  の電圧によってストレスを受けます。ISET1N ピンで設定された電流と相まって、M1 でのエネルギー消費量は安全動作領域 (SOA) を超える可能性があります。M1 動作を SOA 範囲内に維持するため、LT8228 は過電流障害検出回路と調整可能な障害タイマーを内蔵しています。過電流障害が発生するのは、ISET1N ピンの電流制限回路が作動している時間が、TMR ピンのタイマー・コンデンサによって設定されるタイムアウト遅延時間より長くなり、 $V_{1D}$  が (DS1 を使用して検出した)  $V_1$  より 500mV 高くなったときです。その後、DG1 ピンは DS1 ピンに流れ込む 80mA によって直ちにローになり、M1 をオフします。障害状態が解消されて冷却期間に入ると、DG1 ピンを

再度プルアップして保護 MOSFET M1 をオンさせることができます。

TMR ピンとグラウンドの間にコンデンサを接続すると、過電流障害状態の発生時に MOSFET M1 がオフになるまでの遅延時間が設定されます。また、障害状態が解消された後に M1 がオンに戻るまでできるまでの冷却期間も、同じコンデンサで設定します。ISET1N ピンの電流制限回路は、ISET1N ピンの電圧が 1.3V より高くなると作動します (代表的な性能特性のセクションの ISET1N の突入電流制限閾値のグラフを参照してください)。ISET1N ピンの電流制限回路が作動すると、電流源が TMR ピンを充電します。電流レベルは、 $V_{1D}$  ピンと DS1 ピンの間の電圧降下 (MOSFET M1 または M1A の  $V_{DS}$  に対応) に応じて変化します。オン時間は MOSFET での電圧降下に反比例します。したがって、この

アプリケーション情報

方式は、タイマー電流が一定の方式と比べて、MOSFETの使用可能な安全動作領域(SOA)をより有効に活用しています。

過電流障害状態時は、タイマー電流は  $V_{ID} - V_1$  が0.5Vの場合の  $10\mu\text{A}$  から始まり、 $V_{ID} - V_2$  が100Vの場合の  $210\mu\text{A}$  まで増加します(図20および式41)。

$$I_{TMR(UP)OC} = 10\mu\text{A} + 2[\mu\text{A}/\text{V}] \cdot (V_{ID} - V_1 - 0.5\text{V}) \quad (41)$$

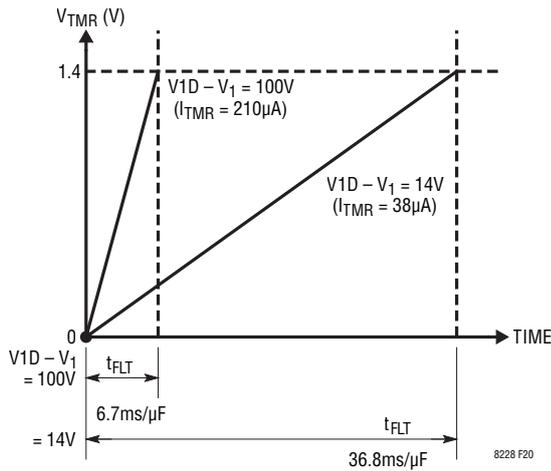


図20. LT8228の障害タイマー電流

この配置により、過電流発生時にパス・デバイスを迅速にオフできます。過電流発生時にM1での  $V_{DS}$  の電圧が高い場合、より多くの電力が消費されるためです。過電流発生時に  $V_{ID} - V_1$  間電圧が異なる場合のタイマー電流については、代表的な性能特性のセクションを参照してください。

TMRピンの電圧が1.4Vの閾値を超えると、パス・デバイスM1は直ちにオフします。 $V_{ID} - V_1$  が一定であるとする、過電流障害時のDG1のオン時間は式42で表されます。

$$T_{OC} = \frac{C_{TMR} \cdot 1.4\text{V}}{I_{TMR(UP)OC}} \quad (42)$$

障害状態時にTMRピンの電圧が1.4Vに達してDG1がローになると、TMRピンは  $2\mu\text{A}$  の電流で直ちに放電を開始します。TMRピンの電圧が0.4Vまで低下すると、TMRピンは  $2\mu\text{A}$  で充電されます。TMRピンの電圧が1.4Vに達すると、 $2\mu\text{A}$  で再び放電を開始します。このパターンは32回繰り返され、再試行までの長い冷却タイマー期間が形成されます。

冷却期間の最後(TMRピンの電圧が0.4Vに低下する回数が32回に達したとき)に、LT8228は再試行してDG1ピンの電圧を上昇させ、パス・デバイスM1をオンします。全冷却タイマー期間は式43で与えられます。

$$T_{COOL} = \frac{63 \cdot C_{TMR} \cdot 1\text{V}}{2\mu\text{A}} \quad (43)$$

過電流障害状態での  $V_1$  保護MOSFET M1のデューティ・サイクルについては、代表的な性能特性のセクションを参照してください。

FAULT状態

FAULTピンは、内部と外部の障害をフラグで通知するオープンドレインのロジック出力です。このピンには直列抵抗を接続して、マイクロコントローラの電源またはINTV<sub>CC</sub>にプルアップします。プルアップ抵抗と直列にLEDを追加して、視覚的な状態表示に対応できます。LT8228は、以下の状態ではFAULTピンをプルダウンします。

1. **温度障害**: ジャンクション温度が165°C(代表値)を超えます。
2. **V<sub>CC</sub>障害**: DRV<sub>CC</sub>またはINTV<sub>CC</sub>が低電圧閾値より低くなります。DRV<sub>CC</sub>の閾値は6.5Vに、INTV<sub>CC</sub>の閾値は3.4Vに設定されています(代表値)。
3. **入力低電圧障害**: 降圧モードでは、UV1が低電圧閾値の1.2V(代表値)より低くなります。昇圧モードでは、UV2が低電圧閾値の1.2V(代表値)より低くなります。
4. **出力過電圧障害**: 降圧モードでは、FB2が過電圧閾値の1.3V(代表値)より高くなります。昇圧モードでは、FB1が過電圧閾値の1.3V(代表値)より高くなります。
5. **DGの障害**: DG1またはDG2が低電圧閾値の4.5V(代表値)より低くなります。
6. **TG MOSFET M2またはBG MOSFET M3の短絡障害**: LT8228は、抵抗R<sub>SNS1</sub>およびR<sub>SNS2</sub>を使用してM2またはM3の短絡障害を検出します。
7. **リファレンスの障害**: 2つの内部リファレンスの互いの電圧差が10%以上あります。

## アプリケーション情報

8. **内部診断障害**: LT8228は、エラー・アンプEA1およびEA2、電流検出アンプCSA1およびCSA2、および発振器の機能を起動時に検査します。機能テストに合格できないと、内部診断障害となります。

FAULTピンがアサートされると、出力過電圧障害の場合を除き、LT8228はスイッチングを停止してSSピンをローにします。シンク電流が2mAの場合、FAULTピンでの全温度範囲での最大電圧は0.5Vです。

## ソフトスタート

LT8228が入力電流と出力電流を制限するときは、対応するISETピンの電圧を電流制限リファレンス電圧V<sub>IREF</sub>に制限します。このリファレンス電圧は、図21に示すように、SSピンの電圧と内部リファレンス電圧の代表値である1.21Vの低い方の値です。SSピンとグラウンドの間に外付けコンデンサC<sub>SS</sub>を接続すると、起動時の電流制限ソフトスタートがプログラムされます。LT8228をイネーブ爾すると、10μAの内部プルアップ電流が流れる一方で、内部MOSFETによるアクティブなプルダウンにより、SSピンの電圧は低いままです。以下に示す障害状態では、このプルダウン状態が維持されます。

1. **温度障害**: ジャンクション温度が165°C (代表値)を超えます。
2. **VCCの障害**: DRV<sub>CC</sub>またはINTV<sub>CC</sub>が低電圧閾値より低くなります。DRV<sub>CC</sub>の閾値は6.5Vに、INTV<sub>CC</sub>の閾値は3.4Vに設定されています(代表値)。
3. **入力低電圧障害**: 降圧モードでは、UV1が低電圧閾値の1.2V(代表値)より低くなります。昇圧モードでは、UV2が低電圧閾値の1.2V(代表値)より低くなります。

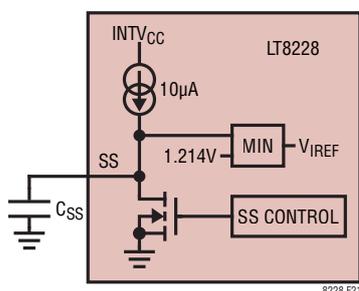


図21. ソフトスタート・ピンの制御

4. **DGの障害**: DG1またはDG2が低電圧閾値の4.5V(代表値)より低くなります。

5. **TG MOSFET M2またはBG MOSFET M3の短絡障害**: LT8228は、抵抗R<sub>SNS1</sub>およびR<sub>SNS2</sub>を使用してM2またはM3の短絡障害を検出します。

6. **内部診断障害**: LT8228は、リファレンス、エラー・アンプEA1およびEA2、電流検出アンプCSA1およびCSA2、および発振器の機能を起動時に検査します。機能テストに合格できないと、内部診断障害となります。

障害状態が存在しない場合、SSプルダウン回路はデイスエーブルされ、SSピンの電圧は直線的に上昇できます。SSピンの電圧が内部リファレンス電圧に達すると、入力と出力の電流制限値がその最大値に設定されます。全ソフトスタート時間t<sub>SS</sub>は式44で与えられます。

$$T_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{1.21V}{10\mu A} \quad (44)$$

## REPORT機能

LT8228は内部回路ブロック、障害状態、外付けMOSFETを検査してエラーがないか確認し、REPORTピンで結果を報告します。このピンはアクティブ・ローのオープンドレイン出力です。REPORTピンをマイクロコントローラの電源に直列抵抗を介してプルアップします。アプリケーションのロジック・レベルの要求を満たすようにプルアップ抵抗の抵抗値を設定します。シンク電流が2mAの場合、REPORTピンでの全温度範囲での最大電圧は0.5Vです。デバイスがイネーブ爾されていて、INTV<sub>CC</sub>ピンの電圧が2.8V(代表値)より高い限り、このピンは機能します。FAULTピンはエラー発生時に「ロー」になっているので、マイクロコントローラの割込みとして使用できます。マイクロコントローラはREPORTピンのデータを常に読み出すことができます。あるいは、FAULTピンによって割り込まれた場合だけにすることもできます。起動時に、INTV<sub>CC</sub>の電圧が20mAの充電電流によって0Vから4Vまで上昇しているとき、FAULTピンのプルダウン回路は1.2V(代表値)で作動します。しかし、REPORTは2.8V(代表値)まで作動しません。マイクロコントローラが、FAULTピンによる割込み時にREPORTピンのデータを読み出している場合は、起動時にINTV<sub>CC</sub>のコンデンサが2.8Vに充電されるまで十分な時間を見込んでください。イネーブ爾・ピンをリフレッシュして、全てのエラー・ラッチをリセットします。

アプリケーション情報

LT8228は、SYNCピンをデータ・クロックとして使用して、アクティブ・ローのREPORTピンで32ビット・ワードを絶え間なく報告します。SYNCピンを使用しない場合、REPORTピンは高インピーダンスのままです。32ビット・ワードは、一連の8つのロジック・ハイ(V<sub>H</sub>)同期ビットから成るヘッダーから始まります。8つの「V<sub>H</sub>」同期ビットの間、LT8228はREPORTピンの電圧をクロック・サイクルごとに調べて、外部プルアップを確認します。外部プルアップ検出の閾値電圧は1V(代表値)です。8つの「V<sub>H</sub>」同期ビットの間に電圧が閾値電圧より低くなると、デバイスはヘッダーを再開します。この仕組みによって「チップ選択」機能を実装できます。この機能では、マルチプレクサを使用して、1つのマイクロコントローラ入力力でLT8228の複数のREPORTピンを読み出すことができます。

LT8228は、図22に示すように、外部プルアップ・エラーを発生させずにヘッダー・ビットを完了すると、残りの24ビットの報告を完了させます。その内訳は、ロジック・ロー(V<sub>L</sub>)ビットから始まり、その後6つのステータス・ビット、1つのパリティ・ビット、1つの「V<sub>L</sub>」ビットが続き、その後別の6つのステータス・ビット、1つのパリティ・ビット、1つの「V<sub>L</sub>」ビットが続いて、その後別の4つのステータス・ビット、2つのカウンタ・ビット、および1つのパリティ・ビットです。各ステータス・ビットの対応するエラーを表2に示します。「V<sub>L</sub>」というステータス・ビットは、エラーを表します。パリティ・ビットにより、直前の7ビットに偶数個のV<sub>H</sub>があることを確認できます。カウン

ト・ビットは、32ビット・ワードが繰り返される回数をカウントする2ビットのカウンタの出力です。カウンタは4カウントごとに再開します。障害が検出されると、3カウント以上にわたって報告されます。障害状態が3カウントより長く続くと、デバイスはその状態が解消されるまで障害を報告します。

表2. 報告アドレスの割り当てと検査時

ビット	診断	検査時
01010(S0)	過熱	常時
01011(S1)	DRV <sub>CC</sub> 低電圧/過電圧	常時
01100(S2)	INTV <sub>CC</sub> 低電圧/過電圧	常時
01101(S3)	入力低電圧	常時
01110(S4)	出力過電圧	常時
01111(S5)	逆電流	降圧のみ
10010(S6)	DG1低電圧	常時
10011(S7)	DG2低電圧	常時
10100(S8)	BG MOSFET M3の短絡	常時
10101(S9)	TG MOSFET M2の短絡	常時
10110(S10)	リファレンス	常時
10111(S11)	EA1	起動時
11010(S12)	EA2	起動時
11011(S13)	CSA1	起動時
11100(S14)	CSA2	起動時
11101(S15)	発振器	起動時

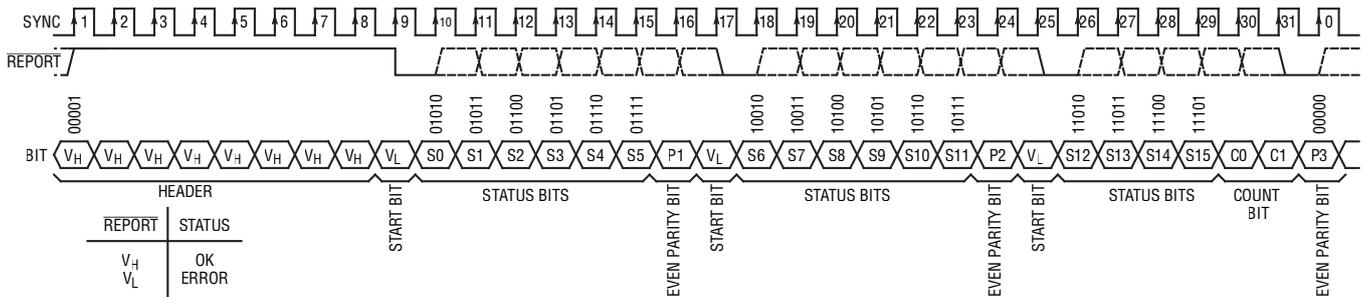


図22. REPORTピンでのアドレス・シーケンス

8228 F22

## アプリケーション情報

### 過熱(01010)

ダイのジャンクション温度が165°C(代表値)に達すると、LT8228は4つの外付けNチャンネルMOSFETを全てシャットダウンし、SSピンをローに引き下げ、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンをアサートし、IGNDを高インピーダンスにして、ステータスをロジック・ローとして報告します。

**DRV<sub>CC</sub> (01001)** : DRV<sub>CC</sub>ピンの電圧が低電圧閾値の6.5V(代表値)より低くなるか、過電圧閾値の15.2V(代表値)より高くなると、LT8228は4つの外付けNチャンネルMOSFETを全てシャットダウンし、SSピンをローに引き下げ、IGNDを高インピーダンスにして、ステータスをロジック・ローとして報告します。このエラーによってスイッチングが停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンはアサートされ、SSピンはローになり、IGNDは高インピーダンスになります。

**INTV<sub>CC</sub> (01100)** : INTV<sub>CC</sub>ピンの電圧が低電圧閾値の3.6V(代表値)より低くなるか、過電圧閾値の4.7V(代表値)より高くなると、LT8228は4つの外付けNチャンネルMOSFETを全てシャットダウンし、SSピンをローに引き下げ、IGNDを高インピーダンスにして、ステータスをロジック・ローとして報告します。このエラーによってスイッチングが停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンはアサートされ、SSピンはローになり、IGNDは高インピーダンスになります。

**入力低電圧(01101)** : 入力低電圧はLT8228のUV1ピンとUV2ピンによって検出されます。降圧モードでは、UV1の電圧が低電圧閾値より低くなると、ステータスがロジック・ローとして報告されます。昇圧モードでは、UV2の電圧が低電圧閾値より低くなると、ステータスがロジック・ローとして報告されます。このエラーによってスイッチングが停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンはアサートされ、SSピンはローになり、IGNDは高インピーダンスになります。

**出力過電圧(01110)** : 出力過電圧はLT8228のFB1ピンとFB2ピンによって検出されます。降圧モードでは、FB2の電圧が過電圧閾値の1.3V(代表値)より高くなると、ステータスがロジック・ローとして報告されます。昇圧モードでは、FB1の電圧が過電圧閾値の1.3V(代表値)より高くなると、ステータスがロジック・ローとして報告されます。このエラーによってスイッチングが停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンはアサートされます。

**逆電流(01111)** : 降圧モードでは、V<sub>1</sub>の電圧が低下してV<sub>2</sub>の電圧の500mV以内に近づき、かつR<sub>SNS1</sub>を流れる電流が逆電流閾値より大きくなると、ステータスがロジック・ローとして報告されます。LT8228はDG1ピンをV1ピンに短絡し

て、保護MOSFET M1をオフします。その結果、DG1低電圧障害のステータスもロジック・ローとして報告されます。このエラーによってスイッチングが停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンはアサートされ、SSピンはローになり、IGNDは高インピーダンスになります。

**DG1 低電圧(0101)** : LT8228は、V<sub>1</sub>の保護MOSFET M1のゲート-ソース間電圧(DG1 - V<sub>1</sub>)を常にモニタしています。この電圧が4.5V(代表値)より低くなると、ステータスがロジック・ローとして報告されます。降圧モードでは、このエラーによってスイッチングが停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンはアサートされ、SSピンはローになり、IGNDは高インピーダンスになります。昇圧モードでは、このエラーによってスイッチングが停止します。

**DG2 低電圧(0111)** : LT8228は、V<sub>2</sub>の保護MOSFET M4のゲート-ソース間電圧(DG2 - V<sub>2</sub>)を常にモニタしています。この電圧が4.5V(代表値)より低くなると、ステータスがロジック・ローとして報告されます。このエラーによってスイッチングが停止し、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンはアサートされ、SSピンはローになり、IGNDは高インピーダンスになります。

**BG MOSFET M3の短絡(10100)** : LT8228は、R<sub>SNS1</sub>またはR<sub>SNS2</sub>での過電流状態を調べることにより、BG MOSFET M3が短絡しているかどうかを確認します。LT8228は、BG MOSFET M3の短絡エラーを検出すると、4つの外付けNチャンネルMOSFETを全てシャットダウンし、SSピンをローに引き下げ、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンをアサートし、IGNDを高インピーダンスにして、ステータスをロジック・ローとして報告します。

**TG MOSFET M2の短絡(10101)** : LT8228は、R<sub>SNS1</sub>またはR<sub>SNS2</sub>での過電流状態を調べることにより、TG MOSFET M3が短絡しているかどうかを確認します。LT8228は、TG MOSFET M2の短絡エラーを検出すると、4つの外付けNチャンネルMOSFETを全てシャットダウンし、SSピンをローに引き下げ、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンをアサートし、IGNDを高インピーダンスにして、ステータスをロジック・ローとして報告します。

**リファレンス(10110)** : LT8228には2つの独立したリファレンスがあります。一方のリファレンス電圧がもう一方のリファレンス電圧より10%低くなるかまたは高くなると、LT8228は $\overline{\text{FAULT}}$ ピンをアサートして、ステータスをロジック・ローとして報告します。コントローラがイネーブルされた場合、またはDRV<sub>CC</sub>ピンとINTV<sub>CC</sub>ピンのいずれかの電圧が低電圧状態から回復中の場合、LT8228がリファレンス・エラーを検出すると、デバイスは起動しません。

## アプリケーション情報

**EA1 (10111) :**  $V_1$  のエラー・アンプは、昇圧モードでの  $V_{1D}$  の出力電圧レギュレーション、 $V_1$  の出力電流レギュレーション、および  $V_2$  の入力電流レギュレーションのため、それぞれ  $FB1$ 、 $ISET1N$ 、および  $ISET2N$  の電圧を安定化します。コントローラがイネーブルされた場合、または  $DRV_{CC}$  ピンと  $INTV_{CC}$  ピンのいずれかの電圧が低電圧状態から回復中の場合、LT8228 はこのアンプを検査して、その機能が有効であることを確認します。EA1 がこの機能検査に不合格になると、LT8228 は起動せず、ステータスがロジック・ローとして報告されます。

**EA2 (11010) :**  $V_2$  のエラー・アンプは、降圧モードでの  $V_{2D}$  の出力電圧レギュレーション、 $V_1$  の入力電流レギュレーション、および  $V_2$  の出力電流レギュレーションのため、それぞれ  $FB2$ 、 $ISET1P$ 、および  $ISET2P$  の電圧を安定化します。コントローラがイネーブルされた場合、または  $DRV_{CC}$  ピンと  $INTV_{CC}$  ピンのいずれかの電圧が低電圧状態から回復中の場合、LT8228 はこのアンプを検査して、その機能が有効であることを確認します。EA2 がこの機能検査に不合格になると、LT8228 は起動せず、ステータスがロジック・ローとして報告されます。

**CSA1 (11011) :**  $V_1$  の電流検出アンプは、電流制限と電流モニタリングのため、 $V_1$  の電流を検出します。コントローラがイネーブルされた場合、または  $DRV_{CC}$  ピンと  $INTV_{CC}$  ピンのいずれかの電圧が低電圧状態から回復中の場合、LT8228 はこのアンプを検査して、その機能が有効であることを確認します。CSA1 がこの機能検査に不合格になると、LT8228 は起動せず、ステータスがロジック・ローとして報告されます。

**CSA2 (11100) :**  $V_2$  の電流検出アンプは、電流制限と電流モニタリングのため、 $V_2$  の電流を検出し、電流モード制御のためインダクタ電流を検出します。コントローラがイネーブルされた場合、または  $DRV_{CC}$  ピンと  $INTV_{CC}$  ピンのいずれかの電圧が低電圧状態から回復中の場合、LT8228 はこのアンプを検査して、その機能が有効であることを確認します。CSA2 がこの機能検査に不合格になると、LT8228 は起動せず、ステータスがロジック・ローとして報告されます。

**発振器 (11101) :** 発振器は、LT8228 のスイッチング周波数を発生させて、SYNC ピンの外部クロックと同期させるために使用します。コントローラがイネーブルされた場合、または  $DRV_{CC}$  ピンと  $INTV_{CC}$  ピンのいずれかの電圧が低電圧状態から回復中の場合、LT8228 は発振器が機能するかどうかを確認します。発振器が発振しない場合、LT8228 は起動せず、ステータスがロジック・ローとして報告されます。

## 複数の LT8228 の並列接続

LT8228 は、並列接続した複数の LT8228 間でのマスタ不要で耐障害性の出力電流分担機能を備えているので、ISHARE ピンと IGND ピンを使用することにより、負荷電流を増やして、熱管理や冗長性を向上できます。動作原理は、動作のセクションの複数のコントローラの並列接続で説明しています。

$DRXN$  ピンの電圧がハイである降圧モードでは、ISHARE ピンが、 $ISET2P$  ピンの出力電流と等しい電流を出力し、その電流は  $V_2$  の出力電流を表します。 $DRXN$  ピンの電圧がローである昇圧モードでは、ISHARE ピンが、 $ISET1N$  ピンの出力電流と等しい電流を出力し、その電流は  $V_1$  の出力電流を表します。各 LT8228 は、それぞれの ISHARE ピンの電流を分担して共通ノードに流し込みます。並列接続するときは、全ての LT8228 の ISHARE ピンを互いに接続します。各 LT8228 ごとに、ISHARE ピンと各デバイスの IGND ピンの間にローカル抵抗  $R_{SHARE}$  を接続します。降圧モードでは、内部リファレンス電圧を調整することにより、 $ISET2P$  ピンの電圧が共通の ISHARE ノードの電圧に安定化されます。各 LT8228 の  $V_2$  出力電流を全ての LT8228 の平均出力電流に安定化するには、 $R_{SET2P}$  と  $R_{SHARE}$  を同じ値にします。昇圧モードでは、内部リファレンス電圧を調整することにより、 $ISET1N$  ピンの電圧が ISHARE ノードの電圧に安定化されます。各 LT8228 の  $V_1$  出力電流を平均出力電流に安定化するには、 $R_{SET1N}$  と  $R_{SHARE}$  を同じ値にします。

内部リファレンス電圧の最大調整幅は  $\pm 5\%$  です。代表的な性能特性のセクションに記載されている内部リファレンスと ISHARE のグラフを参照してください。共通の ISHARE ノードのコンデンサ  $C_{SHARE}$  は、平均電流分担に使用します。 $ISET$  ピンと ISHARE ピンでの電圧リップルによって大きなデューティ・サイクル・ジッタが発生しないように、これらのピンのコンデンサ  $C_{SET2P}$ 、 $C_{SET1N}$ 、および  $C_{SHARE}$  をそれぞれ選択します。 $C_{SHARE}$  の最小容量は、 $C_{SET2P}$  または  $C_{SET1N}$  の容量以上です。並列段の間のグラウンド・ノイズは、ISHARE を介して  $V_{C1}/V_{C2}$  ノードに結合することがあります。このノイズは SW ノードのジッタに変わります。このようなジッタの問題が発生した場合は、補償抵抗  $R_{C1}/R_{C2}$  を小さくします。

## アプリケーション情報

DRXNピンで定義した動作モードに基づいてISHAREの抵抗を変更している限り、RSET2PとRSET1Nは異なる値に設定できます。実装回路を図23に示します。この回路では、DRXNピンの電圧がハイのときISHAREの抵抗が小さくなります。この実装回路は、降圧出力電流が昇圧出力電流より大きいアプリケーションで役立ちます。

複数のLT8228を並列接続する場合は、全てを同じ動作モードにして、位相間が互いに導通しないようにする必要があります。複数のLT8228を同じ動作モードに維持するには、全ての位相のDRXNピンを互いに接続します。図24に、自動モード選択を行うための2つのDRXNピン構成方法を示し

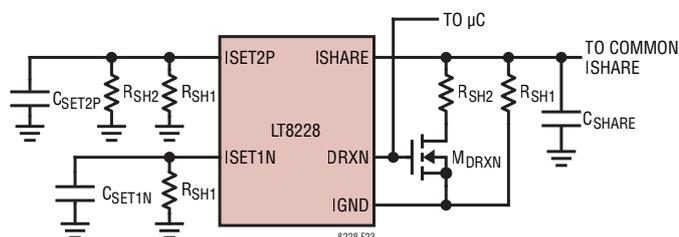


図23. DRXNに基づいたISHARE抵抗値の変更

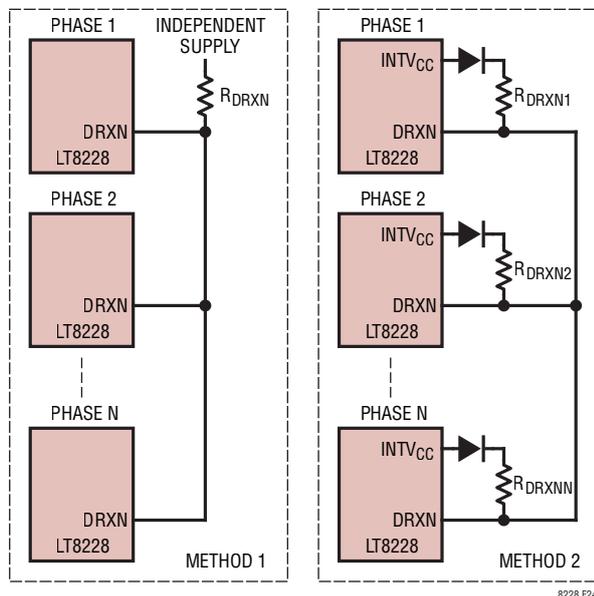


図24. 並列接続したLT8228でのDRXNピンの接続

ます。最初の方法では、DRXNピンを互いに接続し、独立電源電圧に1つの抵抗でプルアップします。昇圧モードに入るのを決めるために必要なのは1つの位相だけですが、降圧モードに入るのを決めるためには全ての位相が必要です。共通のDRXNノードでのプルアップ抵抗を50k以上にして、正常な自動モード選択を確保します。

2番目の方法では、各LT8228のDRXNピンを専用のプルアップ抵抗で直列ダイオードを介してINTV<sub>CC</sub>ピンにプルアップして、共通のDRXNノードに接続します。このダイオードは、LT8228がディスエーブルされているときや、INTV<sub>CC</sub>ピンの電圧がレギュレーション状態から外れている障害状態のときに、逆導通を防止します。全てのプルアップ抵抗の並列接続時の抵抗値を50k以上にして、正常な自動モード選択を確保します。

大電流アプリケーションでは、通常は複数のLT8228を並列に接続します。ISHAREノードは複数のLT8228間で共有されていますが、グラウンドは共有されていないので、グラウンド間の電位差は電流分担の精度に影響します。全ての位相のグラウンド間電位差を最小限に抑えてください。可能な場合は、全てのグラウンドを共通グラウンドにケルビン接続してください。

### BIAS、DRV<sub>CC</sub>、INTV<sub>CC</sub>および消費電力

内部のPチャンネル低ドロップアウト・レギュレータは、BIAS電源ピンからの電力によりDRV<sub>CC</sub>ピンで10Vを発生します。別のPチャンネル低ドロップアウト・レギュレータは、DRV<sub>CC</sub>ピンからの電力により、INTV<sub>CC</sub>ピンで4Vを発生します。DRV<sub>CC</sub>はゲート・ドライバに電力を供給し、INTV<sub>CC</sub>レギュレータの電源になります。INTV<sub>CC</sub>は内部回路に電力を供給します。

DRV<sub>CC</sub>ピンのレギュレータは、160mAのピーク電流を供給します。また、2.2μF以上のセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。DRV<sub>CC</sub>ピンのすぐ近くでグラウンドとの間に0.1μFのセラミック・コンデンサを追加することを大いに推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大量の過渡電流を供給するには、十分なバイパス処理が必要です。

## アプリケーション情報

BIASピンに高電圧を供給するアプリケーションや、大きなMOSFETを高周波で駆動するアプリケーションでは、LT8228がその最大ジャンクション温度である125°C (LT8228E、LT8228I) または150°C (LT8228H) を超える恐れがあります。LT8228は、DRV<sub>CC</sub>レギュレータの電流制限回路、パワー・フォールド・バック回路、および熱過負荷保護回路を内蔵しています。スイッチング周波数とスイッチングMOSFETを選択するときは、DRV<sub>CC</sub>での電流制限を慎重に検討してください。最大の電流供給能力を確保するため、20V以下の電圧を使用して外部からBIASに電源を供給します。代表的な性能特性のセクションに記載されているDRV<sub>CC</sub>の電流制限フォールド・バックのグラフを参照してください。

DRV<sub>CC</sub>の電流は、通常は上側と下側のMOSFETゲート充電電流が主体となります。ゲート充電電流は、MOSFETの全ゲート電荷Q<sub>g</sub>とLT8228のスイッチング周波数fを掛ければ概算できます。通常動作時のLT8228内部の全消費電力PDは、式45で概算します。

$$P_D = (V_{BIAS} - V_{DRVCC}) \cdot ((Q_{g(TOP)} + Q_{g(BOTTOM)}) \cdot f + I_{QBIAS}) \quad (45)$$

ここで、I<sub>QBIAS</sub>は、LT8228がイネーブルされているときのBIASの自己消費電流です。消費電力が分かれば、ジャンクション温度は式46で概算できます。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA}) \quad (46)$$

ここで、θ<sub>JA</sub>(°C/W)は、接合部から周囲までのパッケージの熱抵抗です。例えば、連続電流で動作している代表的なアプリケーションで、Q<sub>g</sub>が70nCのInfineon製BSC035N10NS5を上側と下側のMOSFETに使用し、BIASピンの電圧が48Vであるのに対して、LT8228は150kHzのスイッチング周波数で動作している場合、ジャンクション温度は式47で計算します。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (48\text{V} - 10\text{V}) \cdot ((70\text{nC} + 70\text{nC}) \cdot 150\text{kHz} + 3\text{mA}) \cdot 25^\circ\text{C/W} = 92.8^\circ\text{C} \quad (47)$$

BIASピンはゲート・ドライバとLT8228の内部回路に電力を供給します。このピンには8V以上の電圧が必要です。BIASピンはDRV<sub>CC</sub>レギュレータとINTV<sub>CC</sub>レギュレータに電力を供給しているため、DRV<sub>CC</sub>ピンと同じレベル以上の容量が

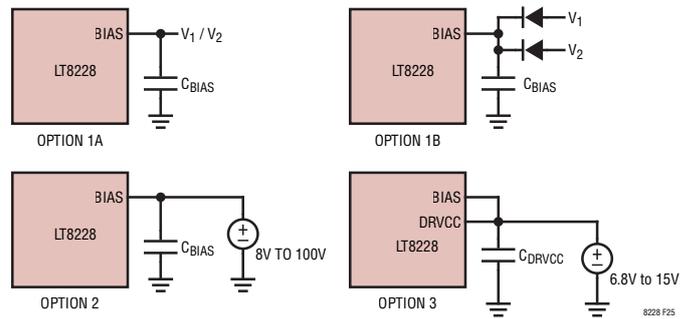


図 25. BIASピンの可能な接続

必要です。BIASピンの接続に関して可能な3つのオプションを図25に示します。

1. BIASをV<sub>1</sub>またはV<sub>2</sub>に接続します。BIASピンには負電圧保護回路がありません。端子電圧が負になる可能性がある場合は、ダイオードを使用してBIASをV<sub>1</sub>およびV<sub>2</sub>のORノードに接続します。LT8228が起動して動作するためには、BIASピンに8V以上が必要です。
2. BIASを独立電源に接続します。BIASピンの電圧を最小限に抑えて、消費電力を低減します。BIASピンの電圧を8V近くまで下げると、DRV<sub>CC</sub>LDOはドロップアウト・モードになります。BIASピンの電圧が低いと、DRV<sub>CC</sub>の最大電流は100mAまで減少します。代表的な性能特性のセクションに記載されているDRV<sub>CC</sub>の電流制限フォールド・バックのグラフを参照してください。
3. BIASを独立電源に接続して、BIASピンとDRV<sub>CC</sub>ピンを互いに接続します。こうすると、DRV<sub>CC</sub>レギュレータでの消費電力がゼロになります。電源電圧を15Vまでに制限します。

## サーマル・シャットダウン

ダイのジャンクション温度が約165°Cに達すると、コントローラはサーマル・シャットダウン状態になります。4つの外付けNチャンネルMOSFET M1、M2、M3、M4が全てオフすると、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンとSSピンはローになり、 $\overline{\text{REPORT}}$ ピンで過熱エラーが報告されます。コントローラはダイの温度が10°C(代表値)低下すると再イネーブルされます。再イネーブル後、コントローラはV<sub>1</sub>とV<sub>2</sub>の保護MOSFETをオンして、ソフトスタートを実行してから通常動作に入ります。

## アプリケーション情報

### ピン間隔／表面漏れに関する検討事項

LT8228はFE38パッケージで供給されます。FE38パッケージは、隣接ピンとの間隔が0.5mmピッチになっています。アナログ・デバイセズでは、50Vを超えるアプリケーションの場合はFE38パッケージに絶縁保護コーティングを施すことを推奨します。詳細については、IPC-2221 ([www.ipc.org](http://www.ipc.org))で説明されているプリント回路基板の設計標準を参照してください。

### 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率は、出力電力を入力電力で割って100を掛けた値に等しくなります。多くの場合、個々の損失を分析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変われば最も効率が改善されるかを判断することが有益です。回路内で電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LT8228の回路の損失の大部分は、以下に示す主な4つの損失要因によって生じます。

1. DCの $I^2R$ 損失。これは、MOSFET、電流検出抵抗、インダクタ、およびプリント回路基板のパターンの各抵抗成分によって発生し、大量の出力電流が流れるときに効率低下の原因になります。
2. スwitching損失。この損失は、スイッチ・ノードの遷移時に、上側MOSFET M2また下側MOSFET M3が飽和領域に短時間留まることによって発生します。電力損失は、入力電圧、負荷電流、ドライブ強度、MOSFET容量などの要因に依存します。詳細については、パワーMOSFETの選択と効率に関する検討事項のセクションを参照してください。
3.  $DRV_{CC}$ 電流。これはMOSFETドライバの電流と内部 $INTV_{CC}$ ピンの電流の和です。BIASの入力電圧と $DRV_{CC}$ レギュレータの出力電圧との差に $DRV_{CC}$ の電流を掛けた値が損失電力を表します。この損失を低減するには、高効率の電源から10Vに近い電圧と $DRV_{CC}$ レギュレータのドロップアウト電圧の合計をBIASに供給します。代表的な性能特性のセクションに記載されている $DRV_{CC}$ のドロップアウト電圧のグラフを参照してください。また、容量の小さいMOSFETを使用すると、 $DRV_{CC}$ の電流および電力損失を低減できます。

4.  $C_{DM2}$ 損失。上側MOSFET M2のドレインのコンデンサにより、降圧モードでは大量の入力実効値電流が、昇圧モードでは大量の出力実効値電流がフィルタ処理されます。 $C_{DM2}$ は低ESRのものにしてACの $I^2R$ 損失を最小限に抑え、また十分な容量のものにして、実効値電流が上流でヒューズやバッテリー内での追加損失を引き起こさないようにすることが必要です。
5. その他の損失。ショットキー・ダイオードD2およびD3により、デッド・タイムと軽負荷導通期間に導通損失が生じます。インダクタのコア損失は主に軽負荷で生じます。

効率を改善するための調整を行う場合、効率の変化を示す最良の指標は入力電流です。1回の変更を行って入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

### プリント回路基板レイアウトのチェックリスト

基本的なPC基板のレイアウトには専用のグラウンド・プレーン層が必要です。大電流では、多層基板がパワー部品を放熱する役割を果たします。

- グラウンド・プレーン層にはパターンがあつてはならず、パワーMOSFETの置かれている層にできるだけ近づけます。
- $C_{DM2}$ 、上側MOSFET M2、下側MOSFET M3、およびD3を1箇所に集約して配置します。
- 部品がグラウンド・プレーンと同じ層にない場合は、近接するビアを使用して部品をグラウンド・プレーンに接続します。各パワー部品には大きなビアを複数使います。
- 十分な電圧フィルタリングを維持し、電力損失を低く抑えるため、 $V_1$ と $V_2$ にはプレーンを使用します。
- 全ての層の全ての未使用領域を銅箔で覆います。銅箔で覆うことにより、電源部品の温度上昇を抑えることができます。銅箔領域を接地網に接続します。
- 信号グラウンドと電源グラウンドを分離します。小信号部品は露出パッドのグラウンド・ピンに1点で戻します。
- 下側MOSFET M3はできるだけコントローラに近づけて配置し、GND、BG、およびSWのパターンを短くします。

## アプリケーション情報

- $dv/dt$ の大きいSW、BST、およびTGノードは、影響を受けやすい小信号ノードから離します。
- $C_{DM4}$  コンデンサの(-)端子は $C_{DM2}$  コンデンサの(-)端子にできるだけ近づけて接続します。
- 上側ドライバのブートストラップ・コンデンサ $C_{BST}$ は、BSTピンとSWピンに近づけて接続します。
- 電流検出ピン(SNS1NとSNS1PおよびSNS2NとSNS2P)は、最小のプリント基板パターン間隔でまとめて配線します。検出ラインが、スイッチ・ノードなどのノイズの大きい領域を通過しないようにしてください。電流検出抵抗にはケルビン接続を使って高精度の電流検出を確保します。
- VCピンの補償回路網は両方ともデバイスの近くで、VCピンと露出パッドのグラウンド・ピンの間に接続します。
- $DRV_{CC}$ のバイパス・コンデンサ $C_{DRVCC}$ は、デバイスの近くで $DRV_{CC}$ と露出パッドのグラウンド・ピンの間に接続します。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。0.1  $\mu$ Fのセラミック・コンデンサを1個、 $DRV_{CC}$ ピンと露出パッドのグラウンド・ピンのすぐ隣に追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。
- $INTV_{CC}$ のバイパス・コンデンサ $C_{INTVCC}$ は、デバイスの近くで $INTV_{CC}$ と露出パッドのグラウンド・ピンの間に接続します。

## 設計例

### 条件

降圧モード:

入力電圧、 $V_1 = 24V \sim 54V$

出力電圧、 $V_2 = 14V$

出力電圧リップル、 $\Delta V_2 = 100mV$

$V_2$ の出力電流制限、 $I_{V2P(LIM)} = 40A$

$V_1$ の入力電流制限、 $I_{V1P(LIM)} = 24A$

昇圧モード:

入力電圧、 $V_2 = 8V \sim 18V$

出力電圧、 $V_1 = 48V$

出力電圧リップル、 $\Delta V_1 = 300mV$

$V_2$ の入力電流制限、 $I_{V2N(LIM)} = 40A$

$V_1$ の出力電流制限、 $I_{V1N(LIM)} = 10A$

スイッチング周波数、 $f = 125kHz$

最大周囲温度、 $T_{A(MAX)} = 70^\circ C$

逆電圧保護は、 $V_1$ 端子と $V_2$ 端子の両方で必要です。

**$R_T$ の選択:**表1から、スイッチング周波数が125kHzの場合、 $R_T$ の抵抗値は78.7k $\Omega$ です。

**インダクタの選択:**降圧モードでは、インダクタのリップル電流が最大になるのは、入力電圧が最大するときです。インダクタのピークtoピークのリップル電流が最大値の40%の場合、降圧モードでの最小インダクタンス条件は、式48で与えられます。

$$L_{BUCK} > \frac{14V(54V-14V)}{125kHz \cdot 16A \cdot 54V} = 5.2\mu H \quad (48)$$

昇圧モードでは、インダクタのリップル電流が最大になるのは、 $V_2$ の電圧が $V_1$ の電圧の半分するときです。このアプリケーションでは $V_2$ の最大電圧が $V_1$ の電圧の半分に満たないため、インダクタのリップル電流が最大になるのは $V_2$ の電圧が最大ときです。インダクタのピークtoピークのリップル電流が最大値の40%の場合、昇圧モードでの最小インダクタンス条件は、式49で与えられます。

$$L_{BOOST} > \frac{18V(48V-18V)}{125kHz \cdot 16A \cdot 48V} = 5.6\mu H \quad (49)$$

入手しやすさを考慮して10 $\mu$ Hのインダクタを選択します。この結果、降圧モードでは20.7%のリップル電流が生じ、昇圧モードでは22.5%のリップル電流が生じます。

**$R_{SNS2}$ および $R_{IN2}$ の選択:**降圧モードおよび昇圧モードでインダクタを流れる最大電流は、式50によって与えられます。

$$L_{LMAXBUCK} = 40A + \frac{1}{2} \frac{14V(54V-14V)}{125kHz \cdot 10\mu H \cdot 54V} = 44.1A \quad (50)$$

$$L_{LMAXBOOST} = 40A + \frac{1}{2} \frac{18V(48V-18V)}{125kHz \cdot 10\mu H \cdot 48V} = 44.5A$$

## アプリケーション情報

昇圧モードでの最大インダクタ電流は、降圧モードの場合より大きくなります。ピーク・インダクタ電流  $I_{L(PEAK)}$  は、降圧モードでの最大インダクタ電流より21%大きい54Aになるように選択します。電流検出抵抗  $R_{SNS2}$  両端での電圧降下が、40Aの  $V_2$  出力電流制限値に対して80mVになるように抵抗を選択します。 $R_{SNS2}$  の値は式51に従って計算します。

$$R_{SNS2} = \frac{80mV}{40A} = 2m\Omega \quad (51)$$

$R_{IN2}$  の値は式52に従って計算します。

$$R_{IN2} = \frac{54A \cdot 2m\Omega}{72.5\mu A} = 1.5k\Omega \quad (52)$$

$R_{SNS2}$  と  $R_{IN2}$  の抵抗値は、入手しやすさに基づいて、それぞれ2mΩおよび1.5kΩになるように選択します。 $V_2$  の出力電流制限時における電流検出抵抗  $R_{SNS2}$  での消費電力は、式53により与えられます。

$$P_{RSNS2} = 80mV \cdot 40A = 3.2W \quad (53)$$

性能を確保するため、選択した  $R_{SNS2}$  の電力定格は5Wです。また、 $R_{SNS2}$ 、 $R_{IN2}$ 、スイッチング周波数、およびインダクタというこの組み合わせは、インダクタの選択のセクションに示す  $L_{OPTIMAL}$  の条件も満たします。

**$R_{SET2P}$  および  $R_{SET2N}$  の選択:**  $R_{SET2P}$  および  $R_{SET2N}$  の抵抗値は、降圧モードでの  $V_2$  の出力電流制限値  $I_{V2P(LIM)}$  と昇圧モードでの  $V_2$  の入力電流制限値  $I_{V2N(LIM)}$  に関する所定の仕様に基いて、式54を使用して計算します。

$$R_{SET2P} = \frac{1.5k\Omega}{2m\Omega \cdot 40A} \cdot 1.21V = 22.7k\Omega \quad (54)$$

$$R_{SET2N} = \frac{1.5k\Omega}{2m\Omega \cdot 40A} \cdot 1.21V = 22.7k\Omega$$

$R_{SET2P}$  および  $R_{SET2N}$  の抵抗値は、入手しやすさに基づいて、22.6kΩになるように選択します。

**$R_{MON2}$  の選択:**  $V_{MON2MAX}$  は、ADCの入力仕様に基いて、2Vになるように選択します。 $R_{MON2}$  の抵抗値は、式55を使用して計算します。

$$R_{MON2} = \frac{1.5k\Omega}{40A \cdot 2m\Omega} \cdot 2V = 37.5k\Omega \quad (55)$$

$R_{MON2}$  の抵抗値は、入手しやすさに基づいて、37.4kΩになるように選択します。

**$R_{SNS1}$  および  $R_{IN1}$  の選択:** 精度を考慮して、 $R_{SNS1}$  両端での最大電圧降下が100mVになるように抵抗を選択します。 $R_{SNS1}$  を流れる最大電流は、54Aのピーク・インダクタ電流です。 $R_{SNS1}$  の抵抗値は、降圧モードの仕様に基いて、式56を使用して計算します。

$$R_{SNS1} = \frac{100mV}{54A} = 1.9m\Omega \quad (56)$$

$R_{SNS1}$  は、入手しやすさを考慮して、2mΩになるように選択します。 $R_{IN1}$  は、CSA1での最大帰還電流が72.5μAより少なくなるように選択します(式57)。

$$R_{IN1} = \frac{54A \cdot 2m\Omega}{72.5\mu A} = 1.5k\Omega \quad (57)$$

$R_{SNS1}$  と  $R_{IN1}$  の抵抗値は、それぞれ2mΩおよび1.5kΩになるように選択します。 $V_1$  の入力電流制限時における電流検出抵抗  $R_{SNS1}$  での消費電力は、式58により与えられます。

$$P_{RSNS1} = (24A)^2 \cdot 2m\Omega = 1.2W \quad (58)$$

性能を確保するため、選択した  $R_{SNS1}$  の電力定格は3Wです。

**$R_{SET1P}$  および  $R_{SET1N}$  の選択:**  $R_{SET1P}$  および  $R_{SET1N}$  の抵抗値は、降圧モードでの  $V_1$  の入力電流制限値  $I_{V1P(LIM)}$  と昇圧モードでの  $V_1$  の出力電流制限値  $I_{V1N(LIM)}$  に関する所定の仕様に基いて、式59を使用して計算します。

$$R_{SET1P} = \frac{1.5k\Omega}{2m\Omega \cdot 24A} \cdot 1.21V = 37.8k\Omega \quad (59)$$

$$R_{SET1N} = \frac{1.5k\Omega}{2m\Omega \cdot 10A} \cdot 1.21V = 90.8k\Omega$$

$R_{SET1P}$  と  $R_{SET1N}$  の抵抗値は、入手しやすさに基づいて、それぞれ37.4kΩおよび88.7kΩになるように選択します。

**$R_{MON1}$  の選択:**  $V_{MON1MAX}$  は、ADCの入力仕様に基いて、2Vになるように選択します。 $R_{MON1}$  の抵抗値は、式60を使用して計算します。

$$R_{MON1} = \frac{1.5k\Omega}{24A \cdot 2m\Omega} \cdot 2V = 62.5k\Omega \quad (60)$$

$R_{MON1}$  の抵抗値は、入手しやすさに基づいて、61.9kΩになるように選択します。

アプリケーション情報

**R<sub>FB2B</sub>、R<sub>FB2A</sub>、R<sub>FB1B</sub>、およびR<sub>FB2B</sub>の選択:** 下側の抵抗R<sub>FB2B</sub> およびR<sub>FB1B</sub>は、抵抗分圧器に1mAのバイアス電流が流れるようにするため、1.21kΩになるように選択します。抵抗R<sub>FB2A</sub> およびR<sub>FB1A</sub>は、式61に基づいて計算します。

$$R_{FB2A} = \left( \frac{14V}{1.21V} - 1 \right) \cdot 1.21k\Omega = 12.8k\Omega$$

$$R_{FB1A} = \left( \frac{48V}{1.21V} - 1 \right) \cdot 1.21k\Omega = 46.8k\Omega$$

(61)

R<sub>FB2B</sub>とR<sub>FB1B</sub>の抵抗値は、入手しやすさに基づいて、それぞれ13kΩおよび47.5kΩになるように選択します。

**R<sub>UV2B</sub>、R<sub>UV2A</sub>、R<sub>UV1B</sub>、およびR<sub>UV2B</sub>の選択:** 下側の抵抗R<sub>UV2B</sub> およびR<sub>UV1B</sub>は、抵抗分圧器に100μAのバイアス電流が流れるようにするため、12.1kΩになるように選択します。抵抗R<sub>UV2A</sub> およびR<sub>UV1A</sub>は、式62によって計算します。

$$R_{FB2A} = \left( \frac{14V}{1.21V} - 1 \right) \cdot 1.21k\Omega = 12.8k\Omega$$

$$R_{FB1A} = \left( \frac{48V}{1.21V} - 1 \right) \cdot 1.21k\Omega = 46.8k\Omega$$

(62)

R<sub>UV2A</sub>とR<sub>UV1A</sub>の抵抗値は、入手しやすさに基づいて、それぞれ69.8kΩおよび232kΩになるように選択します。

**M1、M2、M3、およびM4の選択:** V<sub>1</sub>の保護MOSFETの場合、最大電圧の条件は54Vです。V<sub>2</sub>の保護MOSFETは、逆電圧から保護する必要があります。したがって、最大電圧の条件は28Vです。Infineon製IPT007N06Nの仕様は次のとおりです。

$$BVD_{SS} = 60V$$

$$R_{DS(ON)} = 0.75m\Omega \text{ (max)}$$

$$V_{TH(IL)} = 2.8V$$

MOSFETの消費電力は、その最も厳しい条件で検査されます。V<sub>1</sub>の保護MOSFET M1では、降圧モードでV<sub>1</sub>の入力電流が最大のときが最も厳しい条件です(式63)。

$$P_{d(M1)} = 24^2 \cdot 0.75m\Omega = 0.43W$$

(63)

V<sub>2</sub>の保護MOSFET M4では、降圧モードでV<sub>2</sub>の出力電流が最大のときが最も厳しい条件です(式64)。

$$P_{d(M4)} = 40^2 \cdot 0.75m\Omega = 1.2W$$

(64)

スイッチング MOSFET M2およびM3の最大電圧条件は、54Vに一定のリングングを加えた値です。Infineon製IAUC70N08S5N074の仕様は次のとおりです。

$$BVD_{SS} = 80V$$

$$R_{DS(ON)} = 7.4m\Omega \text{ (Max)}$$

$$C_{MILLER} = 130pF$$

$$V_{TH(IL)} = 3.0V$$

$$J_A = 42K/W$$

温度上昇を抑えて周囲温度の仕様を満たすため、TG MOSFET M2とBG MOSFET M3の両方について4つのMOSFETを並列に使用します。降圧モードでは、上側MOSFET M2と下側MOSFET M3での消費電力は式65で与えられます。

$$P_{M2(BUCK)} = \frac{14V}{48V} \cdot \left( \frac{40}{4} \right)^2 \cdot 7.4m\Omega + 48V^2 \cdot \frac{40A}{2} \cdot 2\Omega \cdot 130pF \cdot \left[ \frac{1}{10V-3V} + \frac{1}{3V} \right] \cdot 125kHz = 0.86W + 0.96W = 1.83W$$

(65)

$$P_{M3(BUCK)} = \frac{48V-14V}{48V} \cdot \left( \frac{40}{4} \right)^2 \cdot 7.4m\Omega = 2.10W$$

昇圧モードでは、上側MOSFET M2と下側MOSFET M3での消費電力は式66で与えられます。

$$P_{M2(BOOST)} = \frac{14V}{48V} \cdot \left( \frac{40}{4} \right)^2 \cdot 7.4m\Omega = 0.86W$$

$$P_{M3(BOOST)} = \frac{48V-14V}{48V} \cdot \left( \frac{40}{4} \right)^2 \cdot 7.4m\Omega + \frac{48V^3}{14V^2} \cdot \frac{10}{4} \cdot \frac{1}{2} \cdot 2\Omega \cdot 130pF \cdot \left[ \frac{1}{10V-3V} + \frac{1}{3V} \right] \cdot 125kHz = 1.54W + 0.02W = 1.56W$$

(66)

最も厳しい条件での消費電力は、M2では1.83Wであり、M3では2.10Wです。

## アプリケーション情報

**C<sub>DM2</sub>およびC<sub>DM1</sub>の選択:** C<sub>DM1</sub>およびC<sub>DM2</sub>は、降圧モードでの実効値電流の条件を満たすように選択します。I<sub>LMAXBUCK</sub>が40Aの場合、最大実効値電流は20Aです。10個のTDKCKG57NX72Aコンデンサを並列に接続してC<sub>DM1</sub>の代わりにします。ここで、各コンデンサの実効値電流は2Aです。各コンデンサは22μFで、ESRは10mΩです。信号源インピーダンスを抑えるため、大バルク容量(68μF)で高ESR(320mΩ)の1個のアルミ電解コンデンサをC<sub>DM1</sub>として選択します。6個のTDKCKG32KX7RAコンデンサを並列に接続してC<sub>DM1</sub>の代わりにします。ここで、各コンデンサの実効値電流は2Aです。各コンデンサは1μFで、ESRは10mΩです。

ESRは昇圧モードのリップル電圧の主要な要因であり、式67で与えられます。

$$\Delta V_{\text{ESR}(C_{\text{DM}2})} = 44.5\text{A} \cdot \frac{10\text{m}\Omega}{16} = 278\text{mV} \quad (67)$$

したがって、C<sub>DM2</sub>として選択されたコンデンサは、昇圧出力の所定の電圧リップル条件を満たします。

**C<sub>DM4</sub>の選択:** C<sub>DM4</sub>は、降圧モードでのV<sub>2D</sub>でのリップル電圧条件を満たすように選択します。8個のTDKCGA8P1X7RコンデンサをV<sub>2D</sub>ノードで並列に接続します。リップル電圧は式68で与えられます。

$$\Delta V_{2D} = 44.5\text{A} \cdot \frac{10\text{m}\Omega}{16} = 278\text{mV} \quad (68)$$

したがって、C<sub>DM4</sub>として選択されたコンデンサは、降圧出力の所定の電圧リップル条件を満たします。信号源インピーダンスを抑えるため、大バルク容量(100μF)で高ESR(30mΩ)の1個のアルミ電解コンデンサも追加します。

**CV1およびCV2の選択:** 入力バイパスと共振の低減のため、直列抵抗が100mΩの10μFのセラミック・コンデンサをV<sub>1</sub>とV<sub>2</sub>の各ノードで使用します。

**C<sub>DG1</sub>、C<sub>DG2</sub>、R<sub>DG1</sub>、およびR<sub>DG2</sub>の選択:** 降圧モードの突入電流が500mAの場合(式69)。

$$C_{\text{DG}1} = \frac{10\mu\text{A} \cdot (68\mu\text{F} + 10 \cdot 22\mu\text{F})}{500\text{mA}} = 5.76\text{nF} \quad (69)$$

C<sub>DG1</sub>は、入手しやすさに基づいて、6.8nFになるように選択します。R<sub>DG1</sub>は20kΩになるように選択して、昇圧モードでのV<sub>1</sub>の短絡電流レギュレーション・ループを安定化します。

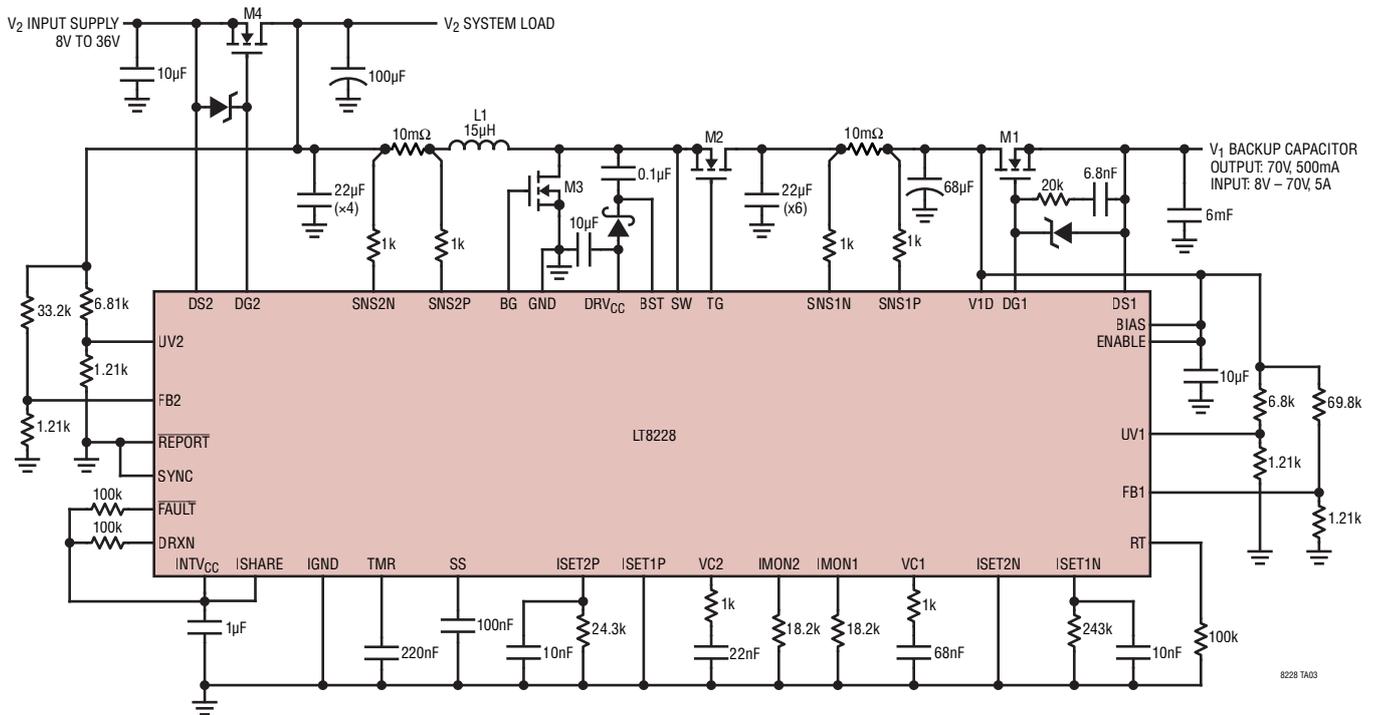
昇圧モードの突入電流が1Aの場合(式70)。

$$C_{\text{DG}2} = \frac{10\mu\text{A} \cdot (100\mu\text{F} + 8 \cdot 22\mu\text{F})}{1\text{A}} = 2.76\text{nF} \quad (70)$$

C<sub>DG2</sub>は、入手しやすさを考慮して、3.3nFになるように選択します。R<sub>DG2</sub>は10kΩになるように選択して、DG2のターンオフ速度が低下しないようにします。

## 標準的応用例

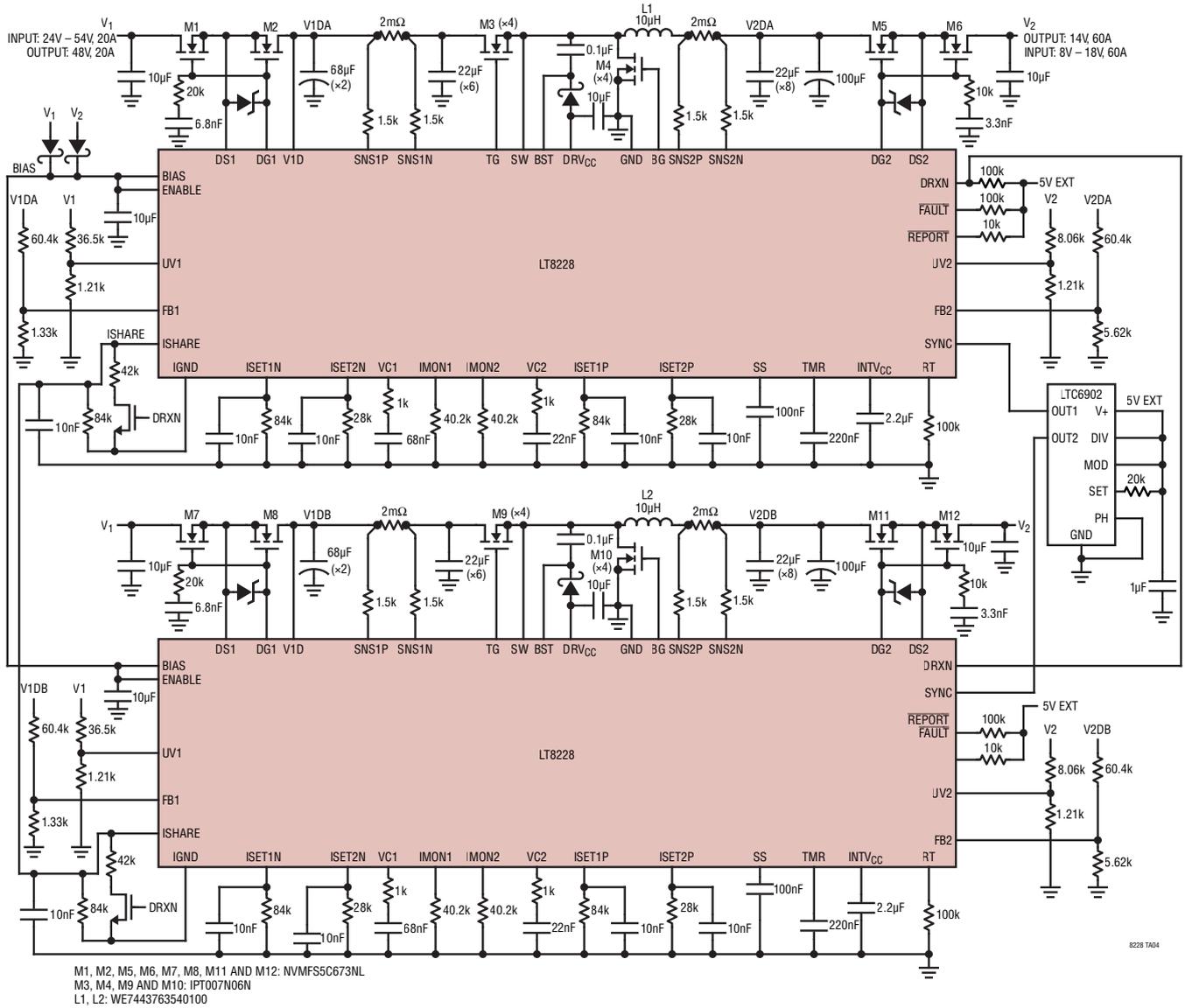
### 2.5Jの電源遮断保護



8228 TA03

標準的応用例

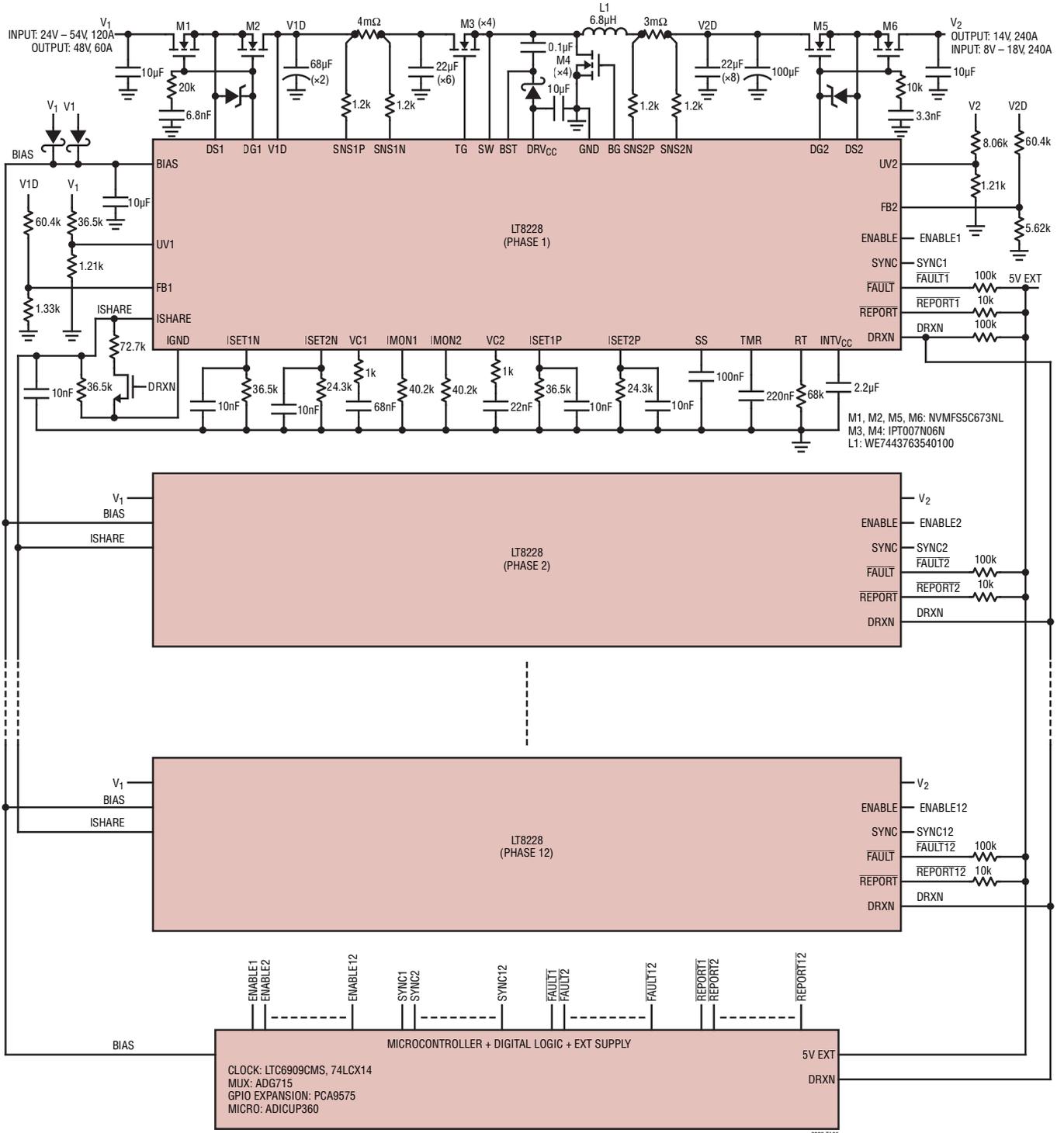
降圧 840W (14V 60A) および昇圧 960W (48V 20A) の並列レギュレータ



8228 TA04

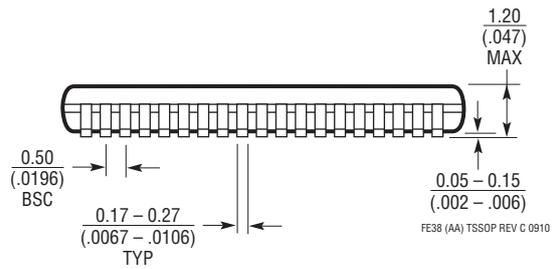
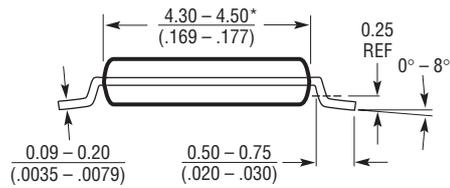
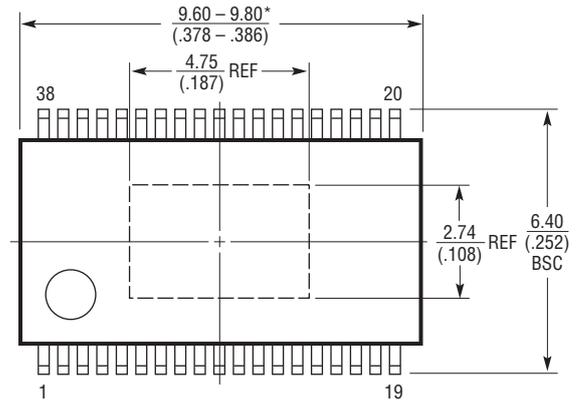
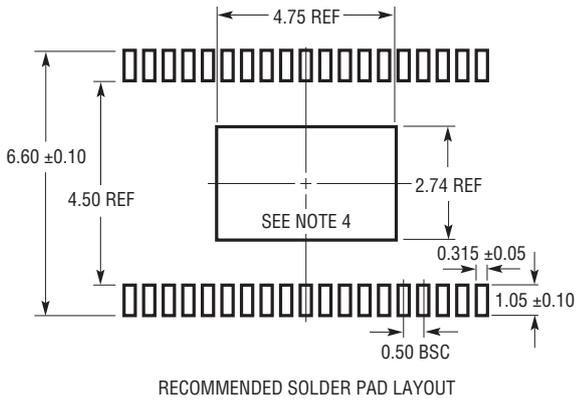
## 標準的応用例

降圧 3kW (14V 240A) および昇圧 3kW (48V 60A) の 12 相並列レギュレータ



パッケージ

**FE Package**  
**38-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1772 Rev C)  
**Exposed Pad Variation AA**

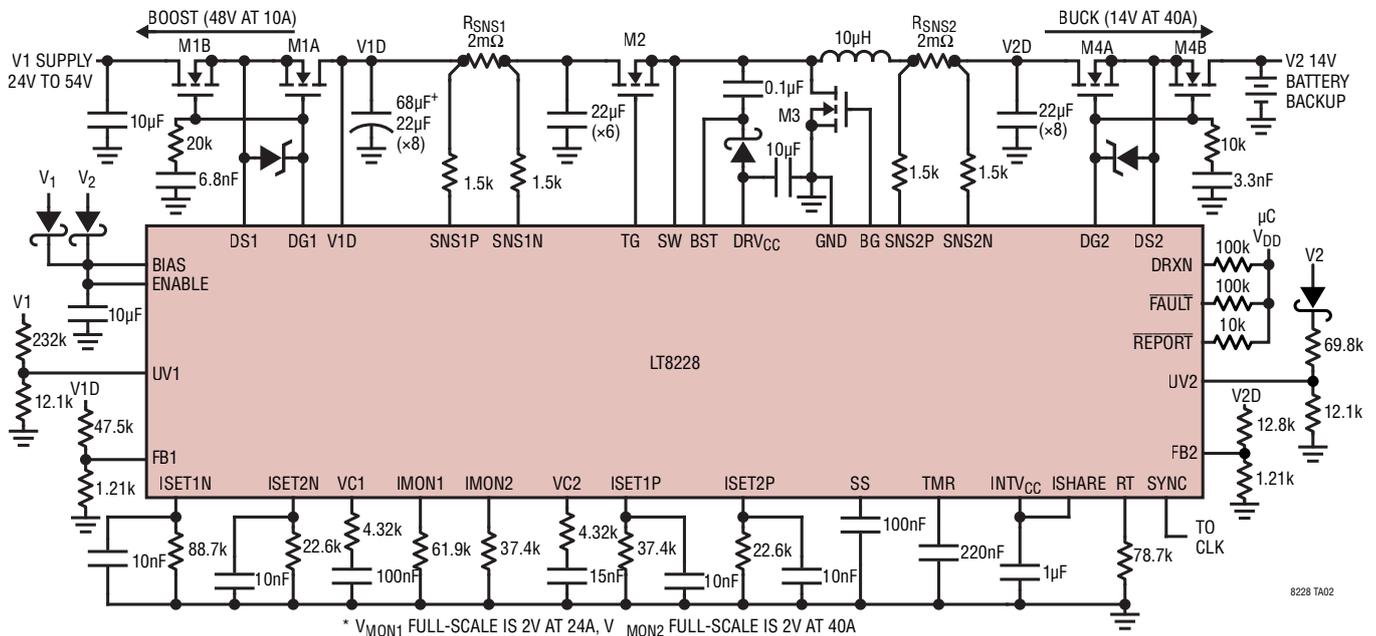


注:

1. 標準寸法: ミリメートル
2. 寸法の単位は ミリメートル (インチ)
3. 図は実寸とは異なる
4. 露出パッド接続のための推奨最小 PCB メタルサイズ  
 \* 寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは、各サイドで 0.150mm (0.006 インチ) を超えないこと

標準的応用例

降圧560W (14V 40A) および昇圧480W (48V 10A)の並列レギュレータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT8708	80V 双方向同期整流式4スイッチ昇降圧 DC/DC コントローラ	2.8V (EXTV <sub>CC</sub> > 6.4Vが必要) ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 80V、1.3V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 80V、5mm × 8mm QFN-40 車載用と同じバッテリー電圧に最適
LTC®3871	双方向マルチフェーズDC/DC同期整流式降圧または昇圧オンデマンド・コントローラ	V <sub>IN</sub> :最大100V、V <sub>OUT</sub> :最大30V、大電力の48V/12V車載用バッテリー・アプリケーションに最適
LT8705A	入力電圧と出力電圧が80Vの同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	2.8V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 80V、入力電流と出力電流のモニタ、5mm × 7mm QFN-38 および TSSOP-38
LTC3779	入力電圧と出力電圧が150Vの同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ	4.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 150V、1.2V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 150V、効率:最大99%、閾値がロジック・レベルまたは標準レベルのMOSFETを駆動、TSSOP-38
LTC7813	低EMI、低入出力リップル、低自己消費電流の60V同期整流式昇圧+降圧コントローラ	4.5V (起動後は2.2Vまで動作) ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、昇圧チャンネルのV <sub>OUT</sub> は最大60V、0.8V ≤ 降圧チャンネルのV <sub>OUT</sub> ≤ 60V、I <sub>Q</sub> = 29µA、5mm × 5mm QFN-32
LTC3899	Burst Mode動作時の自己消費電流が29µAの60V、トリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.2Vでも動作) ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、V <sub>OUT</sub> :最大60V、降圧チャンネルのV <sub>OUT</sub> の範囲:0.8V~60V、昇圧V <sub>OUT</sub> :最大60V
LTC3769	低自己消費電流の60V、同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.5Vでも動作) ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 60V、V <sub>OUT</sub> :最大60V、I <sub>Q</sub> = 28µA、PLL固定周波数:50kHz~900kHz
LTM®8056	58V昇降圧µModuleレギュレータ、調整可能な入出力電流制限	5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 58V、1.2V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 48V、15mm × 15mm × 4.92mm BGAパッケージ
LTC3895/ LTC7801	デューティ・サイクル100%の150V、低自己消費電流、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 140V、絶対最大定格:150V、PLL固定周波数:50kHz~900kHz、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 60V、調整可能なゲート駆動電圧:5V~10V、I <sub>Q</sub> = 40µA、4mm × 5mm QFN-24、TSSOP-24、TSSOP-38(31)
LTC7103	105V、2.3A、低EMI同期整流式降圧レギュレータ	4.4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 105V、1V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ V <sub>IN</sub> 、I <sub>Q</sub> = 2µA、固定周波数:200kHz~2MHz、5mm × 6mm QFN