

## 特長

- 入力電圧範囲: 2.75 V~20 V
- 出力電圧範囲: 0.6 V~90%  $V_{IN}$
- 最大出力電流: 25 A 以上
- 電流モード・アーキテクチャ
- 電圧モードへ設定可能
- 全温度範囲での出力電圧精度:  $\pm 1\%$
- 電圧トラッキング
- 設定可能な周波数: 200 kHz~1.5 MHz
- 外部周波数同期入力
- 軽負荷での省電力モード
- 高精度イネーブル入力
- プルアップ抵抗内蔵のパワーグッド
- 調整可能なソフトスタート
- プログラマブルな電流検出ゲイン
- ブートストラップ・ダイオードを内蔵
- プリチャージ負荷でのスタートアップ
- 外部調整可能なスロープ補償
- 任意の出力コンデンサに対応
- 過電圧保護と過電流制限保護
- 熱過負荷保護機能
- 入力低電圧ロックアウト(UVLO)
- 16 ピンの 4 mm x 4 mm LFCSP パッケージを採用
- ADIsimPower デザイン・ツールのサポート

## アプリケーション

- シーケンシングとトラッキングを必要とする次のような中間バス・システムと POL システム
- 通信基地局とネットワーク
- 工業用および計装機器
- 医用および健康管理

## 概要

ADP1851 は、一般的な 3.3 V~12 V (最大 20 V) の電圧入力で作動できる広い入力範囲を持つ DC/DC 同期整流降圧コントローラです。このデバイスは、デジタル負荷に対して高速なステップ応答を提供する谷電流検出による電流モードで動作します。このデバイスは、敏感な負荷に対して低ノイズと低クロストークで動作する電圧モード・コントローラとして構成することもできます。

ADP1851 は、複数の出力電圧を必要とするシステム・アプリケーションに最適です。ADP1851 は、スイッチング・デバイス間のビート周波数をなくする外部周波数同期機能を内蔵しています。また、電源間の正確なトラッキング機能も提供し、シンプルで強固なシーケンシングを可能にする高精度なイネーブル機能とパワーグッド機能を内蔵しています。

## 代表的な動作回路

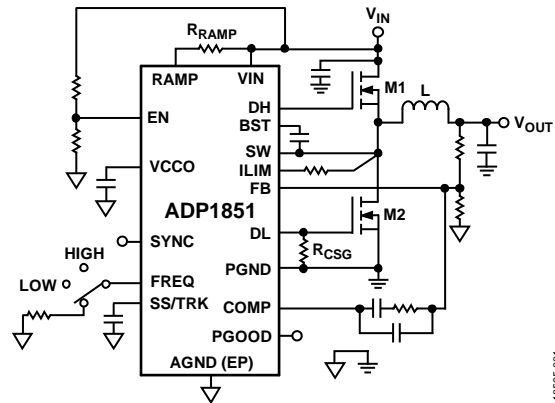


図 1.

ADP1851 は、高効率電力変換を可能にする高速で高ピーク電流のゲート駆動機能を提供します。このデバイスは、パルススキップして、スイッチング損失を削減し、軽い負荷とスタンバイ状態で効率を改善する省電力モードで動作するように設定することもできます。

正確な電流制限機能により、狭い範囲の許容誤差内でのデザインが可能になり、コンバータ全体を小型化し、コストを削減することができます。ADP1851 は、 $-40^{\circ}\text{C}$ ~ $+125^{\circ}\text{C}$  の温度範囲で  $\pm 1\%$  許容誤差の高精度リファレンスを使って最小 0.6 V 出力までレギュレーションすることができます。

ADP1851 は広い範囲の入力電圧を持つため、多様なシステム構成で最大の柔軟性を提供します。ループ補償、ソフトスタート、周波数設定、省電力モード、電流制限、電流検出ゲインはすべて、外付け部品を使って設定することができます。さらに、外付け RAMP 抵抗を使用すると、電流モードと電圧モードで最適なスロープと  $V_{IN}$  フィード・フォワードを選択して優れたライン除去比を実現することができます。ハイサイド・ドライバ用のリニア・レギュレータとブートストラップ・ダイオードを内蔵しています。

保護機能としては、低電圧ロックアウト、過電圧、過電流/短絡、温度上昇に対する保護機能を内蔵しています。

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、それぞれの所有者の財産です。  
※日本語版資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。  
©2012 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

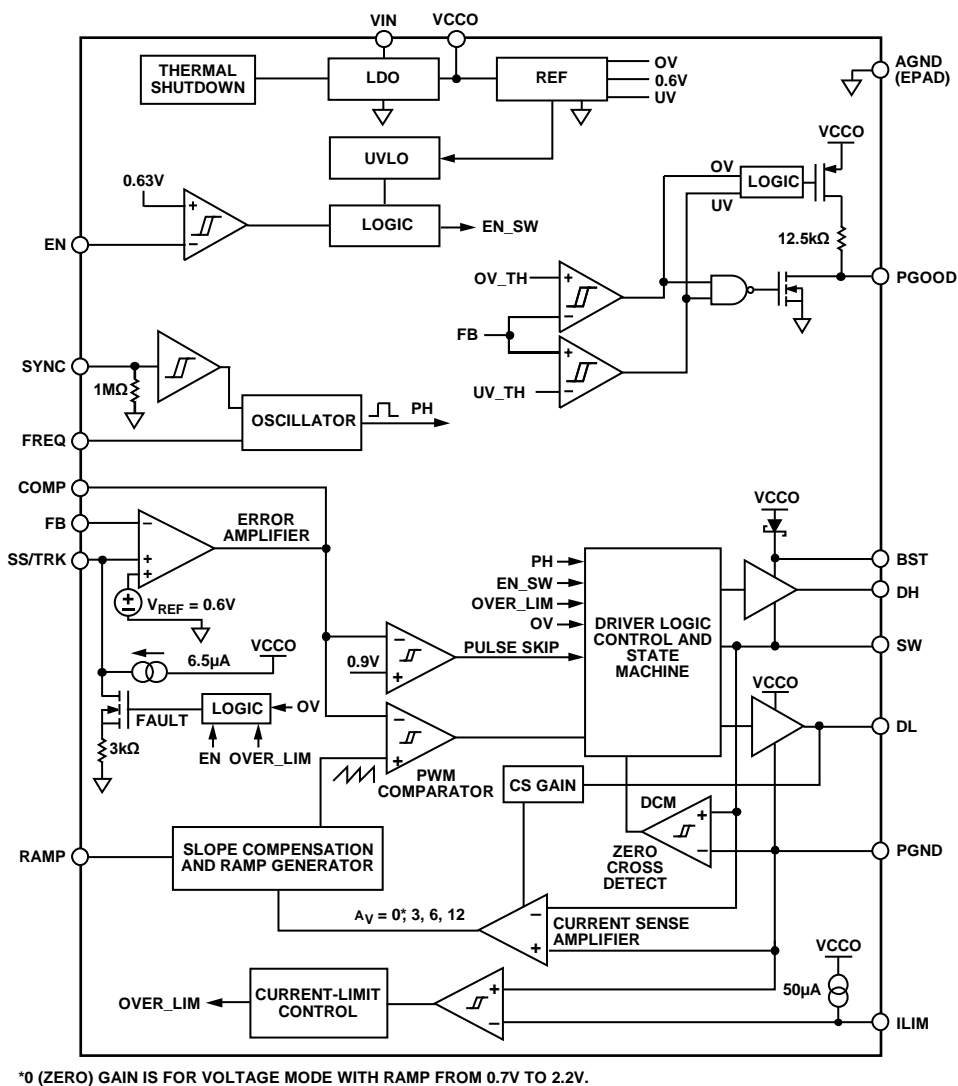
## 目次

特長 .....	1	イネーブル/ディスエーブル制御 .....	14
アプリケーション .....	1	熱過負荷保護機能 .....	14
概要 .....	1	アプリケーション情報 .....	15
代表的な動作回路 .....	1	ADIsimPower デザイン・ツール .....	15
改訂履歴 .....	2	出力電圧の設定 .....	15
簡略化したブロック図 .....	3	ソフトスタート .....	15
仕様 .....	4	電流制限値の設定 .....	15
絶対最大定格 .....	6	電流制限の正確な検出 .....	15
ESD の注意 .....	6	入力コンデンサの選択 .....	15
ピン配置およびピン機能説明 .....	7	VIN ピン・フィルタ .....	16
代表的な性能特性 .....	9	ブースト・コンデンサの選択 .....	16
動作原理 .....	11	インダクタの選択 .....	16
制御アーキテクチャ .....	11	出力コンデンサの選択 .....	16
発振周波数 .....	11	MOSFET の選択 .....	17
外部周波数同期 .....	12	ループ補償—電圧モード .....	18
PWM 動作モードとパルス・スキップ動作モード .....	12	ループ補償—電流モード .....	19
同期整流ダイオードとデッド・タイム .....	13	スイッチング・ノイズとオーバーシュートの削減 .....	20
入力低電圧ロックアウト .....	13	電圧のトラッキング .....	21
内蔵のリニア・レギュレータ .....	13	PCB レイアウトのガイドライン .....	21
過電圧保護機能 .....	13	代表的な動作回路 .....	22
パワーグッド .....	13	外形寸法 .....	23
短絡保護機能と電流制限機能 .....	14	オーダー・ガイド .....	23

## 改訂履歴

8/12—Revision 0: Initial Version

簡略化したブロック図



10595-002

図 2.簡略化したブロック図

## 仕様

温度限界におけるすべての規定値、 $T_{JMIN}$ 、 $T_{JMAX}$  は、標準の統計的品質管理手法(SQC)を使う相関により保証。 $V_{IN} = 12\text{ V}$ 。特に指定がない限り、仕様は  $T_J = -40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$  に対して有効。Typ 値は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。

表 1.

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
<b>POWER SUPPLY</b>						
Input Voltage	$V_{IN}$		2.75		20	V
Undervoltage Lockout Threshold	$UVLO_{TRSH}$	$V_{IN}$ rising $V_{IN}$ falling	2.55	2.65	2.75	V
Undervoltage Lockout Hysteresis	$UVLO_{HYST}$			0.2		V
Quiescent Current	$I_{IN}$	EN = $V_{IN} = 12\text{ V}$ , $V_{COMP} = 0.6\text{ V}$ in forced pulse-width modulation (PWM) mode (not switching), SYNC = VCCO EN = $V_{IN} = 12\text{ V}$ , $V_{COMP} = 0.6\text{ V}$ in PSM mode, SYNC = AGND		4.2	5.7	mA
Shutdown Current	$I_{IN\_SD}$	EN = AGND, $V_{IN} = 5.5\text{ V}$ or $20\text{ V}$		100	200	$\mu\text{A}$
<b>ERROR AMPLIFIER</b>						
FB Input Bias Current	$I_{FB}$		-100	+1	+100	nA
Open-Loop Gain <sup>1</sup>				80		dB
Gain Bandwidth Product <sup>1</sup>				20		MHz
<b>CURRENT SENSE AMPLIFIER GAIN</b>						
	$A_{CS}$	Current sense gain resistor connected between DL and PGND, $R_{CSG} = 47\text{ k}\Omega \pm 5\%$	2.6	3	3.4	V/V
		Current sense gain resistor connected between DL and PGND, $R_{CSG} = 22\text{ k}\Omega \pm 5\%$	5.2	6	6.8	V/V
		Default setting, $R_{CSG} = \text{open}$	10.5	12	13.5	V/V
		Voltage mode operation, resistor connected between DL and PGND, $R_{CSG} = 100\text{ k}\Omega \pm 5\%$		0		V/V
<b>OUTPUT CHARACTERISTICS</b>						
Feedback Accuracy Voltage	$V_{FB}$	$T_J = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ $T_J = -40^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$	597	600	603	mV
Line Regulation of PWM	$\Delta V_{FB}/\Delta V_{IN}$			$\pm 0.015$		%/V
Load Regulation of PWM <sup>1</sup>	$V\Delta_{FB}/\Delta V_{COMP}$	$V_{COMP}$ range = $0.9\text{ V}$ to $2.2\text{ V}$		$\pm 0.3$		%
<b>OSCILLATOR</b>						
Frequency	$f_{OSC}$	$R_{FREQ} = 332\text{ k}\Omega$ to AGND	170	200	230	kHz
		$R_{FREQ} = 78.7\text{ k}\Omega$ to AGND	720	800	880	kHz
		$R_{FREQ} = 40.2\text{ k}\Omega$ to AGND	1275	1500	1725	kHz
		FREQ connected to AGND	240	300	360	kHz
		FREQ connected to VCCO	480	600	720	kHz
		$R_{FREQ}$ range from $332\text{ k}\Omega$ to $40.2\text{ k}\Omega$	170		1725	kHz
SYNC Input Frequency Range <sup>1</sup>	$f_{SYNC}$					kHz
SYNC Input Pulse Width <sup>1</sup>	$t_{SYNCMIN}$		100			ns
SYNC Pin Capacitance to AGND	$C_{SYNC}$			5		pF
<b>LINEAR REGULATOR</b>						
VCCO Output Voltage		$I_{VCCO} = 100\text{ mA}$	4.7	5.0	5.3	V
VCCO Load Regulation		$I_{VCCO} = 0\text{ mA}$ to $100\text{ mA}$		35		mV
VCCO Line Regulation		$V_{IN} = 5.5\text{ V}$ to $20\text{ V}$ , $I_{VCCO} = 20\text{ mA}$		10		mV
VCCO Current Limit <sup>1</sup>		VCCO drops to $4\text{ V}$ from $5\text{ V}$		350		mA
VCCO Short-Circuit Current <sup>1</sup>		VCCO < $0.5\text{ V}$		370	400	mA
VIN to VCCO Dropout Voltage <sup>2</sup>	$V_{DROPOUT}$	$I_{VCCO} = 100\text{ mA}$ , $V_{IN} \leq 5\text{ V}$		0.33		V
<b>LOGIC INPUTS</b>						
EN Threshold Voltage		EN rising	0.57	0.63	0.68	V
EN Hysteresis				0.03		V
EN Input Leakage Current	$I_{EN}$	$V_{IN} = 2.75\text{ V}$ to $20\text{ V}$		1	200	nA

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
SYNC Logic Input Low					1.3	V
SYNC Logic Input High			1.9			V
SYNC Input Pull-Down Resistance	$R_{\text{SYNC}}$			1		M $\Omega$
<b>GATE DRIVERS</b>						
DH Rise Time		$C_{\text{DH}} = 3 \text{ nF}$ , $V_{\text{BST}} - V_{\text{SW}} = 5 \text{ V}$		16		ns
DH Fall Time		$C_{\text{DH}} = 3 \text{ nF}$ , $V_{\text{BST}} - V_{\text{SW}} = 5 \text{ V}$		14		ns
DL Rise Time		$C_{\text{DL}} = 3 \text{ nF}$		16		ns
DL Fall Time		$C_{\text{DL}} = 3 \text{ nF}$		14		ns
DH to DL Dead Time		External 3 nF connected to DH and DL		25		ns
DH or DL Driver $R_{\text{ON}}$ , Sourcing Current <sup>1</sup>	$R_{\text{ON\_SOURCE}}$	Sourcing 2 A with a 100 ns pulse		2		$\Omega$
DH or DL Driver $R_{\text{ON}}$ , Tempco	$TC_{\text{RON}}$	Sourcing 1 A with a 100 ns pulse, $V_{\text{IN}} = 3 \text{ V}$		2.3		$\Omega$
DH or DL Driver $R_{\text{ON}}$ , Sinking Current <sup>1</sup>	$R_{\text{ON\_SINK}}$	$V_{\text{IN}} = 3 \text{ V}$ or 12 V Sinking 2 A with a 100 ns pulse		0.3		%/ $^{\circ}\text{C}$
		Sinking 1 A with a 100 ns pulse, $V_{\text{IN}} = 3 \text{ V}$		1.5		$\Omega$
DH Maximum Duty Cycle <sup>1</sup>		$f_{\text{OSC}} = 300 \text{ kHz}$	90			%
		$f_{\text{OSC}} = 1500 \text{ kHz}$	50			%
Minimum DH On Time		$f_{\text{OSC}} = 200 \text{ kHz}$ to 1500 kHz			85	ns
Minimum DH Off Time		$f_{\text{OSC}} = 200 \text{ kHz}$ to 1500 kHz			345	ns
Minimum DL On Time		$f_{\text{OSC}} = 200 \text{ kHz}$ to 1500 kHz			295	ns
<b>COMP VOLTAGE RANGE</b>						
COMP Pulse Skip Threshold	$V_{\text{COMP,THRES}}$	In pulse skip mode (PSM)		0.9		V
COMP Clamp High Voltage	$V_{\text{COMP,HIGH}}$		2.2			V
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>						
Thermal Shutdown Threshold	$T_{\text{TMSD}}$			155		$^{\circ}\text{C}$
Thermal Shutdown Hysteresis				20		$^{\circ}\text{C}$
<b>OVERVOLTAGE AND POWER-GOOD THRESHOLDS</b>						
FB Overvoltage Threshold	$V_{\text{OV}}$	$V_{\text{FB}}$ rising	0.630	0.65	0.670	V
FB Overvoltage Hysteresis				18		mV
FB Undervoltage Threshold	$V_{\text{UV}}$	$V_{\text{FB}}$ falling	0.525	0.55	0.575	V
FB Undervoltage Hysteresis				15		mV
<b>SOFT START/TRACK</b>						
SS/TRK Output Current	$I_{\text{SS}}$	During startup	4.6	6.5	8.4	$\mu\text{A}$
SS/TRK Pull-Down Resistor		During a fault condition		3		k $\Omega$
SS/TRK Input Voltage Range <sup>1</sup>			0		5	V
FB to SS/TRK Offset		$V_{\text{SS/TRK}} = 0.1 \text{ V}$ to 0.6 V; offset = $V_{\text{FB}} - V_{\text{SS/TRK}}$	-10		+10	mV
<b>PGOOD</b>						
PGOOD Pull-Up Resistor	$R_{\text{PGOOD}}$	Internal pull-up resistor to VCCO		12.5		k $\Omega$
PGOOD Delay				12		$\mu\text{s}$
Overvoltage or Undervoltage Minimum Duration		Minimum duration required to trigger the PGOOD signal		10		$\mu\text{s}$
ILIM Threshold Voltage <sup>1</sup>		Relative to PGND	-5	0	+5	mV
ILIM Output Current		ILIM = PGND	45	50	55	$\mu\text{A}$
Current Sense Blanking Period		After DL goes high; current limit is not sensed during this period		100		ns
<b>INTEGRATED RECTIFIER (BOOST DIODE) RESISTANCE</b>						
		At 20 mA forward current		16		$\Omega$
<b>ZERO CURRENT CROSS OFFSET (SW TO PGND)<sup>1</sup></b>						
		In pulse skip mode only; $f_{\text{OSC}} = 300 \text{ kHz}$	0	2	4	mV

<sup>1</sup> デザインで保証します。<sup>2</sup>  $V_{\text{IN}} < 5.5 \text{ V}$  の場合は  $V_{\text{IN}}$  と VCCO を接続してください。

## 絶対最大定格

表 2.

Parameter	Rating
VIN, EN, RAMP	21 V
FB, COMP, SS/TRK, FREQ, SYNC, VCCO, PGOOD	-0.3 V to +6 V
ILIM, SW to PGND	-0.3 V to +21 V
BST, DH to PGND	-0.3 V to +28 V
DL to PGND	-0.3 V to VCCO + 0.3 V
BST to SW	-0.3 V to +6 V
BST to PGND, 20 ns Transients	32 V
SW to PGND, 20 ns Transients	25 V
DL, SW, ILIM to PGND, 20 ns Negative Transients	-8 V
PGND to AGND	-0.3 V to +0.3 V
PGND to AGND, 20 ns Transients	-8 V to +4 V
$\theta_{JA}$ (Natural Convection) <sup>1,2</sup>	40°C/W
Operating Junction Temperature Range <sup>3</sup>	-40°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Maximum Soldering Lead Temperature	260°C

<sup>1</sup> エクスポート・パッドを PCB へ接続して測定。

<sup>2</sup> パッケージのジャンクション—周囲間熱抵抗( $\theta_{JA}$ )は、多層 PCB を使用して計算またはシミュレーション。

<sup>3</sup> デバイスのジャンクション温度( $T_J$ )は、周囲温度( $T_A$ )、デバイス消費電力( $P_D$ )、パッケージのジャンクション—周囲間熱抵抗( $\theta_{JA}$ )に依存します。最大ジャンクション温度は、式  $T_J = T_A + P_D \times \theta_{JA}$  を使って周囲温度と消費電力から計算。

上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。この規定はストレス定格の規定のみを目的とするものであり、この仕様の動作のセクションに記載する規定値以上のデバイス動作を定めたものではありません。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くとデバイスの信頼性に影響を与えます。

絶対最大定格は、組み合わせではなく個別に適用されます。特に注記がない限り、すべての電圧は AGND を基準にします。

## ESD の注意



ESD (静電放電) の影響を受けやすいデバイスです。電荷を帯びたデバイスや回路ボードは、検知されないまま放電することがあります。本製品は当社独自の特許技術である ESD 保護回路を内蔵してはいますが、デバイスが高エネルギーの静電放電を被った場合、損傷を生じる可能性があります。したがって、性能劣化や機能低下を防止するため、ESD に対する適切な予防措置を講じることをお勧めします。

## ピン配置およびピン機能説明

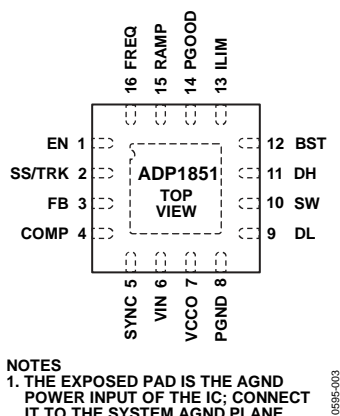


図 3. ピン配置

表 3. ピン機能の説明

ピン番号	記号	説明
1	EN	イネーブル入力。EN をハイ・レベルにするとコントローラがターンオンし、ロー・レベルにするとコントローラがターンオフします。自動スタートアップを行うときは、EN と $V_{IN}$ を接続します。高精度 UVLO の場合、 $V_{IN}$ と AGND の間に適切なサイズの抵抗分圧器を接続し、中点をこのピンへ接続します。
2	SS/TRK	ソフトスタート/トラッキング入力。SS/TRK と AGND との間にコンデンサを接続して、ソフトスタート時間を設定します。このノードは、 $6.5 \mu A$ の電流源を介して VCCO へ内部でプルアップされています。このピンをスタートアップ時に外部電圧のトラッキング用の TRK 入力として使います。
3	FB	出力電圧帰還入力。このピンを抵抗分圧器を介して出力へ接続します。
4	COMP	補償ノード。誤差アンプの出力。COMP と FB の間に抵抗/コンデンサ(RC)回路を接続して、レギュレーション制御ループを補償します。
5	SYNC	外部周波数同期入力。このピンには、FREQ ピンで設定される内部発振周波数 $f_{osc}$ に近い周波数の外部クロック信号を入力します。コントローラは、周期的クロック信号が SYNC で検出されたとき、または SYNC がハイ・レベルのとき(VCCO へ接続)、強制 PWM モードで動作します。このときのスイッチング周波数は $1 \times$ SYNC 周波数になります。SYNC がロー・レベルまたはフローティングのとき、コントローラはパルス・スキップ・モードで動作します。
6	VIN	入力電圧。メイン電源へ接続します。このピンと AGND ののできるだけ近くに接続した $1 \mu F$ 以上のセラミック・コンデンサでバイパスしてください。
7	VCCO	内蔵低ドロップアウト(LDO)レギュレータの出力。内部回路とゲート・ドライバは VCCO から給電されます。VCCO と AGND の間に接続した $1 \mu F$ 以上のセラミック・コンデンサでバイパスしてください。VCCO 出力は、EN がロー・レベルのときでもアクティブのままです。 $V_{IN}$ が $5.5 V$ 以下での動作では、VIN を VCCO へ接続することができません。LDO を他の補助システム負荷の電源として使用しないでください。
8	PGND	電源グラウンド。内蔵ドライバのグラウンド。SW と PGND の間で差動電流が検出されます。
9	DL	ローサイド同期整流子ゲート・ドライバ出力。電流モードで電流検出アンプのゲインを設定するとき、または電圧モード制御を設定するとき、DL と PGND の間に抵抗を接続します。このピンは、合計入力容量最大 $20 nF$ の MOSFET を駆動することができます。
10	SW	パワー・スイッチ・ノード/電流検出アンプ入力。このピンをハイサイド N チャンネル MOSFET のソースとローサイド N チャンネル MOSFET のドレインへ接続します。SW と PGND の間で差動電流が検出されます。
11	DH	ハイサイド・スイッチ・ゲート・ドライバ出力。このピンは、合計入力容量最大 $20 nF$ の MOSFET を駆動することができます。
12	BST	ハイサイド内蔵ドライバのブートストラップされた上側レール。BST と SW の間に $0.1 \mu F \sim 0.22 \mu F$ の値を持つ積層セラミック・コンデンサ(MLCC)を接続してください。内蔵ブースト・ダイオード整流子を VCCO と BST の間に接続します。
13	ILIM	電流制限検出コンパレータの反転入力。ILIM と SW との間に抵抗を接続して、電流制限オフセットを設定します。正確な電流制限検出の場合、ローサイド MOSFET のソースで ILIM を電流検出抵抗へ接続してください。
14	PGOOD	パワーグッド表示。PGOOD はオープン・ドレインのパワーグッド・インジケータ・ロジック出力で、PGOOD と VCCO の間に $12.5 k\Omega$ の内蔵抵抗が接続されています。
15	RAMP	スロープ補償のプログラマブルな電流設定。RAMP と $V_{IN}$ の間に抵抗を接続します。RAMP の電圧は、動作時 $0.2 V$ です。このピンは、コントローラのディスエーブル中は高インピーダンスになります。

ピン番号	記号	説明
16	FREQ EPAD (AGND)	内蔵発振周波数 $f_{OSC}$ 。FREQ と AGND の間に抵抗を 1 本接続して、200 kHz~1.5 MHz の動作周波数を設定します。既定 300 kHz の場合 FREQ と AGND を接続します。600 kHz 動作周波数の場合は FREQ と VCCO を接続します。 エクスポーズド・パッド(アナログ・グラウンド)。エクスポーズド・パッドはこの IC の AGND 電源入力です。エクスポーズド・パッドはシステム AGND プレーンに接続します。



## 代表的な性能特性

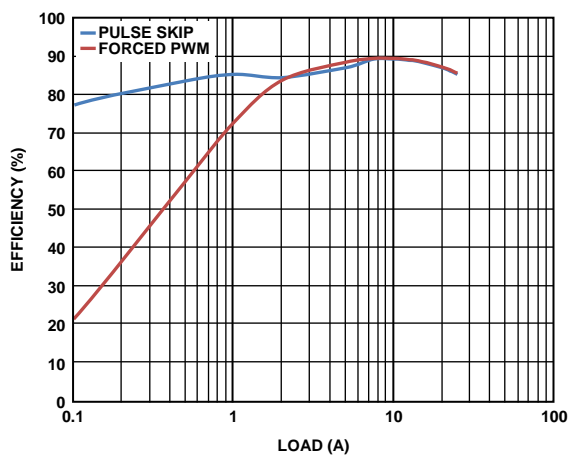


図 4. 効率のプロット、12 V<sub>IN</sub>→1.8 V<sub>OUT</sub>、600 kHz  
(回路については図 34 参照)

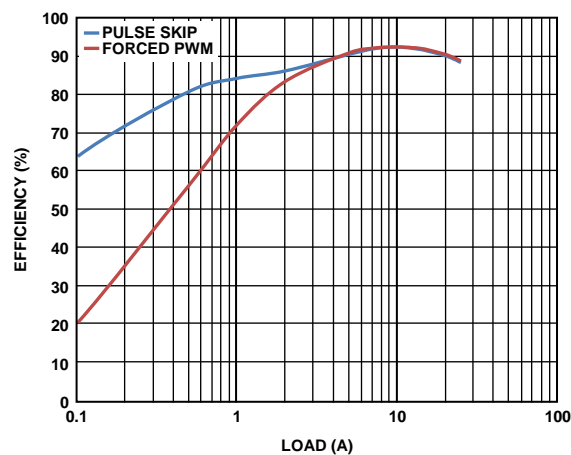


図 7. 効率のプロット、12 V<sub>IN</sub>→3.3 V<sub>OUT</sub>、300 kHz  
(回路については図 35 参照)

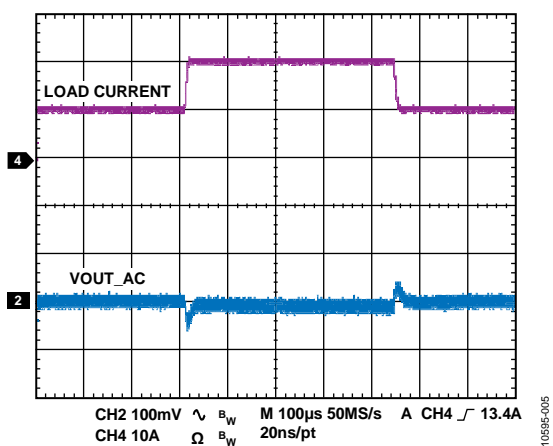


図 5. 10 A→20 A の負荷ステップ、12 V<sub>IN</sub>→1.8 V<sub>OUT</sub>  
600 kHz、電流モード

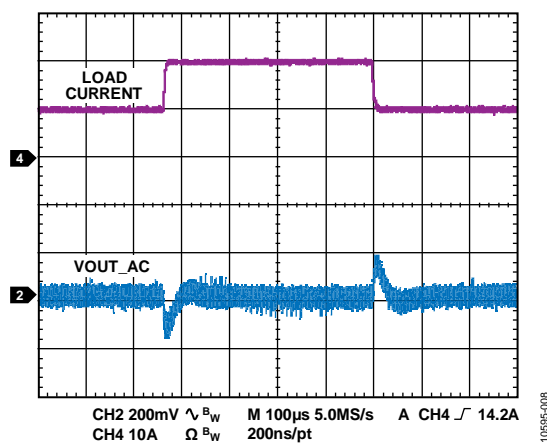


図 8. 10 A→20 A の負荷ステップ、12 V<sub>IN</sub>→3.3 V<sub>OUT</sub>  
300 kHz、電圧モード

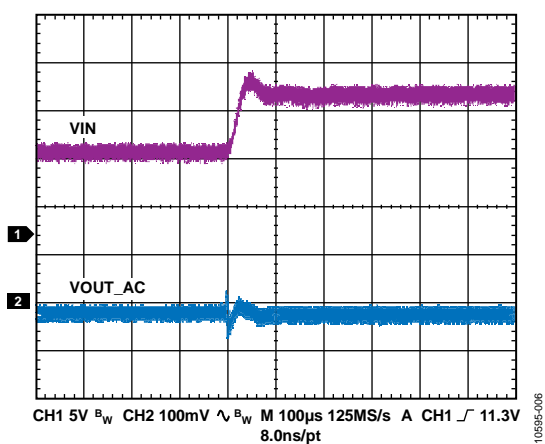


図 6. 9 V→15 V のライン・ステップ  
1.8 V<sub>OUT</sub>、20 A 負荷、電流モード

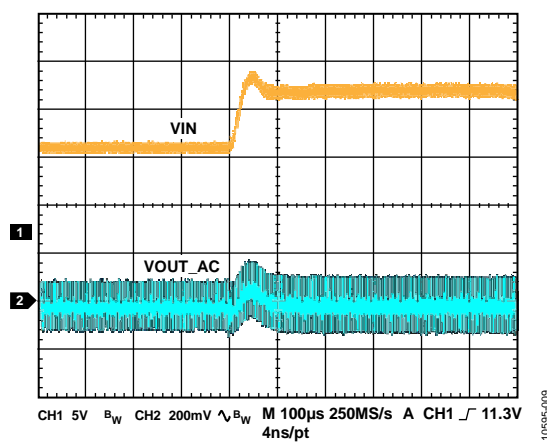


図 9. 9 V→15 V のライン・ステップ  
3.3 V<sub>OUT</sub>、15 A 負荷、電圧モード

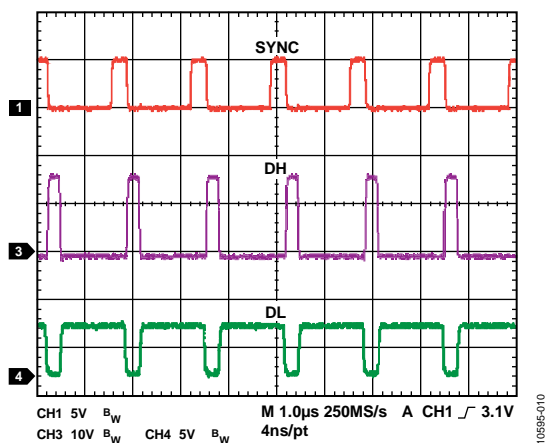


図 10. 外部周波数同期、 $f_{\text{SYNC}} = 600 \text{ kHz}$

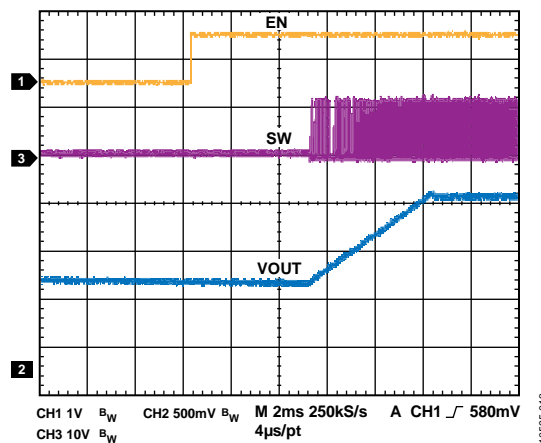


図 13. プリチャージ出力でのソフトスタート  
1.8 V<sub>OUT</sub> 強制 PWM モード

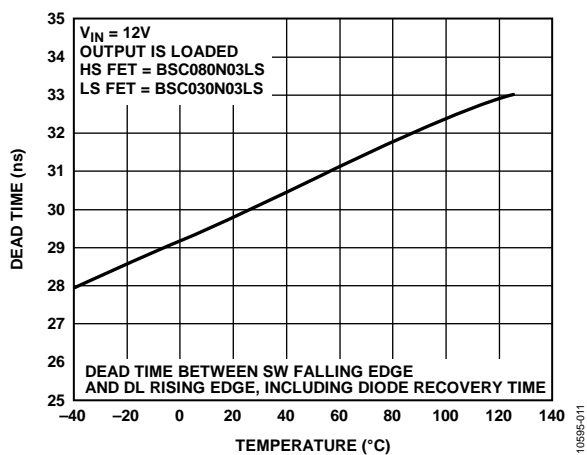


図 11. デッド・タイムの温度特性

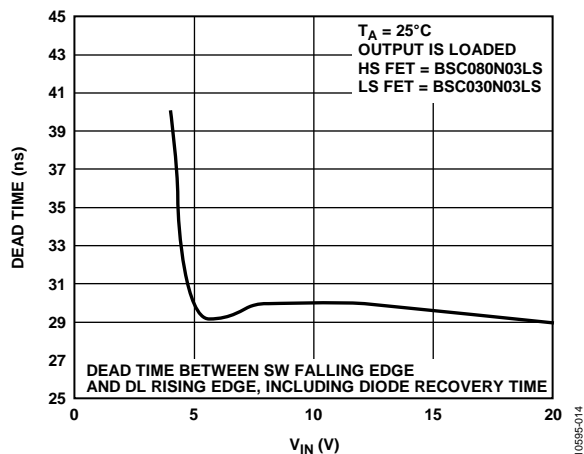


図 14. VIN 対デッド・タイム

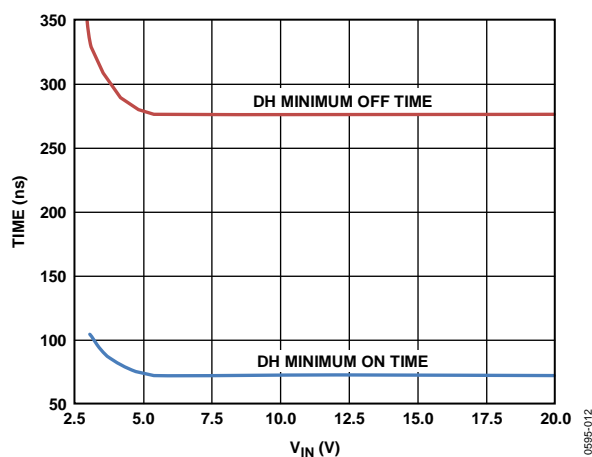


図 12. DH 最小オン時間とオフ時間

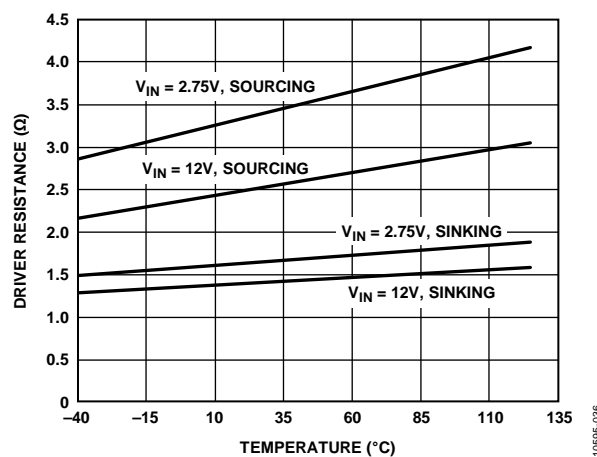


図 15. ドライバ抵抗の温度特性

## 動作原理

ADP1851 は、外付け N チャンネル・パワー MOSFET に対するドライバとブートストラップ機能を内蔵した、固定周波数、降圧、同期整流スイッチング・コントローラです。電流モード制御ループは、電圧モードに設定することもできます。このコントローラは、軽負荷時に強制 PWM モードと省電力のパルス・スキップ・モードを選択することができます。ADP1851 は、プログラマブルなソフトスタート、出力過電圧保護、プログラマブルな電流制限、パワーグッド、トラッキング機能を内蔵しています。このコントローラは、200 kHz~1.5 MHz のスイッチング周波数で動作することができます。このスイッチング周波数は抵抗で設定するか、または外部クロックに同期させることができます。

## 制御アーキテクチャ

ADP1851 は、固定周波数のエミュレートしたピーク電流モード PWM 制御アーキテクチャを採用しています。インダクタ電流は、外付けローサイド MOSFET の  $R_{DS(on)}$  の両端に発生する電圧降下、またはローサイド MOSFET ソースと電源グラウンドの間に直列に接続した検出抵抗の両端に発生する電圧降下により検出されます。電流はスイッチング・サイクルのオフ区間で検出され、内蔵電流検出アンプでコンディショニングされます。

電流検出アンプのゲインは、コントローラのパワーアップ初期化時のデバイスがスイッチングを開始する前に、3 V/V、6 V/V、または 12 V/V に設定することができます。DL と PGND の間に、47 kΩ 抵抗を接続するとゲイン=3 V/V に、22 kΩ 抵抗を接続するとゲイン=6 V/V に、それぞれ設定されます。抵抗を接続しないと、ゲイン=12 V/V に設定されます。

電流検出アンプの出力信号は保持され、次のスイッチング・サイクルの DH オン時間にエミュレートされた電流ランプに加算され、PWM コンパレータに入力されます(図 16 参照)。この信号は、誤差アンプからの COMP 信号と比較され、PWM パルスを発生するフリップフロップをリセットします。DL と PGND の間に 100 kΩ 抵抗を接続して電圧モード制御を選択すると、電流検出信号を加算しないで、エミュレートされた電流ランプが PWM コンパレータに加えられます。

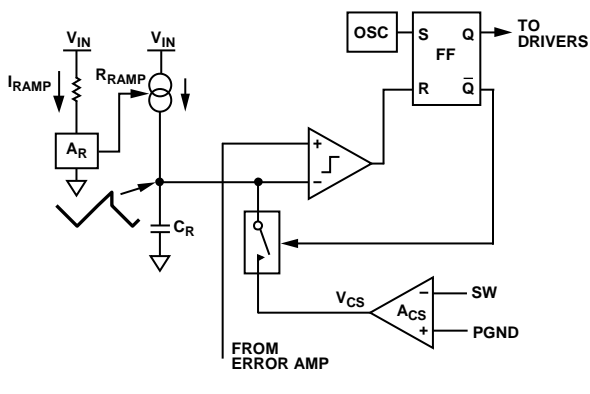


図 16.簡略化した制御アーキテクチャ

図 16 に示すように、エミュレートされた電流ランプが IC 内部で発生されますが、RAMP ピンを使って設定することができます。V<sub>IN</sub> と RAMP ピンの間に接続する適切な値抵抗を選択すると、所望のスロープ補償値を設定することができ、同時に、V<sub>IN</sub> フィード・フォワード機能も提供することができます。コントロール・ロジックにより貫通動作を防止して、内蔵ドライバと外付け MOSFET の相互導通を制限します。

## 発振周波数

200 kHz~1.5 MHz の内部発振周波数は、FREQ ピンの外付け抵抗 R<sub>FREQ</sub> で設定します。幾つかの一般的な f<sub>OSC</sub> 値を表 4 に示し、図 17 に関係を示します。例えば、78.7 kΩ 抵抗で発振周波数 800 kHz が設定されます。FREQ と AGND を接続するか、または FREQ と VCCO を接続すると、発振周波数はそれぞれ 300 kHz または 600 kHz に設定されます。表 4 に示していない他の周波数に対しては、R<sub>FREQ</sub> 値と f<sub>OSC</sub> は図 17 から求めることができます。あるいは次の経験式を使ってこれらの値を計算することができます。

$$D_{SDTC}(k\Omega) = 96,568 \times X_{A15}(kHz)^{-1.065}$$

表 4.発振周波数の設定

R <sub>FREQ</sub>	f <sub>OSC</sub> (Typical)
332 kΩ	200 kHz
78.7 kΩ	800 kHz
60.4 kΩ	1000 kHz
51 kΩ	1200 kHz
40.2 kΩ	1500 kHz
FREQ to AGND	300 kHz
FREQ to VCCO	600 kHz

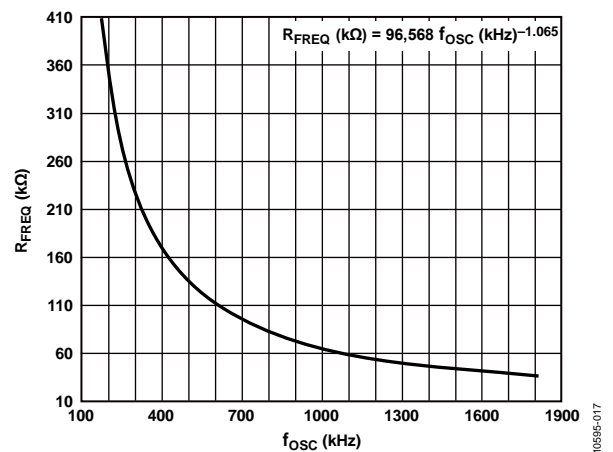


図 17.f<sub>OSC</sub> 対 R<sub>FREQ</sub>

### 外部周波数同期

ADP1851 のスイッチング周波数は、外部クロック信号を SYNC ピンに接続することにより、外部クロックと同期させることができます。FREQ ピンの抵抗で設定される内部発振周波数は、外部クロック周波数に近い値に設定する必要があります。このため、外部クロック周波数は設定された内部クロックの 0.85~1.3 倍で変化することができます。得られるスイッチング周波数は、外部 SYNC 周波数の 1 倍になります。外部周波数同期では、ADP1851 は PWM モードで動作します。

外部クロックが最初の SYNC エッジで検出されると、内部発振器がリセットされて、クロック制御が SYNC へ移ります。SYNC エッジが、PWM 出力の後続クロックをトリガするようになります。DH の立上がりエッジは対応する SYNC エッジの約 100 ns 後に発生し、周波数は外部信号にロックされます。外部 SYNC 信号が動作中になると、ADP1851 は内部発振器に戻ります。SYNC 機能を使う場合、SYNC 信号が失われたときに ADP1851 が PWM モードの動作を続けるように、SYNC と VCCO の間にブルアップ抵抗を接続することが推奨されます。

### PWM 動作モードとパルス・スキップ動作モード

SYNC ピンは共用ピンです。SYNC を VCCO すなわちハイ・レベルに接続すると、PWM モードがイネーブルされます。SYNC がグラウンドすなわちフローティングのままの場合、パルス・スキップ・モードがイネーブルされます。SYNC をロー・レベルからハイ・レベルへまたはハイ・レベルからロー・レベルへスイッチングすると、コントローラはそれぞれ強制 PWM モードからパルス・スキップ・モードへまたはパルス・スキップ・モードから強制 PWM モードへ 2 クロック・サイクルで変化します。

表 5.動作モード

SYNC Pin	Mode of Operation
Low	Pulse skip mode
High	Forced PWM mode
No Connect	Pulse skip mode
Clock Signal	Forced PWM mode

ADP1851 は、コントローラが PWM パルスをスキップできるようにするパルス・スキップ検出回路を内蔵しているため、軽負荷時にスイッチング周波数を下げることができるので、軽負荷動作で高い効率を維持することができます。このときの出力リップルは、固定周波数強制 PWM モードでのリップルより大きくなります。図 18 に、軽負荷時のパルス・スキップ・モードでの ADP1851 の動作を示します。軽負荷時のパルス・スキップ周波数は、インダクタ、出力容量、出力負荷、入力電圧、出力電圧に依存します。

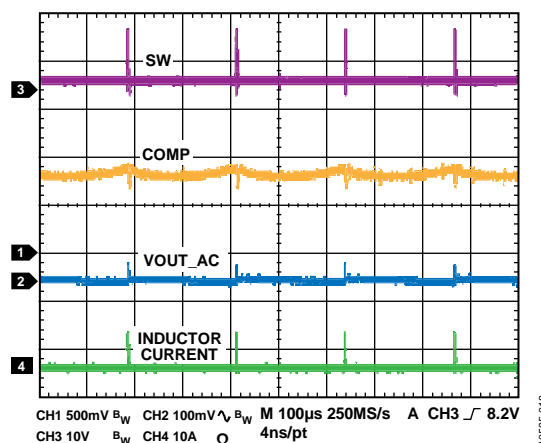


図 18.軽負荷時のパルス・スキップ・モードの例

出力負荷がパルス・スキップ閾値電流より大きい場合、すなわち  $V_{COMP}$  が 0.9 V の閾値に到達した場合、ADP1851 はパルス・スキップ動作モードを抜け出して、固定周波数不連続道通モード(DCM)に入ります(図 19 参照)。負荷がさらに増加すると、ADP1851 は連続道通モード(CCM)を開始します。

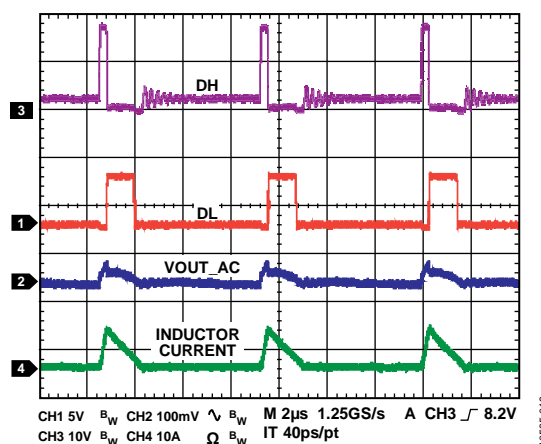


図 19.不連続道通モード(DCM)波形の例

強制 PWM モードでは、ADP1851 はすべての負荷で CCM 動作になるため、インダクタ電流は常に連続です。

## 同期整流ダイオードとデッド・タイム

ADP1851 では、貫通防止回路が DH—SW 間電圧と DL—PGND 間電圧をモニタし、ローサイド・ドライバとハイサイド・ドライバを調節して、ハイサイド MOSFET とローサイド MOSFET の間の相互導通または貫通を防止するように、ブレイク・ピフォア・メーク・スイッチングを確実に行うようにします。このブレイク・ピフォア・メーク・スイッチングはデッド・タイムと呼ばれ、固定ではなく、MOSFET のターンオンおよびターンオフ速度に依存します。入力容量約 3 nF の中サイズの MOSFET を使う代表的なアプリケーション回路では、デッド・タイムは約 25 ns (typ) です。高速なダイオード回復時間を持つ小型で高速な MOSFET を使う場合、デッド・タイムは最小 13 ns になります。

## 入力低電圧ロックアウト

VIN ピンのバイアス入力電圧が 2.65 V (typ) の低電圧ロックアウト(UVLO)閾値を下回ると、スイッチ・ドライバは非アクティブになります。EN がハイ・レベルになると、コントローラはスイッチングを開始して、VIN ピン電圧が UVLO 閾値を超えます。

## 内蔵のリニア・レギュレータ

内蔵リニア・レギュレータは、低ドロップアウト(LDO) VCCO です。VCCO は内部制御回路をパワーアップさせ、ゲート・ドライバに電源を供給します。200 mA 以上の出力電流能力を保証しているため、一般的なロジック閾値の MOSFET を最大 1.5 MHz で駆動するゲート駆動要求に対しては十分な能力です。VCCO は常にアクティブで、EN 信号でシャットダウンできませんが、温度上昇保護が動作すると、LDO はコントローラと一緒にディスエーブルされます。VCCO と AGND の間に 1  $\mu$ F 以上のコンデンサを接続してバイパスしてください。

LDO がゲート駆動電流を供給しているため、各スイッチング・サイクルでドライバがスイッチし、ブースト・コンデンサが再充電されるごとに、VCCO にはシャープな過渡電流が発生します。LDO は、過負荷故障なしでこれらの過渡電流を処理できるように最適化されています。ゲート駆動が負荷になっているため、VCCO 出力を他の外部補助システム負荷に使用することは推奨できません。

LDO には、予測される最大ゲート駆動負荷を上回る電流制限機能が内蔵されています。この電流制限機能には、短絡故障時にさらに VCCO 電流を制限する短絡フォールドバック機能も含まれています。

入力電圧が 5.5 V より低い場合には、VIN と VCCO を接続して LDO をバイパスして、ドロップアウト電圧を小さくすることが推奨されます(図 20 参照)。ただし、入力範囲が 4 V~7 V の場合は、VIN と VCCO を接続して LDO をバイパスすることはできません。これは、7 V 入力が VCCO ピンの最大電圧定格を超えるためです。この場合には、LDO を使って内蔵ドライバを駆動してください。ただし、VIN が 5 V より低い場合にはドロップアウトが生じることに注意してください。

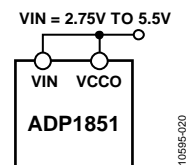


図 20.  $V_{IN} < 5.5$  V での構成

## 過電圧保護機能

ADP1851 は、FB ノードで出力過電圧を検出する回路を内蔵しています。FB 電圧  $V_{FB}$  が過電圧閾値を上回ると、ハイサイド N チャンネル MOSFET (NMOSFET) がターンオフし、ローサイド NMOSFET がターンオンして、 $V_{FB}$  が低電圧閾値を下回るまで続きます。この動作は、クローバー過電圧保護と呼ばれています。過電圧状態が続くと、コントローラは帰還電圧を過電圧閾値と低電圧閾値の間に維持し、出力はレギュレーション電圧の typ 値で +8% および -8% 以内にレギュレーションされます。過電圧が発生すると、SS/TRK ノードは 3 k $\Omega$  の内蔵プルダウン抵抗を通過して放電されます。FB の電圧が低電圧閾値を下回ると、ソフトスタート・シーケンスが再度開始されます。図 21 に、PSM での過電圧保護機能を示します。

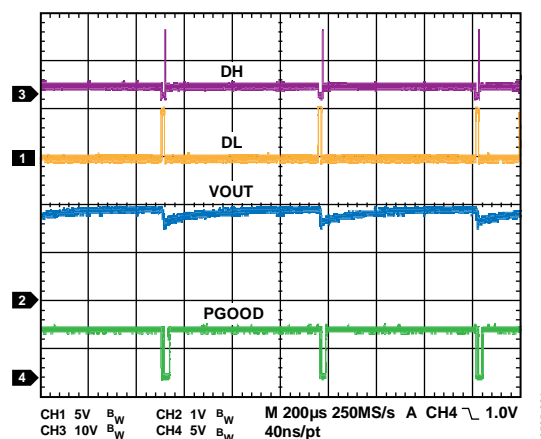


図 21. PSM モードでの過電圧保護機能、 $V_{OUT}$  を 2.0 V へ接続

## パワーグッド

PGOOD ピンはオープン・ドレインの NMOSFET です。内蔵 12.5 k $\Omega$  プルアップ抵抗が PGOOD と VCCO の間に接続されています。PGOOD は通常動作時に内部で VCCO にプルアップされていて、トリガされたときはアクティブ・ローです。帰還電圧  $V_{FB}$  が過電圧閾値を上回るか、または低電圧閾値を下回ると、12  $\mu$ s の遅延後に PGOOD 出力がグラウンドへプルダウンされます。PGOOD がアクティブになるためには、過電圧状態または低電圧状態が少なくとも 10  $\mu$ s 間続く必要があります。熱過負荷状態が検出された場合にも、PGOOD 出力はアクティブになります。

## 短絡保護機能と電流制限機能

出力が短絡した場合、または出力電流が 8 連続サイクル間電流制限設定抵抗(ILIM と SW の間)により設定された電流制限値を超えた場合、ADP1851 はハイサイド・ドライバとローサイド・ドライバをシャットオフし、10 ms ごとにソフトスタート・シーケンスを再起動します。これはヒカップ・モードと呼ばれます。SS ノードは、過電流または短絡発生時に内蔵 3 kΩ 抵抗を通してゼロへ放電します。図 22 に、高電流アプリケーション回路での ADP1851 が出力短絡時に電流制限ヒカップ・モードを維持することを示します。

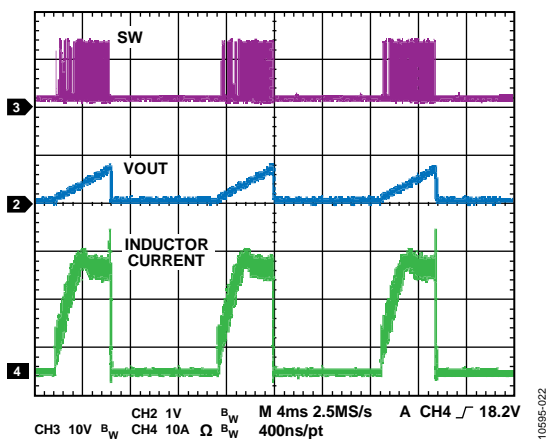


図 22.電流制限ヒカップ・モード、30 A 電流制限

## イネーブル/ディスエーブル制御

EN ピンを使って、ADP1851 コントローラをイネーブルまたはディスエーブルします。イネーブル閾値精度は 0.63 V (typ)です。EN の電圧が閾値電圧を上回ると、コントローラがイネーブルされて、内部発振器、リファレンス、設定値、ソフトスタート周期を初期化した後に通常動作が開始されます。EN の電圧が閾値電圧を 30 mV (ヒステリシス typ 値)下回ると、ADP1851 のドライバと内部コントローラ回路がターンオフされます。初期設定値はまだ有効であるため、VIN ピンの電源がオン/オフされるまでは、コントローラを再イネーブルしても設定値は変わりません。さらに、EN 信号は VCCO の LDO レギュレータをシャットダウンしないため、VIN が UVLO 閾値を上回っているとき常にアクティブです。

電源シーケンシングを開始させる目的で、マスター電源と EN ピンの間に適切な抵抗分圧器を接続することにより ADP1851 のスタートアップを設定することができます(図 23 参照)。例えば、マスター電源からの所望のスタートアップ電圧が 10 V の場合、R1 と R2 はそれぞれ 156 kΩ と 10 kΩ に設定することができます。

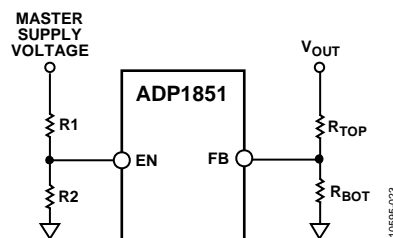


図 23.オプションのパワーアップ・シーケンシング回路

## 熱過負荷保護機能

ADP1851 はチップのジャンクション温度を検出する温度センサーを内蔵しています。ADP1851 のジャンクション温度が約 155°C に到達すると、ADP1851 はサーマル・シャットダウンして、コンバータがターンオフし、SS/TRK ピンは内蔵 3 kΩ 抵抗を通してゼロに放電します。同時に、VCCO はゼロに放電します。ジャンクション温度が 135°C を下回ると、ADP1851 はソフトスタート・シーケンスの後に通常動作に戻ります。

## アプリケーション情報

### ADIsimPower デザイン・ツール

ADP1851 は、ADIsimPower™ デザイン・ツール・セットによりサポートされています。ADIsimPower は、特定のデザイン目標に対して最適化された電源デザインを生成するツールのコレクションです。このツールを使うと、フル回路図、部品表、数分で性能計算を生成することができます。ADIsimPower は、動作条件、IC の制限、実際のすべての外付け部品を考慮して、コスト、面積、効率、部品数についてデザインを最適化することができます。ADIsimPower ツールは

<http://www.analog.com/jp/ADIsimPower> から提供しており、ユーザーはこのツールを使って部品未実装ボードを要求することができます。

### 出力電圧の設定

出力電圧は、出力と FB との間に接続する抵抗分圧器を使って設定されます。R<sub>BOT</sub> に対しては、1 kΩ~20 kΩ の抵抗を使用してください。次式を使って出力電圧を設定する R<sub>TOP</sub> を選択します。

$$D_{FAB} = D_{AAF} \left( \frac{H_{AGF} - H_{84}}{H_{F4}} \right)$$

ここで、

R<sub>TOP</sub> はハイサイド分圧器抵抗。

R<sub>BOT</sub> はローサイド分圧器抵抗。

V<sub>OUT</sub> はレギュレーションされた出力電圧。

V<sub>FB</sub> は帰還レギュレーション閾値の 0.6 V。

### ソフトスタート

ソフトスタート時間は、SS と AGND の間に外付けコンデンサを接続して設定します。ソフトスタート機能は、入力突入電流を制限し、出力オーバーシュートを防止します。EN をイネーブルすると、6.5 μA の電流源がコンデンサの充電を開始し、SS の電圧が 0.6 V に到達するとレギュレーション電圧に到達します。ソフトスタート時間は次式で近似されます。

$$f_{EE} = \frac{0.6 \text{ V}}{6.5 \mu\text{A}} \cdot 5_{EE}$$

SS ピンは、V<sub>CCO</sub> に等しい最終電圧に到達します。

コントローラがディスエーブルされると、例えば EN をローレベルにするか、または過電流制限状態が発生すると、ソフトスタート・コンデンサが内蔵 3 kΩ プルダウン抵抗を通して放電します。

### 電流制限値の設定

電流制限コンパレータは、負荷電流を求めるためにローサイド MOSFET の両端の電圧を測定します。

電流制限値は、外付け電流制限抵抗 R<sub>ILIM</sub> を ILIM と SW の間に接続して設定します。電流検出ピン ILIM は、公称 50 μA の電流をこの外付け抵抗に供給します。この電流により、R<sub>ILIM</sub> に 50 μA の電流を乗算したオフセット電圧が発生します。電流検出エレメント R<sub>CS</sub> (ローサイド MOSFET、R<sub>DSON</sub>) の電圧降下がこのオフセット電圧以上の場合、ADP1851 は電流制限イベントの発生を表示します。

$$D_{I>?} = \frac{1.06 \times I_{PK} \times D_{SE}}{50 \mu\text{A}}$$

ここで、I<sub>PK</sub> はピーク・インダクタ電流。

### 電流制限の正確な検出

MOSFET の R<sub>DSON</sub> は、温度範囲に対して 50% 以上変化することがあります。ローサイド MOSFET のソースから PGND へ電流検出抵抗を接続すると、電流制限の正確な検出を行うことができます。電流検出抵抗の電力定格がアプリケーションに対して十分であることを確認してください。図 24 に正確な電流制限検出の例を示します。

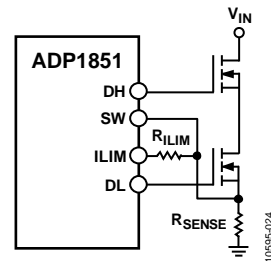


図 24. 電流制限の正確な検出

### 入力コンデンサの選択

ハイサイド・スイッチ MOSFET のドレインの近くに配置した 2 個の並列コンデンサを使ってください(十分大きな電流定格のバルク・コンデンサ 1 個と 10 μF のセラミック・デカップリング・コンデンサ)。

リップル電流定格に基づいて入力バルク・コンデンサを選択します。特定の負荷に対して要求される最小入力容量は、次式で求めます。

$$C_{IN} = \frac{I_O \times 6(1 - \delta)}{(H_{FB} - I_A \times 6D_{TED}) \times X_{C}}$$

ここで、

I<sub>O</sub> は出力電流。

D はデューティ・サイクル。

V<sub>PP</sub> は所望の入力リップル電圧。

R<sub>ESR</sub> は、コンデンサの等価直列抵抗。

### VIN ピン・フィルタ

ローパス・フィルタを VIN ピンに接続することが推奨されます。2 Ω～10 Ω の抵抗を VIN に直列に接続し、VIN と AGND の間に 1 μF のセラミック・コンデンサを接続すると、スイッチング・レギュレータから発生する不要なグリッチを効果的に除去するローパス・フィルタが構成されます。大型の MOSFET を駆動するときは、入力電流が 100 mA より大きくなることに注意してください。10 Ω 抵抗を流れる 100 mA 電流により 1 V の電圧降下が発生し、これは、VCCO と同じ降下になります。この場合、抵抗値を小さくすることが必要です。

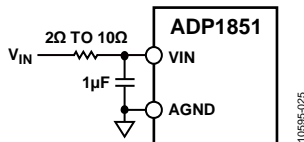


図 25. 入力フィルタの構成

### ブースト・コンデンサの選択

SW ピンと BST ピンの間にブースト・コンデンサを接続して、スイッチング時にハイサイド・ドライバへ電流を供給してください。0.1 μF～0.22 μF の値を持つセラミック・コンデンサを選択してください。

### インダクタの選択

大部分のアプリケーションでは、インダクタ・リップル電流が最大 DC 出力負荷電流の 20%～40% になるようにインダクタ値を選択してください。

次式を使ってインダクタ値を選択します。

$$L \geq \frac{H_{i@} - H_{AGF}}{X_L \times \Delta I_L} \times \frac{H_{AGF}}{H_{i@}}$$

ここで、

L はインダクタ値。

V<sub>IN</sub> は入力電圧。

V<sub>OUT</sub> は出力電圧。

f<sub>SW</sub> はスイッチング周波数。

ΔI<sub>L</sub> はピーク to ピークのインダクタ・リップル電流。

インダクタのデータシートにより、インダクタの飽和電流がデザインのピーク・インダクタ電流より大きいことを確認してください。

### 出力コンデンサの選択

出力での最大許容スイッチング・リップルに対して、次式の値より大きい出力コンデンサを選択します。

$$C_{AGF} \geq \frac{\Delta I_L}{8 X_L} \times \frac{1}{\sqrt{\Delta H_{AGF}^2 - \Delta I_L^2 \times (D_{7B}^2 - (4 X_L \times V_{7B})^2)}}$$

ここで、

ΔI<sub>L</sub> はインダクタ・リップル電流。

ΔV<sub>OUT</sub> はターゲット最大出力リップル電圧。

R<sub>ESR</sub> は出力コンデンサの等価直列抵抗(またはすべての出力コンデンサ ESR の並列接続)。

L<sub>ESL</sub> は出力コンデンサの等価直列インダクタンス(またはすべてのコンデンサの並列接続 ESL)。

スイッチング周波数での出力コンデンサのインピーダンスにリップル電流を乗算して出力電圧リップルを求めます。このインピーダンスは、容量インピーダンス、公称寄生特性、等価直列抵抗(ESR)、等価直列インダクタンス(ESL)の和で構成されています。

通常、コンデンサ・インピーダンスは ESR により支配されます。電解コンデンサやポリマー・コンデンサのようなコンデンサの最大 ESR 定格は、メーカーのデータシートに記載されているため、出力リップルは次のように簡単になります。

$$\Delta H_{AGF} \cong \Delta I_L \times D_{7B}$$

電解コンデンサはタイプ、サイズ、形状に応じて 5 nH～20 nH オーダーの大きな ESL を持ちます。PCB パターンも ESR と ESL に影響しますが、コンデンサのデータシートの最大 ESR 定格を使うと、ESL の測定が不要になる程度の余裕が得られます。

ESR と ESL のインピーダンスがスイッチング周波数で小さい出力コンデンサの場合、例えば出力コンデンサが並列 MLCC コンデンサのバンクの場合、容量インピーダンスが支配的なため、出力容量は次式の値より大きくなります。

$$C_{AGF} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \Delta H_{AGF} \times X_L} \tag{1}$$

出力コンデンサのリップル電流定格が最大インダクタ・リップル電流より大きいことを確認してください。

負荷開放時の出力電圧オーバーシュート条件を満たすためには、出力容量は次式の値より大きい必要があります。

$$C_{AGF} \geq \frac{\Delta I_{7B}^2}{(H_{AGF} + \Delta H_{AH7DE AAF})^2 - H_{OGF}^2} \tag{2}$$

ここで、ΔV<sub>OVERSHOOT</sub> は最大許容オーバーシュート。

式 1 または式 2 で与えられる最大出力容量を選択してください。



## MOSFET の選択

MOSFET の選択は直接 DC/DC コンバータの性能に影響を与えます。低いオン抵抗を持つ MOSFET の  $I^2R$  損失は小さく、小さいゲート電荷を持つ場合はスイッチング損失が小さくなります。MOSFET は MOSFET で消費される電力により MOSFET のチップ温度が高くなり過ぎないように小さい熱抵抗を持つ必要があります。

ハイサイド MOSFET はオン時に負荷電流を流すため、コンバータの大部分のスイッチング損失を発生させます。一般に、MOSFET のオン抵抗が低いほど、ゲート電荷が大きくなり、逆も成り立ちます。このため、2つの損失が釣り合ったハイサイド MOSFET を選択することが重要です。ハイサイド MOSFET の伝導損失は、次式で求められます。

$$B_{5E} = (I_{A36(DP E)})^2 \times D_{DEA}$$

ここで、 $R_{DS(ON)}$  は MOSFET のオン抵抗。  
ゲート充電損失は次式で近似されます。

$$B_g \cong H_{HI} \times C_g \times X_H$$

ここで、  
 $V_{PV}$  はゲート・ドライバの電源電圧。  
 $Q_G$  は、MOSFET の合計ゲート電荷。

ゲート充電電力損失は MOSFET ではなく、ADP1851 内蔵ドライバで発生することに注意してください。総合電源効率を計算する際にこの電力損失を考慮する必要があります。

ハイサイド MOSFET のスイッチング損失は次式で近似されます。

$$B_f \cong \frac{H_{DE} \times I_{A36} \times (f_D + f_S) \times X_H}{2}$$

ここで、  
 $P_T$  はハイサイド MOSFET スwitching 損失電力。  
 $t_R$  はハイサイド MOSFET 充電時の立上がり時間。  
 $t_F$  はハイサイド MOSFET 放電時の立下がり時間。  
 $t_R$  と  $t_F$  は次式で計算できます。

$$f_D \cong \frac{C_{GH}}{I_{6DHTD\_DE}}$$

$$f_S \cong \frac{C_{GH}}{I_{6DHTD\_S}}$$

ここで、  
 $Q_{GSW}$  はスイッチング時の MOSFET のゲート電荷で、MOSFET データシートに記載されています。  
 $I_{DRIVER\_RISE}$  と  $I_{DRIVER\_FALL}$  は、ADP1851 内蔵ゲート・ドライバからのドライバ電流出力。

$Q_{GSW}$  がデータシートに記載されていない場合は、次式で近似できます。

$$C_{GH} \cong C_{96} + \frac{C_{GE}}{2}$$

ここで、 $Q_{GD}$  と  $Q_{GS}$  は MOSFET データシートに記載されているゲート-ドレイン間電荷とゲート-ソース間電荷。

$I_{DRIVER\_RISE}$  と  $I_{DRIVER\_FALL}$  は次式で計算できます。

$$I_{6DHTD\_DE} \cong \frac{H_{66} - H_{FB}}{D_{A@\_EAGD57} + D_{93F7}}$$

$$I_{6DHTD\_S} \cong \frac{H_{FB}}{D_{A@\_E} + D_{93F7}}$$

ここで、  
 $V_{DD}$  はドライバに対する入力電源電圧で、入力電圧に応じて 2.75 V ~ 5 V の範囲。

$V_{SP}$  は MOSFET がフル導通するスイッチング・ポイント。この電圧は MOSFET データシートに記載されるゲート電荷グラフから求めることができます。

$R_{ON\_SOURCE}$  は ADP1851 内蔵ドライバのオン抵抗で、MOSFET を充電するとき表 1 で与えられます。

$R_{ON\_SINK}$  は ADP1851 内蔵ドライバのオン抵抗で、MOSFET が放電するとき表 1 で与えられます。

$R_{GATE}$  は MOSFET のオン・ゲート抵抗で、MOSFET データシートに記載されています。外付けゲート抵抗を追加する場合、この外付け抵抗を  $R_{GATE}$  へ加算してください。

ハイサイド MOSFET の合計消費電力は、次のように道通損失とスイッチング損失の和になります。

$$B_{DE} \cong B_{fH} + B_f$$

同期整流子すなわちローサイド MOSFET は、ハイサイド MOSFET がオフのとき、インダクタ電流を流します。ローサイド MOSFET のスイッチング損失は小さいため、計算では無視することができます。入力電圧が高く出力電圧が低い場合は、ローサイド MOSFET が大部分の時間電流を流します。したがって、高い効率を実現するためには、ローサイド MOSFET が低いオン抵抗を持つように最適化することが不可欠です。損失が MOSFET 定格を超える場合または 1 個の MOSFET で可能な値より低い抵抗が必要とされる場合には、複数のローサイド MOSFET を並列に接続します。ローサイド MOSFET の道通損失は次式で表されます。

$$B_{5E} \cong (I_{A36(DP E)})^2 \times D_{DEA}$$

ハイサイド・スイッチのターンオフとローサイド・スイッチのターンオンの際、ローサイド MOSFET のボディ・ダイオードに出力電流が流れたとき、デッド・タイムと呼ばれる時間内に追加電力損失が発生します。ボディ・ダイオードの電力損失は次式で与えられます。

$$B_{A6K6;A67} = H_g \times f_G \times X_T \times ; A$$

ここで、 $V_F$  はボディ・ダイオードの順方向電圧降下で、0.7 V (typ)。 $t_D$  は ADP1851 のデッド・タイムで、入力容量  $C_{ISS}$  が約 3 nF の中サイズの MOSFET を駆動する場合 25 ns (typ)。

デッド・タイムは固定ではありません。その実効値はゲート駆動抵抗と  $C_{ISS}$  により変わるため、 $P_{BODYDIODE}$  は高負荷電圧デザインと低電圧デザインで大きくなります。

このため、ローサイド MOSFET の電力損失は次式で与えられます。

$$B_{>E} = B_{>E} \# B_{A6K6;A67}$$

MOSFET のオン抵抗  $R_{DS(on)}$  は、温度上昇とともに大きくなり、温度係数(typ)は 0.4%/°C です。MOSFET のジャンクション温度 ( $T_J$ ) は周囲温度より高くなり、

$$T_J = T_A + \theta_{JA} \times P_D$$

ここで、 $T_A$  は周囲温度。 $\theta_{JA}$  は MOSFET パッケージの熱抵抗。 $P_D$  は MOSFET の合計電力損失。

### ループ補償—電圧モード

DL と PGND の間に 100 kΩ 抵抗を接続して、コントローラを電圧モード動作に設定します。1.5 V 以下の電圧モードに対して可能な最大ランプ振幅を選択してください。ランプ電圧は、 $V_{IN}$  と RAMP ピンの間に次の抵抗値を接続して設定します。

$$D_{B3?B} = \frac{H_{i@} - 0.2 V}{100 \text{ pF} \times X_T \times H_{B3?B}}$$

RAMP ピンの電圧は固定 0.2 V で、RAMP に流れる電流は 10 μA ~ 160 μA である必要があります。次の条件を満たしていることを確認してください。

$$10 \mu A \leq \frac{H_{i@} - 0.2 V}{D_{R3?B}} \leq 160 \mu A \tag{3}$$

例えば、入力電圧 = 12 V の場合、 $R_{RAMP}$  は 73.8 kΩ 以上である必要があります。

LC フィルタ・デザインが完全であるとすると、帰還制御システムを補償することができます。一般に、アルミニウム電解コンデンサは高い ESR を持ちますが、複数のアルミニウム電解コンデンサを並列接続すると、実効 ESR が小さくなるので、Type III 補償が必要になります。さらに、セラミック・コンデンサの ESR は非常に小さいので(数 mΩ)、Type III 補償が優れた選択肢になります。

### Type III 補償

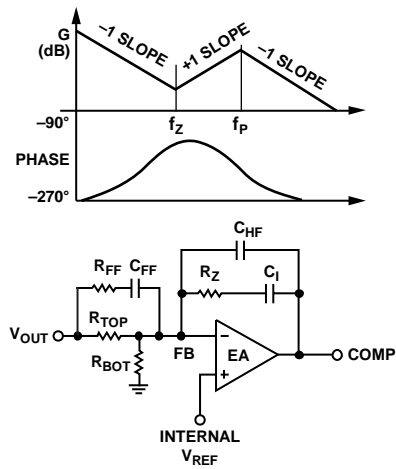


図 26.Type III 補償

出力コンデンサの ESR ゼロ周波数がクロスオーバー周波数の 1/2 より大きい場合、Type III を図 26 のように使います。

出力 LC フィルタの共振周波数を次のように計算します。

$$X_{S5} = \frac{1}{2 \sqrt{5}} \tag{4}$$

スイッチング周波数の 1/10 のクロスオーバー周波数を選択します。

$$X_{EA} = \frac{X_T}{10} \tag{5}$$

極とゼロ点を次のように設定します。

$$X_{Z\#} = X_{S5} = \frac{1}{2} X_T \tag{6}$$

$$X_{L\#} = X_{LS} = \frac{X_{S5}}{4} = \frac{X_T}{40} = \frac{1}{2\pi D_L 5} \tag{7}$$

または

$$X_{L\#} = X_{LS} = \frac{X_{S5}}{2} = \frac{1}{2\pi D_L 5} \tag{8}$$

式 7 または式 8 の低いほうのゼロ周波数を使います。補償抵抗  $R_Z$  を次のように計算します。

$$D_L = \frac{D_{FAB} H_{B3?B} X_T X_{EA}}{H_{i@} X_{S5}^2} \tag{9}$$

次に、 $C_1$  を計算します。

$$5_{i} = \frac{1}{2\pi D_L X_{L\#}} \tag{10}$$

誤差アンプの出力電流駆動能力は有限であるため、 $C_1$  は 10 nF 以下である必要があります。 $C_1$  が 10 nF より大きい場合は、大きな  $R_{TOP}$  を選択して、 $C_1$  が 10 nF 以下になるまで  $R_Z$  と  $C_1$  を再計算します。

$C_{HF} \ll C_1$  であるため、 $C_{HF}$  を次のように計算します。

$$5: s = \frac{1}{\pi X_H D_L} \quad (11)$$

次に、 $R_{FF} \ll R_{TOP}$ として、フィード・フォワード・コンデンサ  $C_{FF}$ を計算します。

$$D_{88} = \frac{1}{\pi 5_{88} X_H} \quad (12)$$

計算した部品値が妥当なことをチェックしてください。例えば、約 10 pF より小さいコンデンサの使用は避けてください。さらに、3 kΩ 以下の  $R_Z$  値と 10 nF 以上の  $C_I$  値の使用は避ける必要があります。必要に応じて、 $R_{TOP}$  の別の初期値を使って補償回路の再計算を行ってください。 $R_Z$  小さな場合または  $C_I$  が大きい場合、 $R_{TOP}$  の初期値を大きくして再計算します。この補償技術により、優れたソリューションを得ることができます。

正確な補償が必要な場合には、ADIsimPower デザイン・ツールを使用してください。

### ループ補償—電流モード

Type II 補償を使って、電流モードで ADP1851 誤差電圧ループを補償してください。

#### スロープ補償の設定

電流モード制御回路では、インダクタ電流での低い高調波発振を防止し、安定な出力を維持するためスロープ補償が必要です。増幅された検出信号と RAMP ピンのスケール済み電圧を加算することにより、外部スロープ補償が構成されます。効果的なスロープ補償を設定するためには、抵抗( $R_{RAMP}$ )を RAMP ピンと入力電圧( $V_{IN}$ )の間に接続してください。 $R_{RAMP}$  は次式で計算されます。

$$D_{DB?B} = \frac{7 \times 10^6 \times \times}{3_{5E} \times D_{CE}}$$

ここで、

$L$  はインダクタ値(μH)。

$R_{CS}$  (mΩ) は、SW と PGND の間に接続した電流検出エレメントの抵抗( $R_{DSON\_MAX}$  はローサイド MOSFET の最大オン抵抗)。

$A_{CS}$  は、電流検出アンプ・ゲインで、3 V/V、6 V/V、または 12 V/V。

したがって、電圧ランプ振幅  $V_{RAMP}$  は次のようになります。

$$H_{DB?B} = \frac{H_{@} - 0.2 V}{100 pF \times X_H \times D_{DB?B}}$$

ここで、100 pF は内部ランプ・コンデンサ  $C_{RAMP}$  の実効容量で、温度範囲と  $V_{IN}$  範囲に対して許容誤差±4%。

RAMP ピンの電圧は固定 0.2 V で、RAMP に流れる電流は 10 μA ~ 160 μA である必要があります。次の条件を満たしていることを確認してください。

$$10 \mu A \leq \frac{H_{@} - 0.2 V}{D_{DB?B}} \leq 160 \mu A$$

例えば、入力電圧=12 V の場合、 $R_{RAMP}$  は 1.1 MΩ 以下である必要があります。 $R_{RAMP}$  の計算値で 10 μA 以下になる場合は、10 μA ~ 15 μA を発生する  $R_{RAMP}$  値を選択してください。

図 27 に、スロープ補償抵抗  $R_{RAMP}$  と電流検出ゲイン抵抗  $R_{CSG}$  の接続を示します。

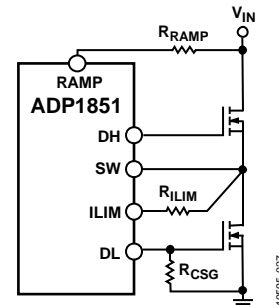


図 27.スロープ補償と CS ゲインの接続

#### 電流検出ゲインの設定

外付けローサイド MOSFET の電圧降下は、ピーク・インダクタ電流と MOSFET の  $R_{DSON}$  を乗算することにより、電流検出アンプで検出されます。検出結果は、次にゲイン・ファクタ 3 V/V、6 V/V、または 12 V/V で増幅されます。このゲイン・ファクタは、DL ピンに接続する外付け抵抗  $R_{CSG}$  で設定されます。このゲインはパワーアップ時にのみ検出され、通常動作中は検出されません。増幅された電圧は、スロープ補償ランプ電圧と加算され、安定なレギュレーション電圧を発生する PWM コントローラに入力されます。

内部ノード  $V_{CS}$  の電圧範囲は 0.4 V ~ 2.2 V です。内部最小増幅電圧( $V_{CSMIN}$ )が 0.4 V を上回り、かつ最大増幅電圧( $V_{CSMAX}$ )が 2.1 V になるように、電流検出ゲインを選択します。 $V_{CSMIN}$  または  $V_{CSMAX}$  は  $V_{COMP}$  と異なることに注意してください。 $V_{COMP}$  の範囲は 0.9 V ~ 2.2 V です。温度変動と部品間変動を考慮して最大  $V_{COMP}$  ( $V_{COMPMAX}$ ) が 2.2 V を超えないことを確認してください。 $V_{CSMIN}$ 、 $V_{CSMAX}$ 、 $V_{COMPMAX}$  は次式で表されます。

$$H_{5E?@} = 0.75 V - \frac{1}{2} ; \times D_{6E@?} \times 3_{CE}$$

$$H_{5E?3J} = 0.75 V + ( ; > A36?3J - \frac{1}{2} ; ) \times D_{6E@?3J} \times 3_{CE}$$

$$H_{5A?B?3J} = \frac{(H_{@} - 0.2 V) \times f_{A@}}{100 pF \times D_{DB?B}} + H_{CE?3J}$$

ここで、

$V_{CSMIN}$  はゼロ出力電流での内部電流検出アンプの最小増幅電圧。

$I_L$  はインダクタのピーク to ピーク・リップル電流。

$R_{DSON\_MIN}$  はローサイド MOSFET の最小オン抵抗。電流検出アンプのゼロ電流レベル電圧は 0.75 V です。

$V_{CSMAX}$  は最大出力電流での内部電流検出アンプの最大増幅電圧。

$I_{LOADMAX}$  は最大出力 DC 負荷電流。

$R_{DSON\_MAX}$  はローサイド MOSFET の最大オン抵抗。

$A_{CS}$ は電流検出アンプのゲイン。  
 $V_{COMP_{MAX}}$ はCOMPピンの最大電圧。  
 $t_{ON}$ はハイサイド・ドライバ(DH)のオン時間。  
 電流検出エレメントを使用する場合、 $R_{DS_{ON}}$ を電流検出エレメントの抵抗値 $R_{CS}$ で置き換えてください。

**Type II 補償**

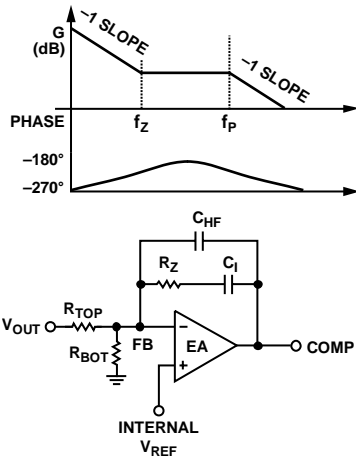


図 28.Type II 補償

Type II 補償の場合、図 28 の回路を使用してください。補償抵抗  $R_Z$  は次式を使って計算します。

$$D_L = D_{FAB} \times D_E \times 2\pi \times 5_{AGF} \times X_{SA} \quad (13)$$

ここで、

$f_{CO}$  は  $f_{SW}$  の 1/10。

$R_S = A_{CS} \times R_{DS_{ON\_MIN}}$

$A_{CS}$  は、電流検出アンプ・ゲイン 3 V/V、6 V/V、または 12 V/V で、 $D_L$  と PGND の間に接続するゲイン抵抗で設定されます。

電流を電流検出抵抗  $R_{CS}$  で検出する場合、 $R_S$  は次のようになります。

$$D_E = 3_{SE} \times D_{CE}$$

次に、補償コンデンサを選択して、ゼロ点補償  $f_{z1}$  をクロスオーバー周波数の 1/5 以下または LC 共振周波数の 1/2 以下に設定します。

$$X_{L1} = \frac{X_{C1}}{5} = \frac{X}{50} = \frac{1}{2\pi D_L 5_{AGF}} \quad (14)$$

または

$$X_{L1} = \frac{X_{C2}}{2} = \frac{1}{2\pi D_L 5_{AGF}} \quad (15)$$

式 14 の  $C_1$  について解くと、

$$5_{AGF} = \frac{25}{\pi D_L X} \quad (16)$$

式 15 の  $C_1$  について解くと、

$$5_{AGF} = \frac{1}{\pi D_L X} \quad (17)$$

式 16 または式 17 から大きい方の  $C_1$  値を使います。誤差アンプの出力電流駆動能力は有限であるため、 $C_1$  は 10 nF 以下である必要があります。 $C_1$  が 10 nF より大きい場合は、大きな  $R_{TOP}$  を選択して、 $C_1$  が 10 nF 以下になるまで  $R_Z$  と  $C_1$  を再計算します。次に、高い周波数の極  $f_{p1}$  を  $f_{SW}$  の 1/2 に選択します。

$$X_{C1} = \frac{1}{2} X_H \quad (18)$$

$C_{HF} \ll C_1$  であるため、

$$X_{C1} = \frac{1}{2\pi D_L 5_{AGF}} \quad (19)$$

式 18 と式 19 を組み合わせて、 $C_{HF}$  について解くと

$$5_{AGF} = \frac{1}{\pi X_H D_L} \quad (20)$$

正確な補償が必要な場合には、ADIsimPower デザイン・ツールを使用してください。

**スイッチング・ノイズとオーバーシュートの削減**

電圧リングとノイズを小さくするためには、高電流アプリケーションでは SW と PGND の間に RC スナバを接続することが推奨されます(図 29 参照)。

大部分のアプリケーションでは、 $R_{SNUB}$  は 2 Ω~4 Ω (typ)、 $C_{SNUB}$  は 1.2 nF~3 nF (typ) です。

RC スナバ回路部品のサイズは、消費電力を処理できるように適切に選択する必要があります。 $R_{SNUB}$  での消費電力は、

$$P_{R_{SNUB}} = H_{G4}^2 \times 5_{AGF} \times X_H$$

大部分のアプリケーションでは、 $R_{SNUB}$  の部品サイズは 0805 で十分です。RC スナバ回路は電圧オーバーシュートを小さくすることはできません。図 29 に  $R_{RISE}$  で示す抵抗を BST ピンに使用すると、オーバーシュートの削減に役立ち、一般に 2 Ω~4 Ω の値が使用されます。2 Ω~4 Ω (typ) の抵抗をゲート・ドライバに直列に接続することも、オーバーシュートの削減に役立ちます。ゲート抵抗を接続する場合、 $R_{RISE}$  は不要です。

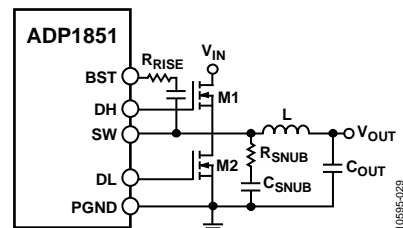


図 29.スナバ回路を使用するアプリケーション回路

## 電圧のトラッキング

ADP1851 は、マスター電圧に追従する(トラッキングする)機能を内蔵しています。すべてのトラッキング構成で、与えられた動作条件に対して出力を最小 0.6 V に設定することができます。

ADP1851 では、同時トラッキングと比例トラッキングの 2 種類のトラッキング構成が可能です。

### 同時トラッキング

多くの一般的なアプリケーションは、コアと I/O 電圧との間のシーケンシングで使用される同時トラッキングおよび同様のアプリケーションです。図 30 に示すように、同時トラッキングでは、スレーブ出力がレギュレーション電圧に到達するまで、出力電圧のランプ・レートをマスターとスレーブ間で一致させます。スレーブの SS/TRK 入力をマスター電圧からの抵抗分圧器(スレーブ FB ピンで使用される分圧器と同じ)に接続します。これにより、スレーブ電圧はマスター電圧と強制的に一致させられます。同時トラッキングの場合、 $R_{TRKT} = R_{TOP}$  かつ  $R_{TRKB} = R_{BOT}$  に設定します(図 31 参照)。

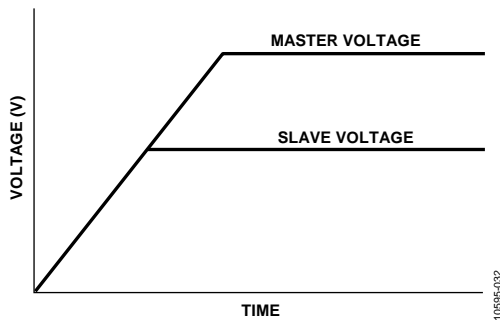


図 30.同時トラッキング

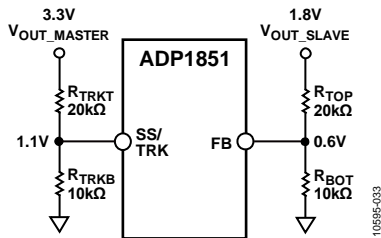


図 31.同時トラッキング回路の例

マスター電圧に対するスレーブ出力電圧の比は、次式のように 2 つの分圧器の関数になります。

$$\frac{H_{AGF\_E-3H7}}{H_{AGF\_?3H7D}} = \frac{\left(1 + \frac{D_{FAB}}{D_{4AF}}\right)}{\left(1 + \frac{D_{FD-F}}{D_{TD-4}}\right)}$$

マスター電圧が上昇すると、スレーブ電圧も同じように上昇します。最終的に、スレーブ電圧がレギュレーション電圧に到達すると、内蔵リファレンス電圧がレギュレーションを引き継ぎますが、SS/TRK 入力が上昇を続ける間は、出力電圧の制御を停止しています。

SS/TRK ピン電圧を 0.6 V(typ)のリファレンス電圧  $V_{FB}$  に近づきさせ過ぎて、出力電圧精度を損なわないように、スレーブ・チャンネルの SS/TRK 電圧の最終値を  $V_{FB}$  より少なくとも 30 mV 高いことを確認してください。

### 比例トラッキング

比例トラッキングでは、図 32 と図 33 に示すように、出力電圧をマスター電圧の整数分の 1 に制限します。スレーブ・チャンネルの最終 SS/TRK 電圧は、 $V_{FB}$  より少なくとも 30 mV 高く設定する必要があります。

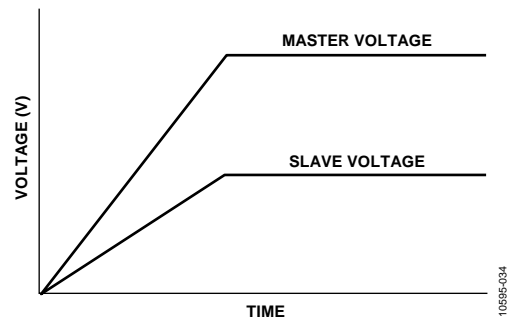


図 32.比例トラッキング

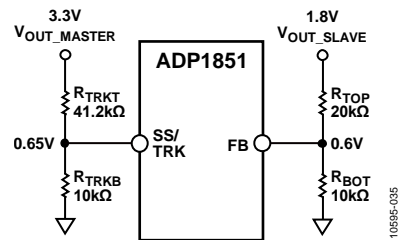
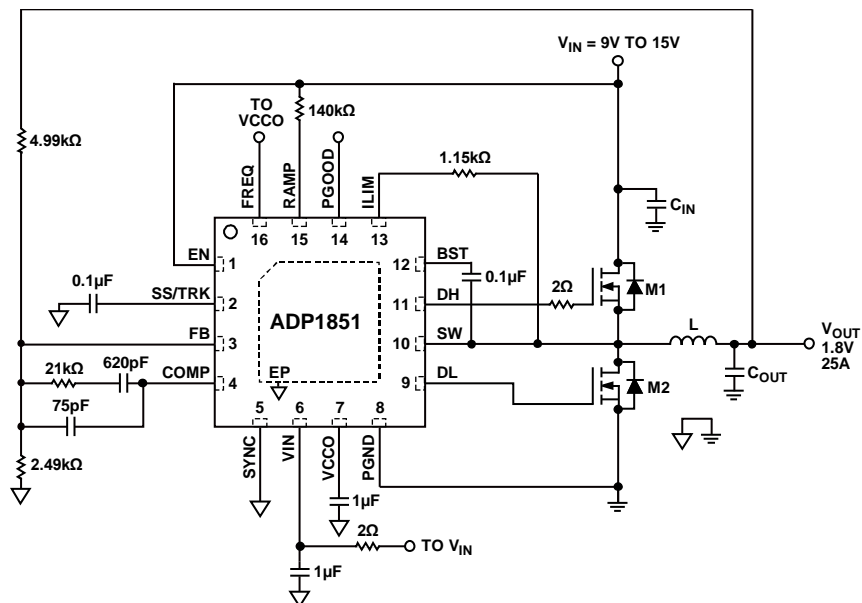


図 33.比例トラッキング回路の例

## PCB レイアウトのガイドライン

同期整流降圧コントローラのボード・レイアウト推奨事項は [AN-1119](#) アプリケーション・ノートに記載してあります。

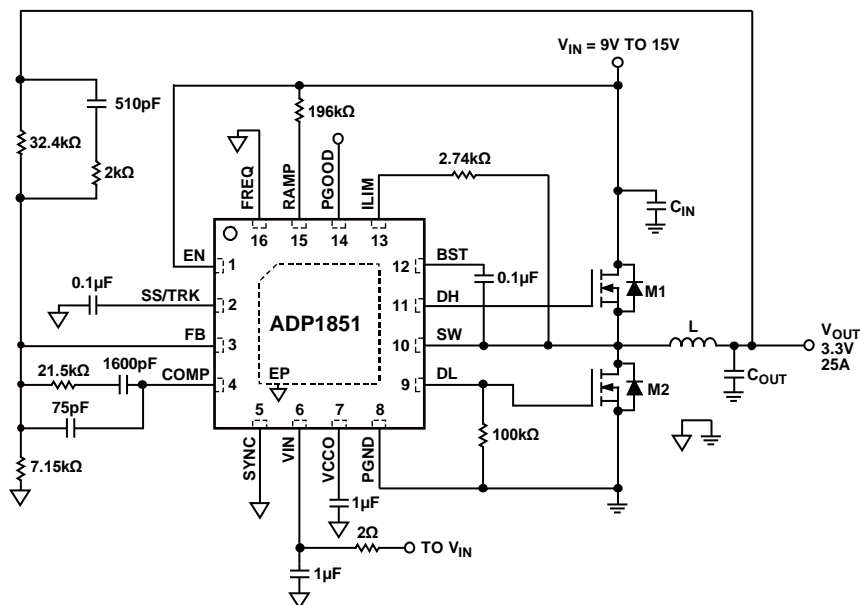
代表的な動作回路



$f_{SW} = 600\text{kHz}$   
 $C_{IN}$ : OS-CON 150 $\mu\text{F}/20\text{V}$ , 20SEP150M, SANYO + 2x CAP CER 10 $\mu\text{F}$  25V X7R 1210, MURATA GRM32DR71E106KA12  
 $L$ : 0.3 $\mu\text{H}$  COILCRAFT SER1408-301ME  
 $M1$ : 2x INFINEON BSC052N03LS  
 $M2$ : 2x INFINEON BSC0902NS  
 $C_{OUT}$ : 2x POSCAP 330 $\mu\text{F}/2.5\text{V}$  SANYO 2R5TPE330M7 + 2x CAP CER 47 $\mu\text{F}$  10V X5R 1210 MURATA GRM32ER61A476KE20L

10595-030

図 34.電流モードで動作する 25 A 回路

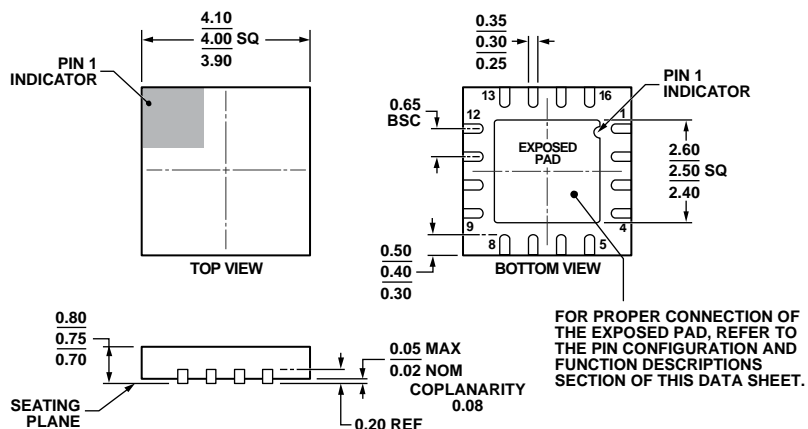


$f_{SW} = 300\text{kHz}$   
 $C_{IN}$ : OS-CON 150 $\mu\text{F}/20\text{V}$ , 20SEP150M, SANYO + CAP CER 10 $\mu\text{F}$  25V X7R 1210, MURATA GRM32DR71E106KA12  
 $L$ : 1 $\mu\text{H}$  COILCRAFT SER1412-102ME  
 $M1$ : INFINEON BSC052N03LS  
 $M2$ : INFINEON BSC0902NS  
 $C_{OUT}$ : POSCAP 330 $\mu\text{F}/6.3\text{V}$  SANYO 6TPE330MFL + CAP CER 22 $\mu\text{F}$  10V X5R 1210 MURATA GRM32ER61A226KE20L

10595-031

図 35.電圧モードで動作する 25 A 回路

外形寸法



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-WGGC.

042705-A

図 36.16 ピン・リードフレーム・チップ・スケール・パッケージ[LFCSP\_WQ]  
4 mm x 4 mm ボディ、極薄クワッド  
(CP-16-26)  
寸法: mm

オーダー・ガイド

Model <sup>1</sup>	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADP1851ACPZ-R7	-40°C to +125°C	16-Lead Lead Frame Chip Scale Package [LFCSP_WQ]	CP-16-26
ADP1851-EVALZ		Evaluation Board: 1.8 V, 25 A Output	

<sup>1</sup> Z = RoHS 準拠製品。