



LCDバックライト・アプリケーション向け 4ストリング白色LEDドライバ

データシート

ADD5211

特長

昇圧コントローラ採用の白色 LED ドライバ

入力電圧範囲: 4.5 V~40 V

消費電力を小さくする適応型出力電圧

調整可能な動作周波数: 200 kHz~1.2 MHz

設定可能な UVLO

昇圧コンバータのソフト・スタート時間が設定可能

外付け MOSFET スイッチングの立上がり/立下がり時間が設定可能

内蔵 MOSFET で最大 4 個の LED 電流シンクを駆動

PWM 入力による輝度制御

調整可能な LED 電流: 40 mA~200 mA

効率を最大化するヘッドルーム制御

LED ディミング周波数: 最大 25 kHz

300 Hz での PWM ディミング: 1000:1

オープン・ドレイン故障インジケータ

LED 断線と LED 短絡の故障保護

サーマル・シャットダウン

低電圧ロックアウト (UVLO)

24 ピン 4 mm × 4 mm の LFCSP パッケージを採用

概要

ADD5211 は、バックライト・アプリケーション向けの高効率、電流モード、昇圧コンバータ技術を採用した 4 ストリングの白色 LED ドライバです。この昇圧コントローラは、4.5 V~40 V の入力電圧および 200 kHz~1.2 MHz のピン調整可能な動作周波数で、昇圧レギュレーションの外付け MOSFET スイッチを駆動します。パワーオフ時の入力電流を削減するため、調整可能な UVLO 機能を内蔵しています。

ADD5211 は、均一な輝度を実現するため 4 個の安定化電流シンクを内蔵しています。各電流シンクは 40 mA~200 mA で駆動することができます。LED 駆動電流は外付け抵抗を使ってピン調整可能です。ADD5211 は入力 PWM インターフェースを使って、複数の直列接続 LED の最大 4 個の並列ストリングを駆動します。その他の機能としては、IC と LED アレイの両方に対する LED 短絡保護、LED 断線保護、昇圧出力短絡保護、過電圧保護、サイクルごとの電流制限、サーマル・シャットダウンなどがあります。また、オープン・ドレイン故障出力も備えています。スタートアップ時に突入電流を小さくするため設定可能なソフト・スタート機能を内蔵しています。

アプリケーション

LCD モニタおよび TV LED のバックライト

工業用照明

アプリケーション回路

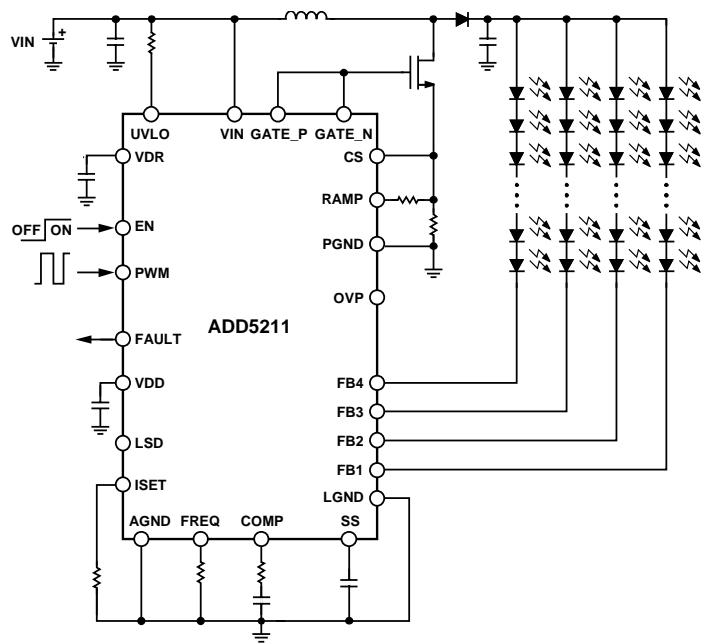


図 1.

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。

目次

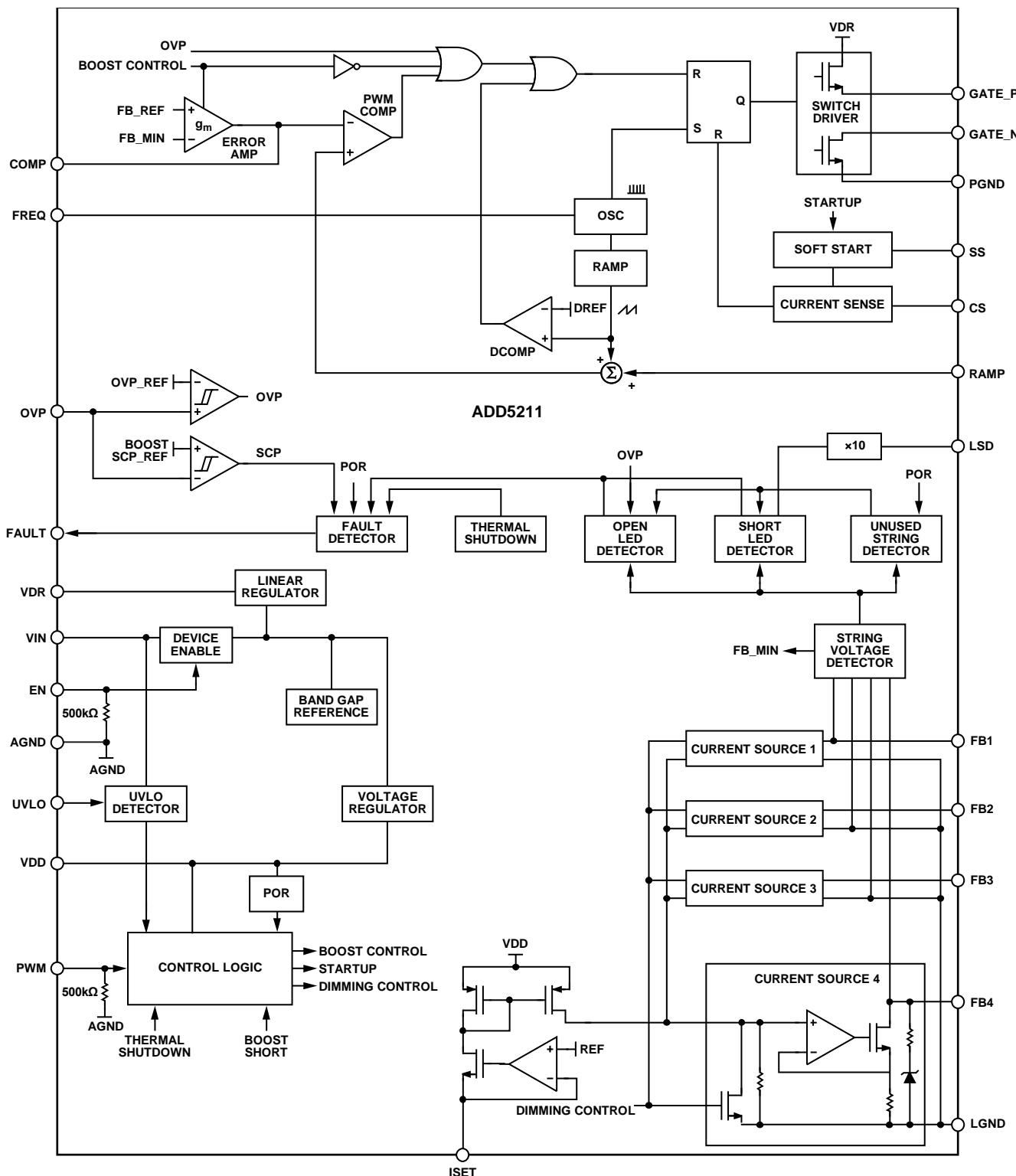
特長	1
アプリケーション	1
概要	1
アプリケーション回路	1
改訂履歴	2
詳細機能ブロック図	3
仕様	4
全体仕様	4
昇圧スイッチング・コントローラ仕様	5
LED 電流レギュレーション仕様	5
絶対最大定格	6
熱抵抗	6
ESD の注意	6

ピン配置およびピン機能説明	7
代表的な性能特性	8
動作原理	10
電流モード、昇圧スイッチング・コントローラ	10
LED 電流レギュレーション	11
故障保護	12
アプリケーション情報	14
レイアウトのガイドライン	14
昇圧コントローラ部品の選択	14
代表的なアプリケーション回路	17
外形寸法	18
オーダー・ガイド	18

改訂履歴

10/13—Revision 0: Initial Version

詳細機能ブロック図



10555-002

図 2.

仕様

特に指定がない限り、 $V_{IN} = 12\text{ V}$ 、 $EN = 3.3\text{ V}$ 、 $T_J = -40^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ 。Typ 値は $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ の値。

全体仕様

表 1.

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
SUPPLY						
Input Voltage Range	V_{IN}		4.5	40		V
Quiescent Current	I_Q			2.8	6	mA
Shutdown Supply Current	I_{SD}	$EN = 0\text{ V}$			1	μA
V_{IN} Rising Threshold	V_{UVLOR_VIN}	Minimum V_{IN} for startup		4	4.3	V
V_{IN} Falling Threshold	V_{UVLOF_VIN}		3.2	3.65		V
VDR REGULATOR						
Regulated Output	V_{VDR_REG}		4.75	5.1	5.45	V
Dropout Voltage	V_{VDR_DROP}	$V_{IN} = 4.5\text{ V}$		350	580	mV
VDD REGULATOR						
Regulated Output	V_{VDD_REG}		3.0	3.3	3.6	V
PWM INPUT						
Input High Voltage	V_{PWM_HIGH}		2.2	8		V
Input Low Voltage	V_{PWM_LOW}				0.8	V
PWM Input Current		$PWM = 5\text{ V}$	11	30		μA
PWM High to LED Turn-On Delay ¹			1.6			μs
PWM Low to LED Turn-Off Delay ¹			0.8			μs
EN CONTROL						
EN Voltage High			2.2	17		V
EN Voltage Low					0.8	V
EN Pin Input Current		$EN = 5\text{ V}$	13	30		μA
UNDERVOLTAGE LOCKOUT						
UVLO Threshold (Rising)			1.10	1.19	1.27	V
UVLO Hysteresis			100			mV
FAULT						
Sink Resistance			40	100		Ω
Fault Pin Leakage Current					1.5	μA
LED SHORT DETECTION						
LED Short Detection Enable Threshold	V_{LSD}		2.2	2.5	VDD	V
LED Short Gain		$LSD = 1.0\text{ V}$	7.5	10	13	
LED Short Gain Control Range ¹			0.3		2.0	V
LED FAULT DETECTION DELAY ¹						
LED Open Fault Delay				5		μs
LED Short Fault Delay				15		μs
OVERVOLTAGE PROTECTION						
Overvoltage Threshold (Rising)	OVP_REF		2.3	2.5	2.7	V
Overvoltage Hysteresis	OVP_HYS			100		mV
Overvoltage Pin Leakage Current					200	nA
Output Short-Circuit Threshold (Falling)	V_{SCPF}			100		mV
Output Short-Circuit Recovery (Rising)	V_{SCPR}			150		mV
THERMAL SHUTDOWN ¹						
Thermal Shutdown Threshold	T_{SD}			150		$^{\circ}\text{C}$
Thermal Shutdown Hysteresis	T_{SDHYS}			25		$^{\circ}\text{C}$

¹ デザインで保証。.

昇圧スイッチング・コントローラ仕様

表 2.

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
BOOST FREQUENCY OSCILLATOR			200	1200		kHz
Switching Frequency Range			280	360	430	kHz
Switching Frequency	f _{sw}	R _{FREQ} = 50 kΩ				
PWM COMPARATOR		R _{FREQ} = 50 kΩ	89	94	98	%
Maximum Duty Cycle				145		ns
Leading Edge Blanking Time						
CURRENT SENSE LIMIT COMPARATOR			275	345	400	mV
Current-Limit Threshold	C _{S,LIMIT}	Independent of duty cycle				
SLOPE COMPENSATION			45			μA
Peak Slope Compensation Ramp		R _{RAMP} = 5 kΩ				
ERROR AMPLIFIER			570			μA/V
Transconductance	g _m		72			MΩ
Output Resistance	R		400			μA
COMP Sink Current			400			μA
COMP Source Current						
MOSFET DRIVER			5.1			V
Source Voltage			5.8			Ω
Gate On Resistance	R _{DS_GATE_P}		2.4			Ω
Gate Off Resistance	R _{DS_GATE_N}		26			ns
Rising Time	t _R	C = 1 nF	21			ns
Falling Time	t _F	C = 1 nF				
SOFT START			2.1			μA
Soft Start Pin Current	I _{SS}					

LED 電流レギュレーション仕様

表 3.

Parameter	Symbol	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
CURRENT SINK						
Current Sink Range	I _{LED}		40	200		mA
Current Sink	I _{LED100}	R _{SET} = 15 kΩ, T _A = 25°C	98	102		mA
String-to-String Tolerance ¹	ΔI _{FB100}	R _{SET} = 15 kΩ, T _A = 25°C		0.45	2.5	%
Current Accuracy ²	ΔI _{LED100}	R _{SET} = 15 kΩ, T _A = 25°C			2.0	%
Minimum Headroom Voltage	V _{HR}	R _{SET} = 15 kΩ, T _A = 25°C	0.4	0.55	0.85	V
Off Current	I _{OFF}	V _{FB} = 40 V, EN = 0 V			1.5	μA
Off State Clamping Current	I _{CLAMP}	V _{FB} = 55 V, EN = 0 V	4	20	80	μA

¹ 1ストリングー1ストリング間の許容偏差は、FBx 電流の平均値を基準とした FBx 電流間の最大差です。

$$\Delta I_{FB100} = \text{Max} \left(\left| \frac{I_{FB100(\text{MAX})} - I_{LED100}}{I_{LED100}} \times 100\% \right|; \left| \frac{I_{FB100(\text{MIN})} - I_{LED100}}{I_{LED100}} \times 100\% \right| \right)$$

ここで、I_{FB100}は各ストリングの LED 電流です。

² 電流精度は 100 mA を基準とする平均電流 I_{LED100} と 100 mA との間の差です。

$$\Delta I_{LED100} = \left| \frac{I_{LED100} - 100\text{mA}}{100\text{mA}} \right| \times 100\%$$

ここで、
 $I_{LED100} = \frac{I_{FB1} + I_{FB2} + I_{FB3} + I_{FB4}}{4}$

絶対最大定格

特に指定のない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

表 4.

Parameter	Rating
VIN, UVLO	-0.3 V to +45 V
FB1, FB2, FB3, FB4	-0.3 V to +55 V
EN	-0.3 V to +17 V
PWM, FAULT	-0.3 V to +8 V
VDR, GATE_N, GATE_P	-0.3 V to +7 V
COMP, CS, FREQ, ISET, LSD, OVP, RAMP	-0.3 V to +3.6 V
SS	-0.3 V to VDD
AGND, PGND, LGND	-0.3 V to +0.3 V
Maximum Junction Temperature (T_J max)	150°C
Operating Temperature Range (T_A)	-25°C to +85°C
Storage Temperature Range (T_S)	-65°C to +150°C
Reflow Peak Temperature (20 sec to 40 sec)	260°C

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で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。

熱抵抗

θ_{JA} はワーストケース条件で規定。すなわち表面実装パッケージの場合、デバイスを回路ボードにハンダ付けした状態で規定。

表 5. 热抵抗

Package Type	θ_{JA}	θ_{JC}	Unit
24-Lead LFCSP	40.5	3.8	°C/W

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

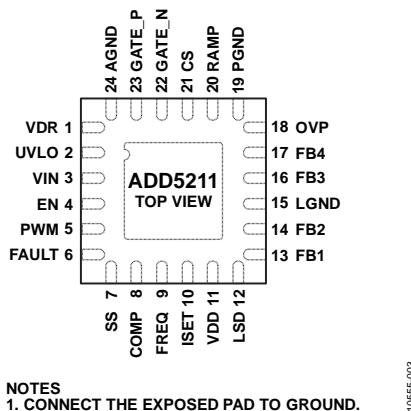


図 3. ピン配置

表 6. ピン機能の説明

ピン番号	記号	説明
1	VDR	スイッチング MOSFET ゲート・ドライバ電源ピン。VDR を $1\ \mu\text{F}$ のバイパス・コンデンサで AGND へバイパスしてください。
2	UVLO	入力低電圧ロックアウト。このピンを抵抗分圧器で入力電圧に接続して、スタートアップおよびシャットダウン入力電圧レベルを設定します。
3	VIN	電源入力ピン。VIN を $0.1\ \mu\text{F}$ のバイパス・コンデンサで AGND へバイパスしてください。
4	EN	PWM 入力動作モードのシャットダウン・コントロール・ピン。
5	PWM	PWM 信号入力。
6	FAULT	オープン・ドレイン故障出力。
7	SS	ソフト・スタート・ピン。
8	COMP	昇圧コンバータの補償。グラウンドとこのピンの間にコンデンサと抵抗を直列接続して、動作を安定させます。
9	FREQ	周波数選択。このピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、昇圧スイッチング周波数を $200\ \text{kHz} \sim 1.2\ \text{MHz}$ に設定します。
10	ISET	フルスケール LED 電流設定ピン。このピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、最大 $200\ \text{mA}$ の LED 電流を設定します。
11	VDD	内蔵リニア・レギュレータ出力。このレギュレータは、ADD5211 へ電源を供給します。VDD を $1\ \mu\text{F}$ のバイパス・コンデンサで AGND へバイパスしてください。
12	LSD	LED 短絡電圧レベル設定ピン。LED 短絡保護をディスエーブルときは、このピンを VDD へ接続します。
13	FB1	安定化電流シンク。LED ストリングの下部カソードをこのピンに接続します。未使用の場合は FB1 を LGND へ接続します。
14	FB2	安定化電流シンク。LED ストリングの下部カソードをこのピンに接続します。未使用の場合は FB2 を LGND へ接続します。
15	LGND	LED 電流シンク・グラウンド。
16	FB3	安定化電流シンク。LED ストリングの下部カソードをこのピンに接続します。未使用の場合は FB3 を LGND へ接続します。
17	FB4	安定化電流シンク。LED ストリングの下部カソードをこのピンに接続します。未使用の場合は FB4 を LGND へ接続します。
18	OVP	過電圧保護機能。抵抗分圧器を使って昇圧コンバータ出力をこのピンに接続します。
19	PGND	電源グラウンド。
20	RAMP	ランプ補償ピン。
21	CS	電流検出入力。電流検出機能から昇圧コンバータ制御とスイッチング電流制限を可能にします。
22	GATE_N	スイッチング MOSFET ゲート・ロー駆動ピン。
23	GATE_P	スイッチング MOSFET ゲート・ハイ駆動ピン。
24	AGND	アナログ・グラウンド。
	EP	エクスポートード・パッド。エクスポートード・パッドはグラウンドへ接続してください。

代表的な性能特性

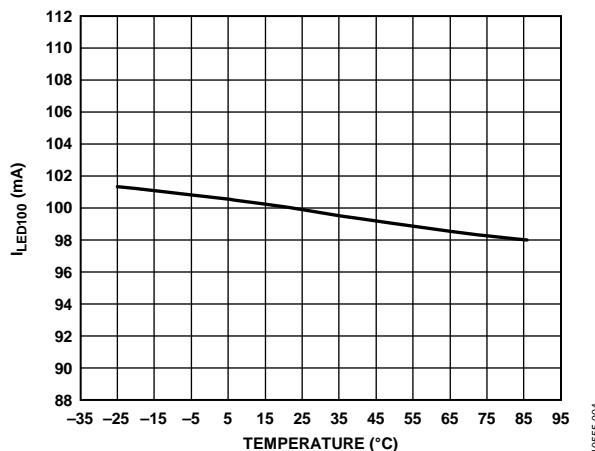
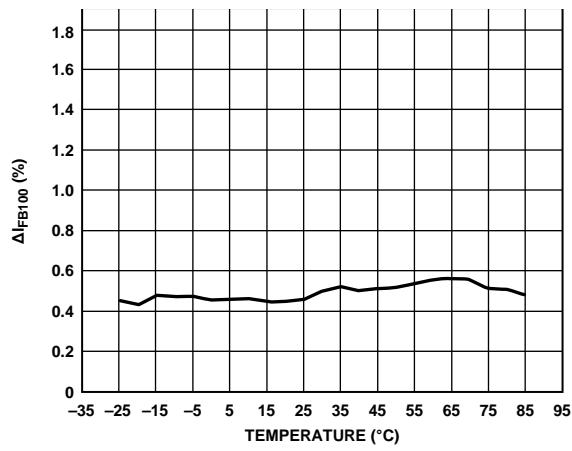
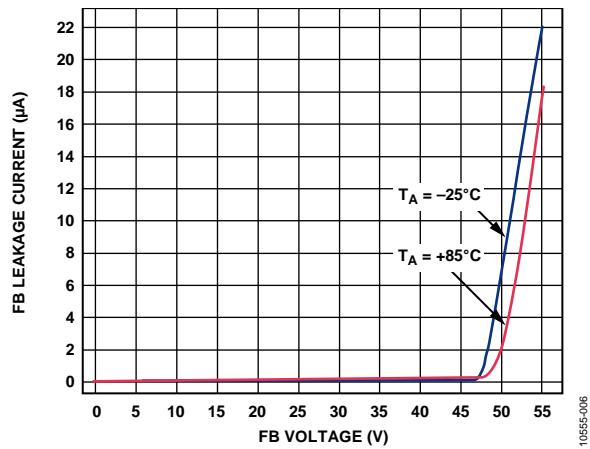
図 4.I_{LED100} の温度特性図 7.ΔI_{Fb100} の温度特性

図 5.FB 電圧対 FB リーク電流

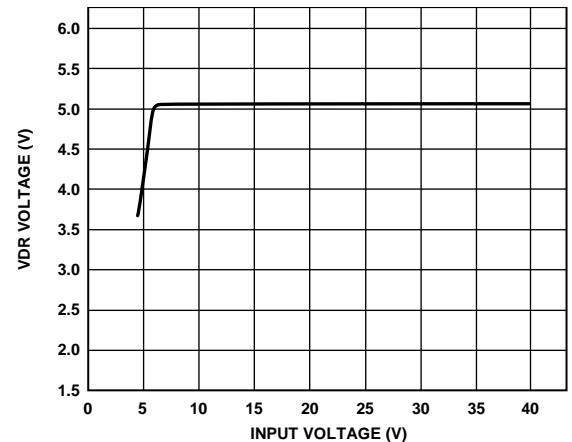
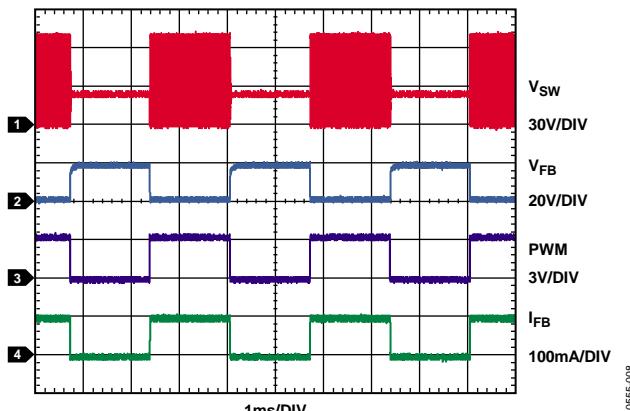
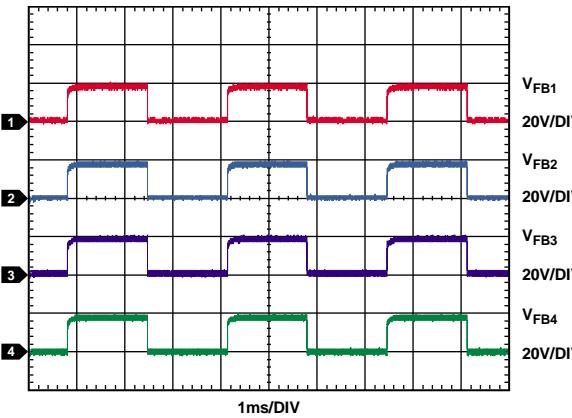


図 8.入力電圧対 VDR 電圧

図 6.PWM ディミング波形
PWM デューティ・サイクル = 50%図 9.FB1～FB4 の波形
PWM デューティ・サイクル = 50%

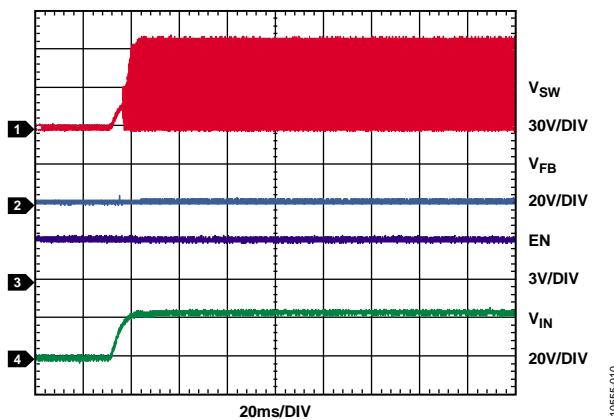


図 10.スタートアップ(輝度 = 100%、EN = ハイ・レベル
V_{IN} がロー→ハイ・レベルに変化)

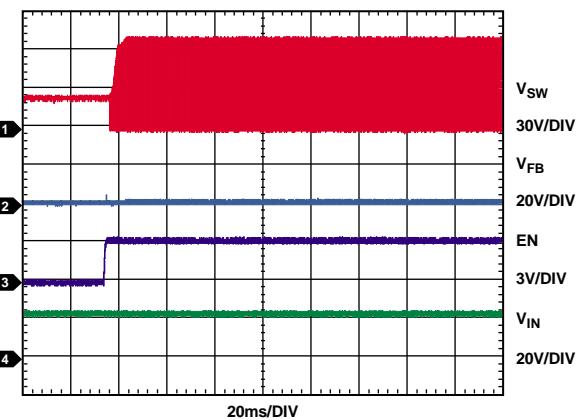


図 13.スタートアップ(輝度 = 100%、V_{IN} = ハイ・レベル
EN がロー→ハイ・レベルに変化)

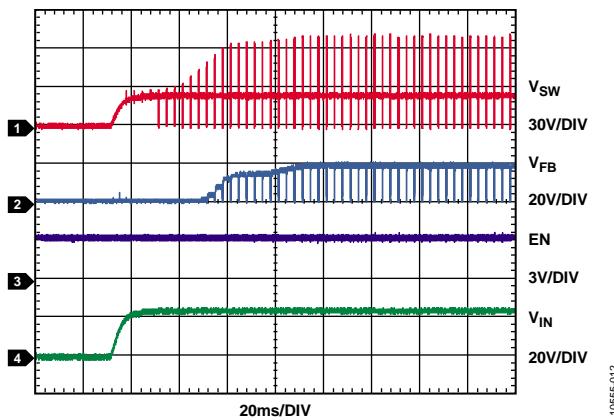


図 11.スタートアップ(輝度 = 10%、EN = ハイ・レベル
V_{IN} がロー→ハイ・レベルに変化)

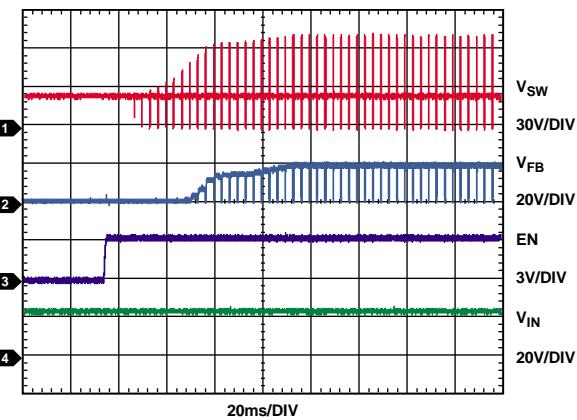


図 14.スタートアップ(輝度 = 10%、V_{IN} = ハイ・レベル
EN がロー→ハイ・レベルに変化)

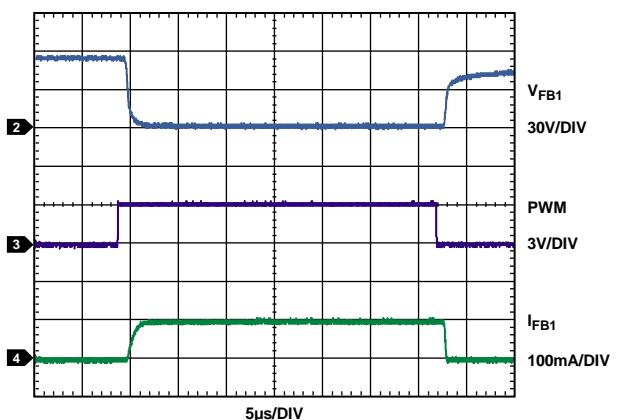


図 12.LED 電流の立上がりおよび立下がり波形

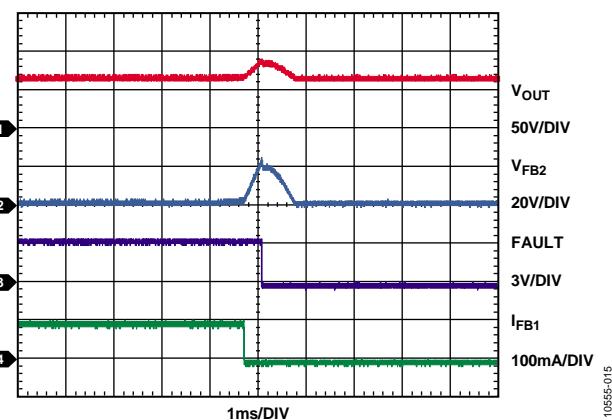


図 15.LED 断線保護機能(FB2 で LED 断線)

動作原理

ADD5211 は PWM 昇圧コントローラを使って、設定した LED 電流で LED ストリングを駆動するために必要な最小出力電圧を発生します。電流モード制御アーキテクチャの採用により、高速過渡応答と同時に安定出力電圧が可能になっています。昇圧コンバータが LED ストリングに電源を供給し、効率を良くするダイナミック・ヘッドルーム制御により、4 個の電流シンクが LED 電流を制御します。

電流モード・昇圧スイッチング・コントローラ

ADD5211 は、200 kHz～1.2 MHz の固定スイッチング周波数で動作する電流モードの PWM 昇圧コントローラです。スイッチング周波数は、FREQ ピンと AGND の間に外付け抵抗を接続して設定します。内蔵トランスコンダクタンスエラー・アンプが COMP にエラー電流を発生して、最小ヘッドルーム電圧 (FB1、FB2、FB3、FB4 ピンでモニタします) が内蔵リファレンス電圧と比較されます。COMP ピンと AGND の間に接続した抵抗とコンデンサにより、エラー電流がエラー電圧へ変換されます。

スイッチング・サイクルの開始で、MOSFET がターンオンし、インダクタ電流がランプアップします。MOSFET 電流が測定され、電流検出抵抗 (R_{CS}) を使って電圧に変換され、ランプ抵抗 (R_{RAMP}) からの安定化スロープ補償ランプに加算されます。得られた電圧の和が電流検出アンプに渡されて電流検出電圧を発生します。軽い負荷では、パルス・スキップ変調で出力電圧レギュレーションを維持して、コンバータは不連続モードでも動作することができます。

ADD5211 の電流モード・レギュレーション・システムでは、高速過渡応答と同時に安定出力電圧を維持することができます。COMP と AGND の間で適切な抵抗／コンデンサ回路を選択すると、レギュレータ応答を入力電圧、出力電圧、負荷電流の広い範囲で最適化することができます。

入力電圧

ADD5211 には VIN ピンから直接電源を供給でき、4.5 V～40 V の電圧を加えることができます。スタートアップのためには、VIN ピンの電圧は V_{UVLOR_VIN} (4.0 V typ) を超える必要があります。ADD5211 は、内蔵制御回路に電源を供給する 3.3 V リニア・レギュレータ (VDD) と、内蔵 GATE_P ドライバと GATE_N ドライバに電源を供給する 5.1 V リニア・レギュレータ (VDR) の 2 つのリニア・レギュレータを内蔵しています。

UVLO ピン

UVLO ピンを使って、ADD5211 をスタートアップさせる VIN 電圧を制御します。この機能は、入力電圧と UVLO ピンの間に抵抗分圧器を使用して実現しています(図 16 参照)。

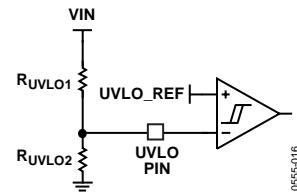


図 16. 低電圧ロックアウト回路

UVLO ピンの抵抗分圧器で決定されるスタートアップ電圧は、次式で計算することができます。

$$V_{IN(START)} = (1.19 \text{ V}/R_{UVLO2}) \times (R_{UVLO1} + R_{UVLO2})$$

デバイスを可能な最小 VIN レベルで起動させるときは、100 kΩ 以上の R_{UVLO1} 値を選択し、 R_{UVLO2} を接続しません。UVLO を別電圧源から制御する場合、電圧源と UVLO ピンの間で 100 kΩ 以上の抵抗が直列になっていることを確認してください。

イネーブルおよびディスエーブル

ADD5211 をイネーブルするときは、EN ピンの電圧は 2.2 V より高い必要があります。ADD5211 をディスエーブルするときは、EN ピンの電圧は 0.8 V より低い必要があります。内蔵 500 kΩ 抵抗は EN と AGND の間に接続します。

内蔵 3.3 V レギュレータ (VDD)

ADD5211 は、内蔵制御回路のバイアスに使用する 3.3 V リニア・レギュレータ (VDD) を内蔵しています。VDD レギュレータには $1 \mu\text{F}$ のバイパス・コンデンサが必要です。このバイパス・コンデンサは VDD と AGND の間に、VDD ピンの近くに接続してください。

内蔵 5.1 V レギュレータ (VDR)

ADD5211 は、MOSFET ゲート・ドライバの電源として使用する 5.1 V リニア・レギュレータ (VDR) を内蔵しています。VDR レギュレータには $1 \mu\text{F}$ のバイパス・コンデンサが必要です。このバイパス・コンデンサは VDR と AGND の間に、VDR ピンの近くに接続してください。

周波数

ADD5211 昇圧コンバータのスイッチング周波数 (f_{SW}) は、外付け抵抗 R_{FREQ} を使って 200 kHz~1.2 MHz の範囲で調整可能です(図 17 参照)。

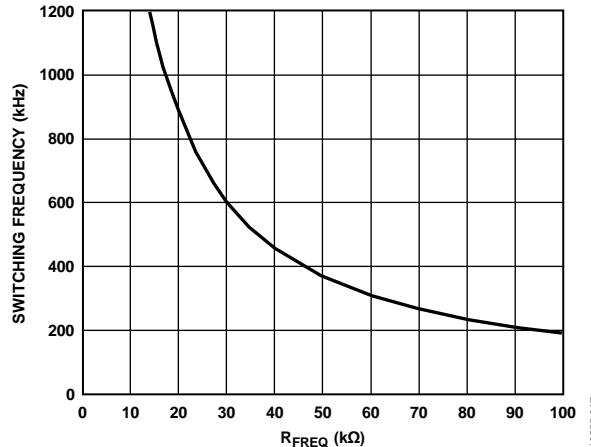


図 17. R_{FREQ} 対スイッチング周波数

次式を使ってスイッチング周波数を計算することもできます。

$$f_{SW}(\text{kHz}) = \frac{19,000}{R_{FREQ}(\text{kΩ})} - \frac{30,000}{(R_{FREQ}(\text{kΩ}))^2}$$

ソフト・スタート

スタートアップ時、 $2.1\text{ }\mu\text{A}$ (typ) の内蔵電流源からソフト・スタート・コンデンサ (C_{SS}) が充電されて、SS ピンの電圧はゆっくり上昇します。ピーク・インダクタ電流は SS ピンの上昇に追従して、スタートアップ・プロファイルを制御します。SS ピンが最終値 1.19 V (typ)に到達すると、ソフト・スタート・サイクルが完了します。SS ピンには常にコンデンサを接続する必要があります。ソフト・スタート時間は次式で計算されます。

$$t_{SS} = (C_{SS} \times 1.19\text{ V})/2.1\text{ }\mu\text{A}$$

一般的なセットアップの場合、 27 nF のソフト・スタート・コンデンサでスタートアップでの入力電流オーバーシュートは無視できるため、大部分のアプリケーションに適していますが必要以上に大きい出力コンデンサを使用すると、昇圧スイッチング・レギュレータの入力突入電流と出力電圧オーバーシュートを防止するため長いソフト・スタート時間が必要になります。逆に、高速スタートアップが必要な場合、ソフト・スタート・コンデンサ値を小さくして、昇圧出力が迅速にスタートできるようになりますが、スタートアップ時のピーク・スイッチ電流と昇圧出力オーバーシュートは大きくなります。

LED 電流レギュレーション

電流シンク

ADD5211 は、各 LED ストリングに正確な電流シンクを提供するため 4 個の電流シンクを内蔵しています。各 LED ストリングの電流は、外付け抵抗を使って 40 mA ~ 200 mA の範囲で調整されます。未使用の FBx ピンは LGND へ接続してください。

ADD5211 電流シンク電圧が 45 V より高い場合、電流シンクと並列なツェナー・ダイオードおよび 410 kΩ 抵抗がアクティブになります(図 18 参照)。

LED 電流の設定

図 22 に示すように、ADD5211 には LED 電流設定ピン (ISET) があります。ISET ピンと AGND の間に抵抗 (R_{SET}) を接続して、LED 電流を 40 mA ~ 200 mA の範囲で調整します。LED 電流レベルは次式で設定することができます。

$$I_{LED}(\text{mA}) = 1500/R_{SET}(\text{kΩ})$$

最小電流シンク電圧 (FB_REF) は次式で与えられます。

$$FB_REF = 0.23 + 0.0041 \times I_{LED}(\text{mA})$$

ここで、 $40\text{ mA} < I_{LED} < 200\text{ mA}$ 。

1 個または 2 個の LED ストリングのみを使う場合、FBx ピンを並列接続して、 R_{SET} を調整すると最も効率良くなります。この構成で最小 V_{FB} 動作電圧が得られて効率が良くなります。例えば、2 個の LED ストリングを 100 mA で駆動するときは、1 個の LED ストリングに対して FB1 と FB2 を接続し、他方の LED ストリングに対して FB3 と FB4 を接続します。次に、 R_{SET} を 30.1 kΩ (50 mA) に設定します。最小 FBx 電圧は、 0.64 V (typ) の代わりに 0.44 V (typ) になります。2 個のストリングを使うアプリケーション例については図 23 を参照してください。

PWM ディミング制御

ADD5211 は、PWM ピンに加える外付け PWM 信号を使う LED 輝度制御を内蔵しています。PWM 入力をハイ・レベルにすると、LED 電流シンクがイネーブルされ、ロー・レベルにするとディスエーブルされます。PWM 入力が 50 ms 間ロー・レベルを維持すると、ADD5211 は昇圧レギュレーションを停止して、シャットダウン・モードになります。ADD5211 がシャットダウンした後に PWM 入力がハイ・レベルに戻ると、デバイスは新しいソフト・スタート・シーケンスを開始します。

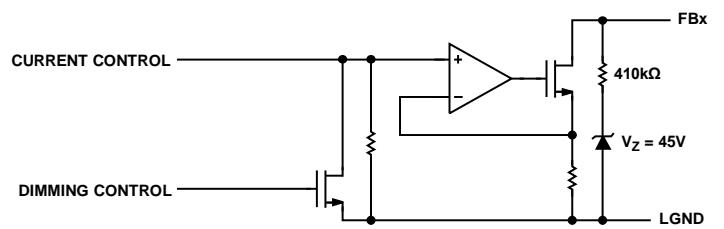


図 18. 電流シンク回路

故障保護

ADD5211 の故障保護には、昇圧出力過電圧保護、LED 短絡保護、LED 断線保護、昇圧出力短絡保護、サーマル・シャットダウンが含まれます。FAULT ピンは、これらの条件の幾つかに対して警告を出力します(表 7 参照)。

昇圧出力過電圧保護(OVP)

ADD5211 は、出力電圧が何らかの理由で大きくなり過ぎる場合損傷を防止する過電圧保護(OVP)回路を内蔵しています。OVP は、昇圧出力から OVP ピンまでの抵抗分圧器から構成されています。OVP ピン電圧が 2.5 V (typ)に到達すると、昇圧コントローラはスイッチングを停止し、このため出力電圧と OVP ピン電圧が低下します。OVP ピン電圧が OVP 立下がりレッショールド(2.4 V typ)を下回ると、昇圧コンバータがスイッチングを再開します。

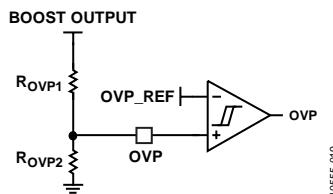


図 19. 昇圧出力過電圧保護回路

OVP スレッショールドは、次式を使って計算することができます。

$$V_{OUT_OVP} = (2.5 \text{ V}/R_{OVP2}) \times (R_{OVP1} + R_{OVP2})$$

LED 短絡保護

1つの LED ストリング内の LED が短絡すると、故障 LED ストリングに接続された FB_x ピン電圧が上昇して LED 電流を安定化させます。通常動作時に、この FB_x ピンが LED 短絡保護スレッショールド(LSD ピン電圧の 10 倍)に到達すると、ADD5211 は短絡した LED ストリングに接続されている FB_x ピンをディスエーブルして、FAULT ピンをプルダウンします。

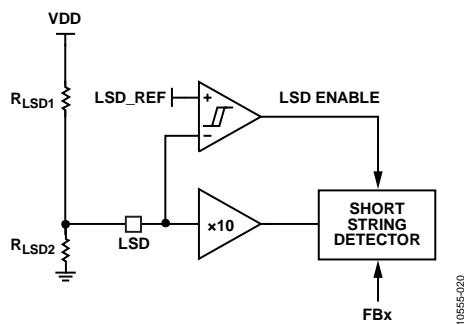


図 20. LED 短絡保護回路

LED 短絡保護スレッショールドは次式で計算することができます。

$$V_{LSD} = (3.3 \text{ V}/(R_{LSD1} + R_{LSD2})) \times R_{LSD2}$$

$$V_{LED_SHORT_THRESHOLD} = 10 \times V_{LSD}$$

LED 短絡保護をディスエーブルするときは、LSD ピン電圧を 3 V 以上の値に設定するか、またはピンを VDD ピンへ接続します。

LED 断線保護

ADD5211 は、各電流シンク時の電力損失を小さくするヘッドローム制御回路を内蔵しています。このため、昇圧コンバータの出力電圧を安定化することにより最小帰還電圧が実現されます。通常動作時に、LED ストリングが断線すると、電流シンク電圧(V_{FBx})が 0 V 近くになります。V_{FBx} が 100 mV (typ)を下回り、昇圧コンバータ出力電圧が V_{OUT_OVP} に到達すると、LED 断線保護がアクティブになります。次に ADD5211 は断線 LED ストリングをディスエーブルし、オープン・ドレイン故障インジケータをロー・レベルにプルダウンします。残りの LED ストリングは通常動作を続けます。すべての LED ストリングが断線すると、ADD5211 はシャットダウンします。

昇圧出力短絡保護(SCP)

ADD5211 は、何らかの理由でショットキー・ダイオードが断線または昇圧コンバータ出力がグラウンドへ短絡した場合に昇圧コンバータの損傷を防止する SCP 回路を内蔵しています。OVP ピンの電圧が 100 mV (typ)を下回ると、昇圧コンバータはスイッチングを停止します。停止は OVP 電圧が 150 mV (typ)を超えるまで続きます。SCP 機能は、昇圧コンバータのソフト・スタート時にディスエーブルされます。

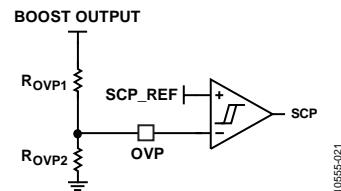


図 21. 昇圧出力短絡保護回路

昇圧出力短絡保護スレッショールドは、次式で計算することができます。

$$V_{OUT_SCP} = (0.15 \text{ V}/R_{OVP2}) \times (R_{OVP1} + R_{OVP2})$$

サーマル・シャットダウン(TSD)

熱過負荷保護機能は、大きな消費電力から ADD5211 の過熱と損傷が発生するのを防止します。ジャンクション温度(T_j)が 150°C (typ)を超えると、サーマル・センサーが直ちに故障保護をアクティビ化し、これによりデバイスがシャットダウンして、冷却を可能にします。チップのジャンクション温度(T_j)が 125°C (typ)を下回ると、デバイスは再起動します。

表 7. 故障保護機能

Fault	Description	Boost Regulation Response	FAULT Pin State
Boost output overvoltage	$V_{OVP} > OVP_REF$	Stop switching until $V_{OVP} < 2.4$ V (typical)	Open
LED string short	$V_{FBx} > 10 \times V_{LSD}$; PWM pin is high	Shorted LED string disabled; other LED strings operate normally	Pulled down
LED string open	$V_{FBx} < 0.1$ V; $V_{OVP} > OVP_REF$; PWM pin is high	Open LED string disabled; other LED strings operate normally	Pulled down
R_{SET} short to AGND	R_{SET} is shorted to AGND	ADD5211 shuts down; automatic restart if R_{SET} returns to normal resistance range	Open
Boost output short	$V_{OVP} < 100$ mV (typical) after soft start	ADD5211 shuts down; automatic restart if V_{OVP} rises above 150 mV (typical)	Pulled down
Thermal shutdown	$T_J > 150^\circ\text{C}$ (typical)	ADD5211 shuts down; automatic restart after T_J falls below 125°C (typical)	Pulled down

アプリケーション情報

レイアウトのガイドライン

高効率、優れたレギュレーション、安定性を実現するためには、プリント回路ボード(PCB)の正しいレイアウトが必要です。PCBをデザインするときは、次の一般的なガイドラインに従ってください。

- $C_{IN} \rightarrow L1 \rightarrow Q1 \rightarrow R_{CS} \rightarrow C_{IN}$ のグラウンドへ戻る高電流ループができるだけ短くします。
- $C_{IN} \rightarrow L1 \rightarrow D1 \rightarrow C_{OUT} \rightarrow C_{IN}$ のグラウンドへ戻る高電流ループができるだけ短くします。
- 高電流パターンができるだけ短くかつ太くします。
- L1、Q1、D1 に接続されているノードを COMP のような敏感なパターンから遠ざけて、パターンの結合を防止します。このようなパターンが隣り合って走る場合、2 つの間にシールドとしてグラウンド・パターンを配置します。
- 補償部品を COMP ピンのできるだけ近くに配置します。
- パッケージ底部のエクスボーズド・パッドと同じ大きさのサーマル・ピアとサーマル・パッドを使用します。

ヒート・シンク

表面実装パワー IC または外付けパワー・スイッチを使う際、よく PCB をヒート・シンクとして使います。これは、PCB の銅領域を使ってデバイスから熱を移動させることにより実現されます。この領域を最大化すると、熱性能が最適化されます。

昇圧コントローラ部品の選択

ピーク・インダクタ電流とデューティ・サイクルの計算

最適な外付け部品を選択する場合、最初のステップはピーク・インダクタ電流と最大デューティ・サイクルの計算です。ピーク・インダクタ電流は次式で与えられます。

$$I_{PK} = I_{L(AVG)} + (\Delta I_L / 2)$$

ここで、

$$\Delta I_L = (V_{IN} \times D) / (L \times f_{SW})$$

$$I_{L(AVG)} = (4 \times I_{LED}) / (\eta \times (1 - D))$$

I_{LED} は、ストリングあたりの LED 電流。

D はデューティ・サイクル ($D = (V_{OUT} - V_{IN}) / V_{OUT}$)。

ワーストケース・デューティ・サイクルが、表 2 に示す最大許容値 (89%)を超えないことを確認してください。ワーストケース・デューティ・サイクルに対しては、最小 V_{IN} と最大 V_{OUT} を使用します。最大 V_{OUT} は次式で与えられます。

$$V_{OUT_MAX} = N \times V_{F\ MAX} + 1\ V$$

ここで、

N はストリングあたりの LED 数。

$V_{F\ MAX}$ は最大 LED 順方向電圧。

インダクタの選択

インダクタを選択するときは、インダクタ特性(インダクタンス、最大サチレーション電流、抵抗 (DCR)、物理的サイズ)を考慮してください。

ΔI_L が $I_{L(AVG)}$ の 20% ~ 40% になるようにインダクタンスを選択します。

$$L = \frac{V_{IN} \times D \times (1 - D)}{0.3 \times f_{SW} \times I_{OUT}}$$

ここで I_{OUT} はすべてのストリングを流れる合計 LED 電流。

サチレーション電流は、一般にインダクタンスが 30%だけ小さくなる電流として記載されます。この電流が計算したピーク・インダクタ電流より大きいことを確認してください。

必要とされるインダクタンスとサチレーション電流を満たすインダクタの中から、アプリケーションに対して DCR とレイアウト・フットプリントとの間の最適トレードオフを与えるものを選択します。インダクタの DCR から生じる消費電力は次式で与えられます。

$$P_L = DCR \times I_{L(AVG)}^2$$

電流検出 (CS) 抵抗の選択

ワーストケース・インダクタ・ピーク電流を計算するときは、最大デューティ・サイクル、最小インダクタンス、最小スイッチング周波数を使います。次に、電流検出抵抗 (R_{CS}) を次のように選択します。

$$R_{CS} = CS_{LIMIT(MIN)} / I_{PK(MAX)}$$

選択したインダクタがこの電流検出抵抗で与えられる最大ピーク電流を許容することを確認します。

$$I_{PK(CS)} = CS_{LIMIT(MAX)} / R_{CS(MIN)}$$

検出抵抗の消費電力は次式で与えられます。

$$P_{RCS} = D \times R_{CS} \times I_{L(AVG)}^2$$

NMOS スイッチの選択

外付け NMOS スイッチは、十分なドレインソース間ブレークダウン電圧 (BV_{DSS}) と rms 電流定格を持つ必要があります。ブレークダウン電圧定格は少なくとも:

$$BV_{DSS} > V_{OUT(MAX)} + 10 \text{ V}$$

rms 電流定格は次式を超える必要があります。

$$I_{NMOS(RMS)} = I_{L(AVG)} \times \sqrt{D}$$

NMOS スイッチの消費電力は、 RDS_{ON} 損失とスイッチング損失の 2 つの成分から発生します。これらの損失は次のように計算することができます。

$$P_{NMOS(RDS_{ON})} = D \times RDS_{ON} \times I_{L(AVG)}^2$$

$$P_{NMOS(SW)} = 0.5 \times V_{OUT} \times I_{L(AVG)} \times (t_R + t_F) \times f_{SW}$$

立上がり時間と立下がり時間 (t_R と t_F) は、ADD5211 ゲート・ドライバ能力と NMOS ゲート容量の関数です。Typ 値を表 2 に示しますが、これらの時間はパワー FET で大幅に変わります。このため、 t_R と t_F をアプリケーションで測定するのが適しています。

ダイオードの選択

ダイオードは、低い順方向電圧 (V_F) と高速スイッチング時間で選択する必要があります。一般に、高速ショットキー・ダイオードがコストに対して最適性能を提供します。ブレークダウン電圧 (V_D) が、最大 V_{OUT} にマージンを加えた値より大きいことを確認してください。また、ダイオード定格電流が出力電流 (合計 LED 電流) より大きいことも確認してください。ダイオードの消費電力は次式で与えられます。

$$P_{DIODE} = V_F \times I_{OUT}$$

C_{OUT} の選択

安定性を提供し、出力電圧リップルを小さくするためには、LED 電流の PWM ディミングを使う場合は特に、出力容量を $4.7 \mu\text{F} \sim 22 \mu\text{F}$ の範囲内にする必要があります。

昇圧コンバータのループ・ゲインの計算

合計クローズド・ループ・ゲインは $G_{EA} \times G_P(s)$ で与えられます。 G_{EA} は位相補償ゲインです。 $G_P(s)$ は出力ゲインに対する制御です。 $G_P(s)$ は、パワー・ステージのゲインで、 L 、 C_{OUT} 、PWM 変調器を含みます。 $G_P(s)$ ゲインは、

$$G_P(s) =$$

$$A_{PS} \times \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_{ZESR}}\right) \times \left(1 - \frac{s}{2 \times \pi \times f_{RHP}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{2 \times \pi \times f_{LFP}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{Q_n \times 2 \times \pi \times f_n} + \frac{s^2}{(2 \times \pi \times f_n)^2}\right)}$$

ここで、 A_{PS} は DC ゲインで、次のように PWM 変調器ゲインを含みます。

$$A_{PS} = \frac{(1 - D) \times V_{OUT} \times G_{CS}}{2 \times R_{CS} \times 4 \times I_{LED}}$$

$G_P(s)$ の式は、2 つのゼロ点 (f_{ZESR} と f_{RHP}) があることを示しています。ゼロ点 f_{ZESR} は、出力容量の ESR で形成されます。セラミック・コンデンサがこのアプリケーションで使用されているため、この値は小さく無視できます。ゼロ点は次式で与えられます。

$$f_{ZESR} = \frac{1}{2 \times \pi \times ESR \times C_{OUT}}$$

右反面のゼロ点 (f_{RHP}) は次式で与えられます。

$$f_{RHP} = \frac{V_{OUT}}{2 \times \pi \times L \times 4 \times I_{LED}} \times \left(\frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right)^2$$

この RHP ゼロ点はゲインを大きくしますが、位相は小さくなります。 f_{RHP} は多くの変数に依存するため、位相補償は極めて困難です。このため、この RHP ゼロ点の位相低下が見られるかなり前のループ・クロスオーバー周波数を選択することにします。一般に、この値は RHP ゼロ点の周波数より大幅に小さくなります。

$G_P(s)$ にも 2 つの極 f_{LFP} と f_n があります。低周波極 (f_{LFP}) は出力容量で形成され、次のようにになります。

$$f_{LFP} = \frac{4 \times I_{LED}}{\pi \times V_{OUT} \times C_{OUT}}$$

f_n は、電流検出サンプリング動作で形成される二重極です。常にスイッチング周波数の $1/2$ の位置にあります。

Q_n (クオリティ・ファクタ) の制動が不十分な場合、二重極 f_n は不安定になります。 Q_n は外付けランプ補償 (S_e) の追加により制動されます。

$$Q_n = \frac{1}{\pi \times \left(-D + 0.5 + (1 - D) \times \frac{S_e}{S_h}\right)}$$

ここで、

S_e は外付けランプ補償 = $75\% \times ((V_{OUT} - V_{IN})/L)$ 。

S_h は、インダクタ・アップスロープ = V_{IN}/L 。

外付けランプ補償スロープは一般に、検出抵抗両端に反映されるインダクタ・ダウンスロープの 50%~75% の値に設定されます。パラメータの広い変動に対して、75% に近い値を選びます。

$$R_{RAMP}(\Omega) = \frac{3}{4} \times \frac{R_{CS} \times (V_{OUT} - V_{IN})}{45 \mu\text{A} \times f_{SW} \times L}$$

位相補償部品の選択

クロスオーバー周波数を LFP 周波数より高くするため、ある種の位相ブーストが必要になります。ADD5211 は電流モードで動作するため、 f_{LFP} に対応するためには 1 つのゼロ点だけが必要です。このため、タイプ II の補償器で十分です。この補償器(図 2 参照)はゲイン G_{EA} を持ち、次式で表されます。

$$G_{EA} = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \times g_m \times \frac{s \times R_C \times C_C + 1}{s \times C_C}$$

G_{EA} は、次式に示す 1 つのゼロ点と 1 つの極を原点に発生させます。

$$f_{zEA} = 1/(2\pi \times R_C \times C_C)$$

$$f_{pEA} = 1/(2\pi \times R_O \times C_C)$$

ここで、 R_O は誤差アンプの出力インピーダンス。

位相をブーストし、クロスオーバー周波数を高くするためには、LFP 極またはその近くにゼロ点補償 (f_{zEA}) を配置します。この配置により、 C_C に対する次式が得られます。

$$C_C = \frac{V_{OUT} \times C_{OUT}}{2 \times R_C \times I_{OUT}}$$

すべての動作条件と許容偏差に対して満足な位相マージンを確保するためには、これらの値を実験的に調整する必要があります。表 8 に、スイッチング周波数 360 kHz と 1 MHz に対する推奨値を示します。

表 8.補償部品の推奨値

f_{SW} (kHz)	L (μ H)	C_{OUT} (μ F)	R_{RAMP} (k Ω)	R_C (Ω)	C_C (μ F)
360	33	10	6.81	100	2.2
1000	22	4.7	6.81	100	1.0

代表的なアプリケーション回路

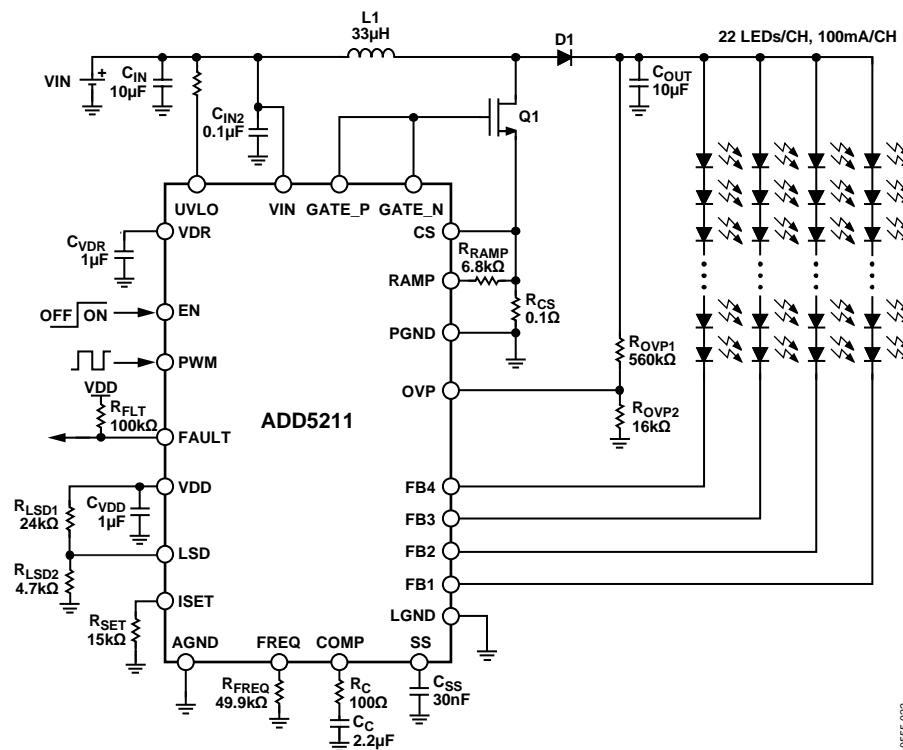


図 22. 代表的な 4 ストリングのアプリケーション回路

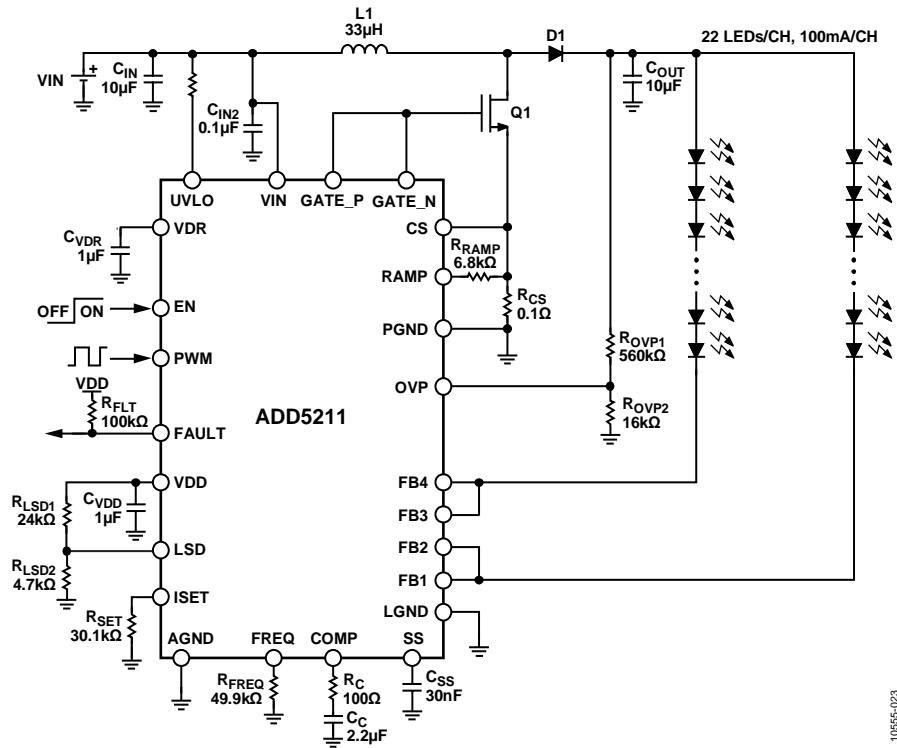
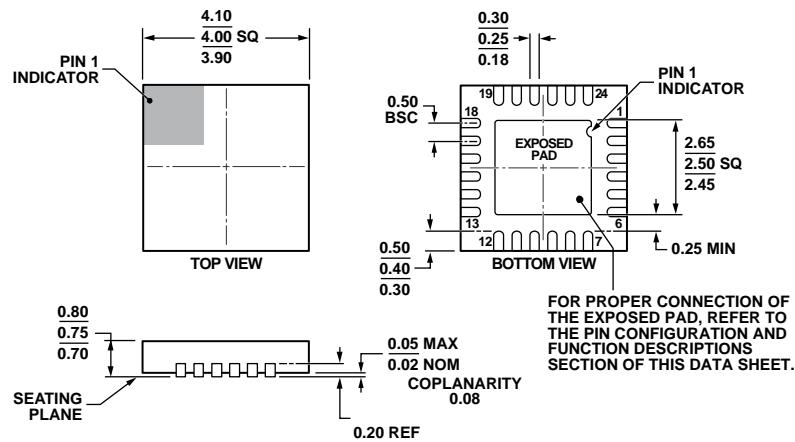


図 23. 代表的な 2 ストリングのアプリケーション回路

外形寸法



COMPLIANT TO JEDEC STANDARDS MO-220-WGDD.

112108-A

図 2424 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-24-7)
寸法: mm

オーダー・ガイド

Model ¹	Temperature Range	Package Description	Package Option
ADD5211ACPZ-R7	-40°C to +125°C	24-Lead LFCSP_WQ, 7" Tape and Reel	CP-24-7
ADD5211ACPZ-RL	-40°C to +125°C	24-Lead LFCSP_WQ, 13" Tape and Reel	CP-24-7
ADD5211CP-EVALZ		Evaluation Board and LED Array	

¹ Z = RoHS 準拠製品。