

PWM 信号発生器を内蔵した 60V 入力 of LED コンバータ

特長

- LED 向けの 3000:1 の True Color PWM™ 調光
- 広い入力電圧範囲: 4.5V ~ 60V
- レール・トゥ・レールの電流検出範囲: 0V ~ 80V
- 80V/3.5A のスイッチを内蔵
- プログラム可能な PWM 調光信号発生器
- 定電流 (±3%) および定電圧 (±2%) レギュレーション
- 高精度アナログ調光
- 昇圧、SEPIC、CUK、降圧、昇降圧の各モード、またはフライバック構成で LED を駆動
- 出力短絡が保護された昇圧コンバータ
- 開放 LED 保護および通知機能
- 調整可能なスイッチング周波数: 100kHz ~ 1MHz
- ヒステリシスを備えたプログラム可能な入力低電圧ロックアウト
- バッテリ・チャージャ向けの C/10 表示機能
- 低シャットダウン電流: <1μA
- 熱特性が改善された 5mm×6mm QFN パッケージ

アプリケーション

- 大電力 LED
- 出力短絡が保護された昇圧コンバータ
- バッテリおよびスーパーキャパシタの充電器
- 電流を正確に制限する電圧レギュレータ

概要

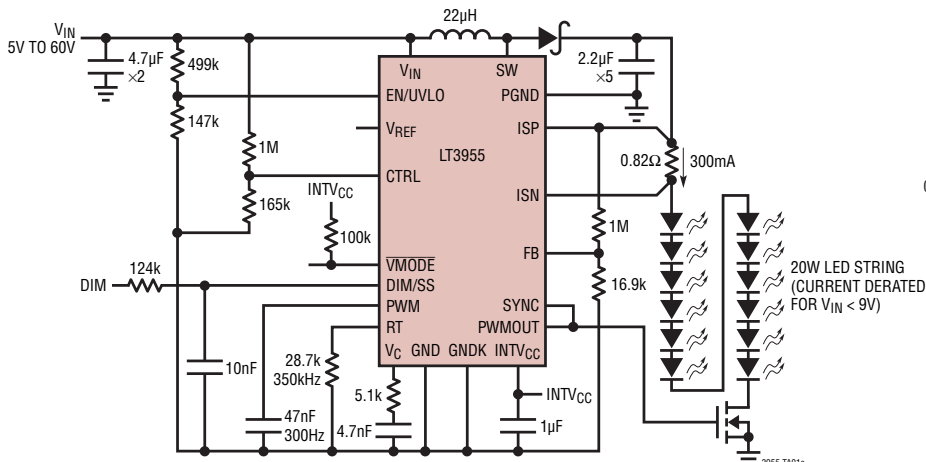
LT®3955 は、定電流源および定電圧レギュレータとして動作する目的で設計された DC/DC コンバータです。80V/3.5A 定格の低電位側 N チャネル MOSFET を内蔵しています。LT3955 は大電流 LED の駆動に最適ですが、バッテリーやスーパーキャパシタを充電するのにも適しています。固定周波数の電流モード・アーキテクチャにより、広い範囲の電源電圧および出力電圧にわたって安定した動作が得られます。電圧帰還ピンは、数種類の LED 保護機能の入力の役目を果たします。また、電圧帰還ピンを使用すると、コンバータを定電圧源として動作させることもできます。周波数調整ピンを使用すると、100kHz ~ 1MHz の範囲に周波数を設定して、効率、性能、または外付け部品サイズを最適化できます。

LT3955 は、負荷の高電位側または低電位側で出力電流を検出します。固定周波数で自己発振させ、デューティ比が 4% ~ 96% の範囲になるように PWM 入力を設定することができます。外部信号で駆動する場合、PWM 入力は最大 3000:1 の LED 調光比を実現します。CTRL 入力には、付加的なアナログ調光機能があります。

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。True Color PWM はリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。7199560、7321203 を含む米国特許によって保護されています。

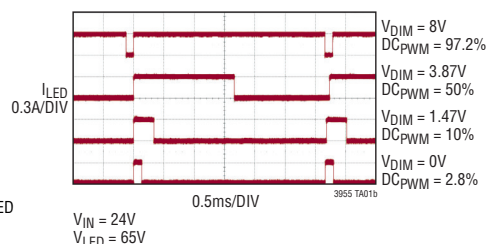
標準的応用例

PWM 調光機能を内蔵し、効率が 94% の 20W 昇圧型 LED ドライバ



NOTE: GND, GNDK AND SIGNAL LEVEL COMPONENTS MUST BE CONNECTED EXTERNALLY AS SHOWN. AN INTERNAL CONNECTION BETWEEN GNDK AND PGND PINS PROVIDES GROUNDING TO THE SUPPLY.

さまざまな DIM 電圧設定での PWM 調光波形

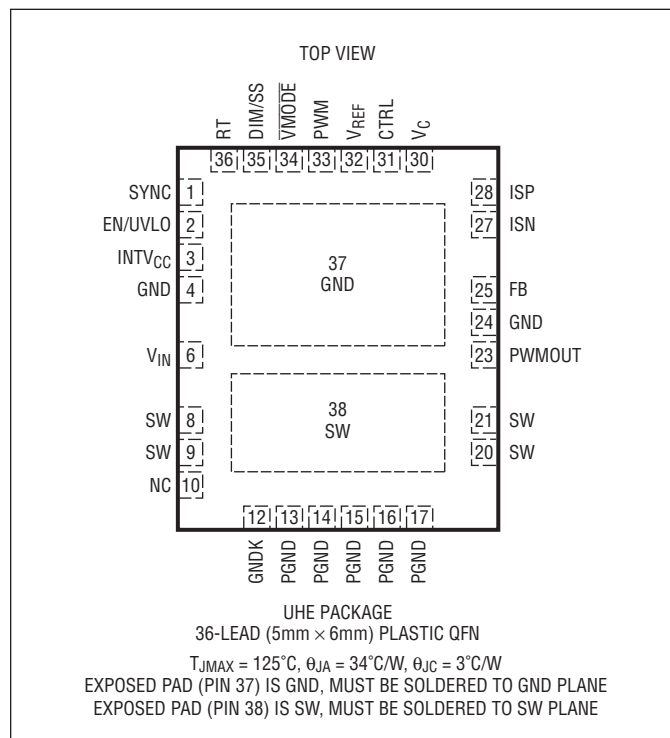


LT3955

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} , EN/UVLO	60V
ISP, ISN, SW	80V
INTV _{CC}	$V_{IN} + 0.3V$, 9.6V
PWMOUT	(Note 2)
CTRL, $\overline{V}MODE$	15V
FB, PWM, SYNC	9.6V
V_C , V_{REF}	3V
RT, DIM/SS	1.5V
PGND, GNDK-GND 間	$\pm 0.5V$
動作周囲温度範囲 (Note 3, 4)	$-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$
最大接合部温度	$125^{\circ}C$
保存温度範囲	$-65^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT3955EUHE#PBF	LT3955EUHE#TRPBF	3955	36-Lead (5mm x 6mm) Plastic QFN	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
LT3955IUHE#PBF	LT3955IUHE#TRPBF	3955	36-Lead (5mm x 6mm) Plastic QFN	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$

さら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。
非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> をご覧ください。

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。

注記がない限り、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL = 2\text{V}$ 、 $PWM = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{IN} Minimum Operating Voltage	V_{IN} Tied to $INTV_{CC}$	●			4.5	V
V_{IN} Shutdown I_Q	$EN/UVLO = 0\text{V}$, $PWM = 0\text{V}$ $EN/UVLO = 1.15\text{V}$, $PWM = 0\text{V}$			0.1	1 6	μA μA
V_{IN} Operating I_Q (Not Switching)	$PWM = 0\text{V}$			1.7	2.2	mA
V_{REF} Voltage	$-100\mu\text{A} \leq I_{VREF} \leq 0\mu\text{A}$	●	1.965	2.02	2.06	V
V_{REF} Line Regulation	$4.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 60\text{V}$			0.001		%/V
V_{REF} Pull-Up Current	$V_{REF} = 0\text{V}$	●	150	185	210	μA
SW Pin Current Limit		●	3.5	4.2	4.9	A
SW Pin Leakage	$SW = 48\text{V}$			5	10	μA
SW Pin Voltage Drop	$I_{SW} = 2\text{A}$			200		mV
DIM/SS Pull-Up Current	Current Out of Pin, $DIM/SS = 0\text{V}$	●	10	12	14	μA
DIM/SS Voltage Clamp	$I_{DIM/SS} = 0\mu\text{A}$			1.2		V

エラーアンプ

Full-Scale ISP/ISN Current Sense Threshold ($V_{ISP-ISN}$)	$CTRL \geq 1.2\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$, $0\text{V} \leq FB \leq 1.18\text{V}$ $CTRL \geq 1.2\text{V}$, $ISN = 0\text{V}$, $0\text{V} \leq FB \leq 1.18\text{V}$	● ●	242 243	250 257	258 268	mV mV
1/10th Scale ISP/ISN Current Sense Threshold ($V_{ISP-ISN}$)	$CTRL = 0.2\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$, $0\text{V} \leq FB \leq 1.18\text{V}$ $CTRL = 0.2\text{V}$, $ISN = 0\text{V}$, $0\text{V} \leq FB \leq 1.18\text{V}$	● ●	21 20	25 28	30 36	mV mV
Mid-Scale ISP/ISN Current Sense Threshold ($V_{ISP-ISN}$)	$CTRL = 0.5\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$, $0\text{V} \leq FB \leq 1.18\text{V}$ $CTRL = 0.5\text{V}$, $ISN = 0\text{V}$, $0\text{V} \leq FB \leq 1.18\text{V}$	● ●	96 94	100 105	104 115	mV mV
ISP/ISN Overcurrent Threshold				600		mV
ISP/ISN Current Sense Amplifier Input Common Mode Range (V_{ISN})			0		80	V
ISP/ISN Input Bias Current High Side Sensing (Combined)	$PWM = 5\text{V}$ (Active), $ISP = ISN = 48\text{V}$ $PWM = 0\text{V}$ (Standby), $ISP = ISN = 48\text{V}$			100 0.1		μA μA
ISP/ISN Input Bias Current Low Side Sensing (Combined)	$PWM = 5\text{V}$, $ISP = ISN = 0\text{V}$			-230		μA
ISP/ISN Current Sense Amplifier g_m (High Side Sensing)	$V_{ISP-ISN} = 250\text{mV}$, $ISP = 48\text{V}$			120		μS
ISP/ISN Current Sense Amplifier g_m (Low Side Sensing)	$V_{ISP-ISN} = 250\text{mV}$, $ISN = 0\text{V}$			70		μS
CTRL Pin Range for Linear Current Sense Threshold Adjustment		●	0		1.0	V
CTRL Input Bias Current	Current Out of Pin			50	100	nA
V_C Output Impedance	$0.9\text{V} \leq V_C \leq 1.5\text{V}$			15		M Ω
V_C Standby Input Bias Current	$PWM = 0\text{V}$		-20		20	nA
FB Regulation Voltage (V_{FB})	$ISP = ISN = 48\text{V}$, 0V	●	1.225	1.255	1.275	V
FB Amplifier g_m	$FB = V_{FB}$, $ISP = ISN = 48\text{V}$			500		μS
FB Pin Input Bias Current	Current Out of Pin, $FB = V_{FB}$			40	100	nA
FB Open LED Threshold	\overline{VMODE} Falling, ISP Tied to ISN	●	$V_{FB} - 65\text{mV}$	$V_{FB} - 50\text{mV}$	$V_{FB} - 40\text{mV}$	V
C/10 Inhibit for \overline{VMODE} Assertion ($V_{ISP-ISN}$)	$FB = V_{FB}$, $ISN = 48\text{V}$, 0V		14	25	39	mV
FB Overvoltage Threshold	$PWMOUT$ Falling		$V_{FB} + 50\text{mV}$	$V_{FB} + 60\text{mV}$	$V_{FB} + 70\text{mV}$	V

発振器

Switching Frequency	$R_T = 95.3\text{k}\Omega$ $R_T = 8.87\text{k}\Omega$	●	85 925	100 1000	115 1050	kHz kHz
SW Minimum Off-Time				160		ns
SW Minimum On-Time				180		ns
SYNC Input Low					0.4	V

LT3955

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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。
注記がない限り、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL = 2\text{V}$ 、 $PWM = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
SYNC Input High			1.5			V
リニア・レギュレータ						
INTV _{CC} Regulation Voltage	$10\text{V} \leq V_{IN} \leq 60\text{V}$	●	7.60	7.85	8.05	V
INTV _{CC} Maximum Operating Voltage			8.1			V
INTV _{CC} Minimum Operating Voltage					4.5	V
Dropout ($V_{IN} - \text{INTV}_{CC}$)	$I_{\text{INTV}_{CC}} = -10\text{mA}$, $V_{IN} = 7\text{V}$			390		mV
INTV _{CC} Undervoltage Lockout		●	3.9	4.1	4.4	V
INTV _{CC} Current Limit	$8\text{V} \leq V_{IN} \leq 60\text{V}$, $\text{INTV}_{CC} = 6\text{V}$		30	36	42	mA
INTV _{CC} Current in Shutdown	$EN/UVLO = 0\text{V}$, $\text{INTV}_{CC} = 8\text{V}$			8	13	μA
ロジック入力/出力						
EN/UVLO Threshold Voltage Falling		●	1.180	1.220	1.260	V
EN/UVLO Rising Hysteresis				40		mV
EN/UVLO Input Low Voltage	I_{VIN} Drops Below $1\mu\text{A}$				0.4	V
EN/UVLO Pin Bias Current Low	$EN/UVLO = 1.15\text{V}$	●	1.7	2.2	2.7	μA
EN/UVLO Pin Bias Current High	$EN/UVLO = 1.33\text{V}$			10	100	nA
V _{MODE} Output Low	$I_{V\text{MODE}} = 1\text{mA}$				200	mV
V _{MODE} Pin Leakage	$FB = 0\text{V}$, $V_{\text{MODE}} = 12\text{V}$			0.1	5	μA
PWM ピン信号発生器						
PWM Falling Threshold		●	0.78	0.83	0.88	V
PWM Threshold Hysteresis (V_{PWMHYS})	$I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$		0.35	0.47	0.6	V
PWM Pull-Up Current (I_{PWMUP})	$PWM = 0.7\text{V}$, $I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$		6	7.5	9	μA
PWM Pull-Down Current (I_{PWMDN})	$PWM = 1.5\text{V}$, $I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$		68	88	110	μA
PWM Fault-Mode Pull-Down Current	$\text{INTV}_{CC} = 3.6\text{V}$			1.5		mA
PWMOUT Duty Ratio for PWM Signal Generator (Note 5)	$I_{\text{DIM/SS}} = -6.5\mu\text{A}$		3.1	4.1	5.2	%
	$I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$		6.8	7.9	9.2	%
	$I_{\text{DIM/SS}} = 21.5\mu\text{A}$		40	48	56	%
	$I_{\text{DIM/SS}} = 52\mu\text{A}$		95	96.5	98	%
PWMOUT Signal Generator Frequency	$PWM = 47\text{nF}$ to GND, $I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$		170	300	390	Hz
PWMOUT ドライバ						
PWMOUT Driver Output Rise Time (t_r)	$C_L = 560\text{pF}$			35		ns
PWMOUT Driver Output Fall Time (t_f)	$C_L = 560\text{pF}$			35		ns
PWMOUT Output Low (V_{OL})	$PWM = 0\text{V}$				0.05	V
PWMOUT Output High (V_{OH})			$\text{INTV}_{CC} - 0.05$			V

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。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。

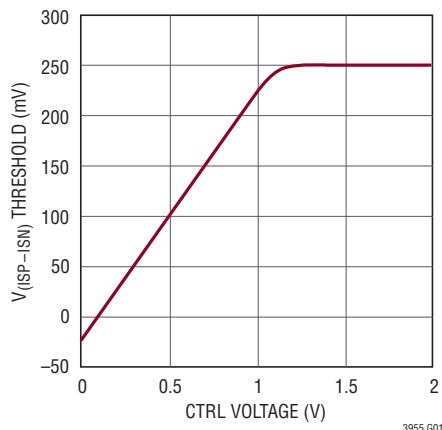
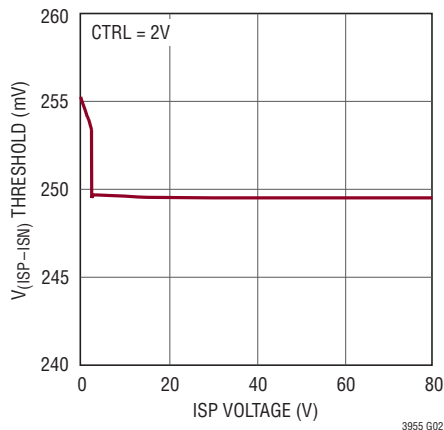
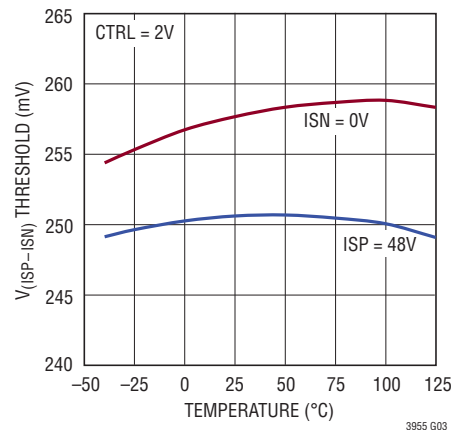
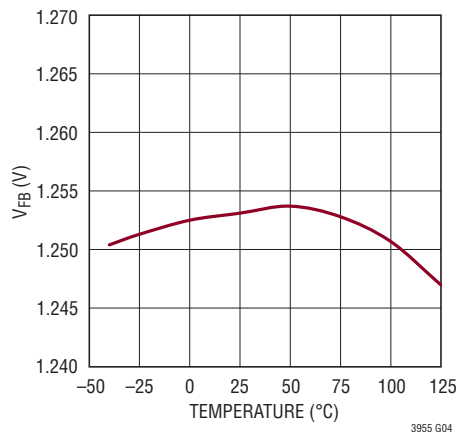
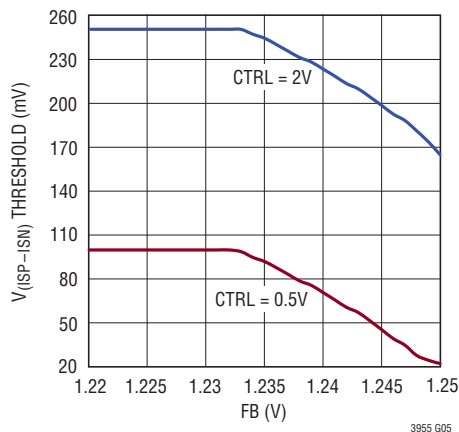
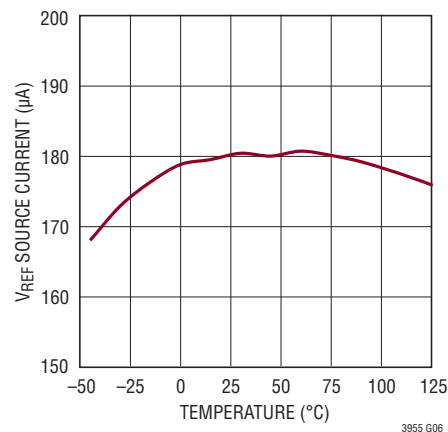
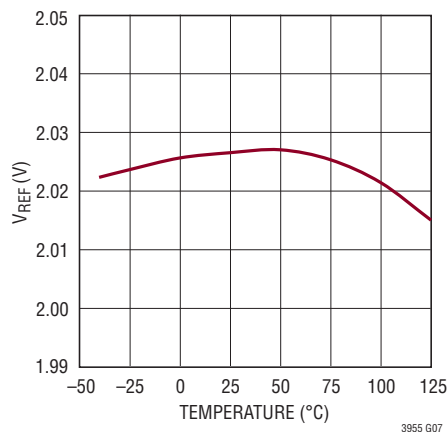
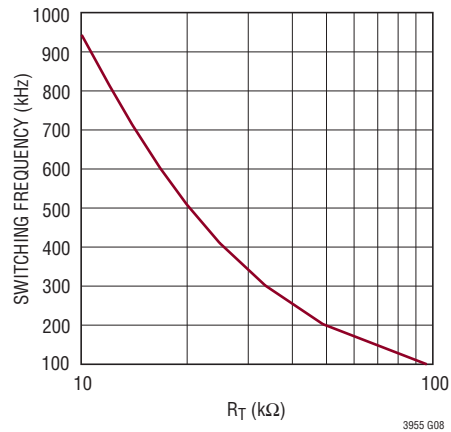
Note 2: PWMOUT ピンには正または負の電圧源または電流源を印加してはならない。印加すると、永続的損傷が生じることがある。

Note 3: LT3955E は、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は、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。LT3955I は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。

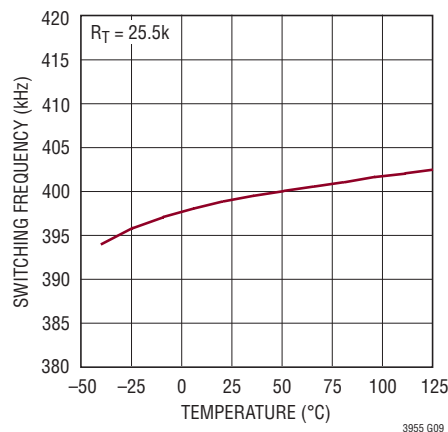
Note 4: LT3955 には、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護がアクティブなとき、接合部温度は最大動作接合部温度を超える。規定された最大接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

Note 5: PWMOUT ピンの信号のデューティ比は次式で計算される。

$$\text{デューティ} = I_{\text{PWMUP}} / (I_{\text{PWMUP}} + I_{\text{PWMDN}})$$

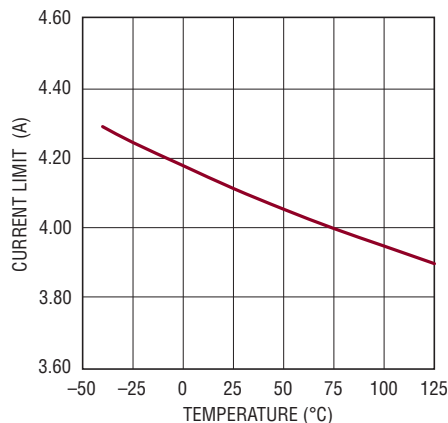
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と
CTRLピンの電圧 $V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と
ISPピンの電圧 $V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と温度FBピンの
レギュレーション電圧 (V_{FB}) と温度 $V_{(ISP-ISN)}$ のしきい値と
FBピンの電圧 V_{REF} ピンのソース電流と温度 V_{REF} ピンの電圧と温度スイッチング周波数と R_T 

スイッチング周波数と温度

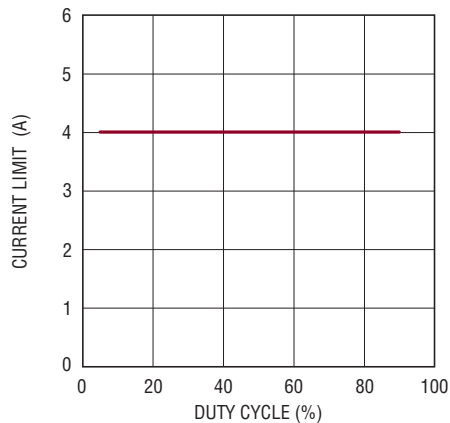


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

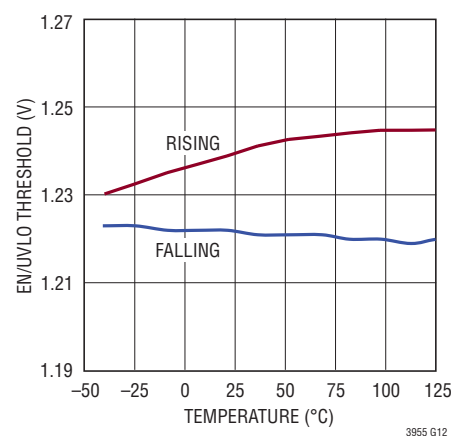
SW ピンの電流制限と温度



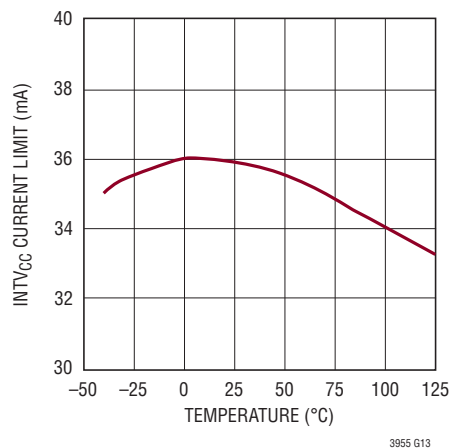
SW ピンの電流制限と
デューティ・サイクル



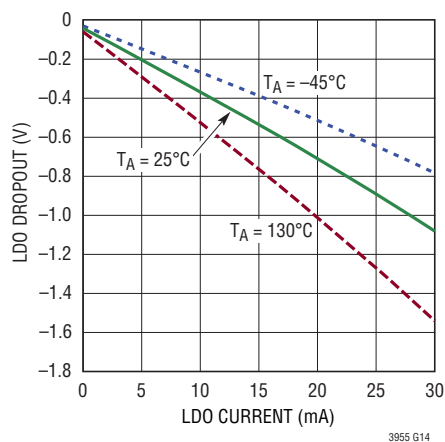
EN/UVLO ピンのしきい値と温度



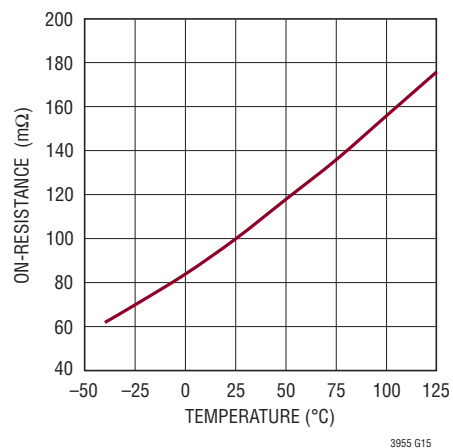
INTV_{CC} ピンの電流制限と温度



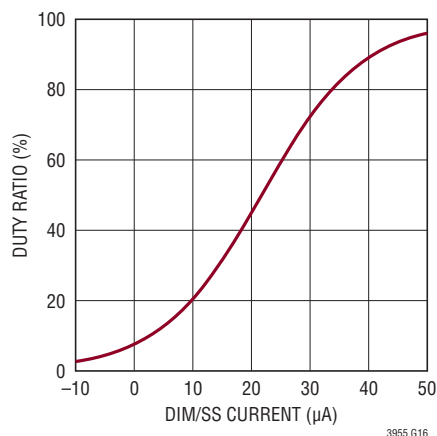
INTV_{CC} ピンのドロップアウト電圧と
電流、温度



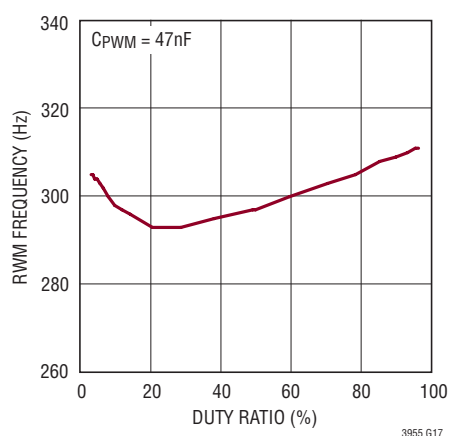
スイッチのオン抵抗と温度



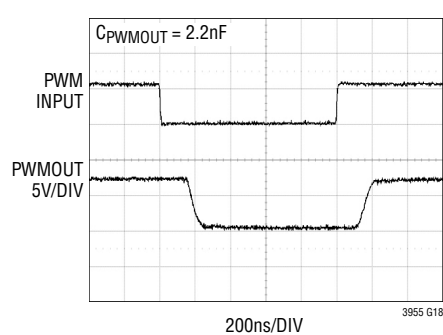
PWM 信号発生器のデューティ比と
DIM/SS ピンの電流



PWM 信号発生器の周波数と
デューティ比



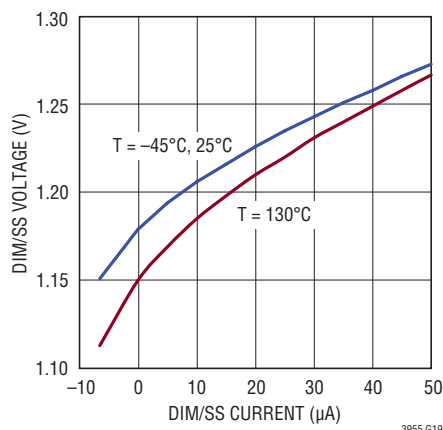
PWMOUT ピンの信号波形



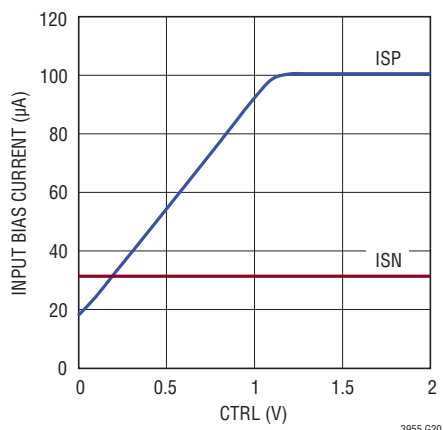
標準的性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

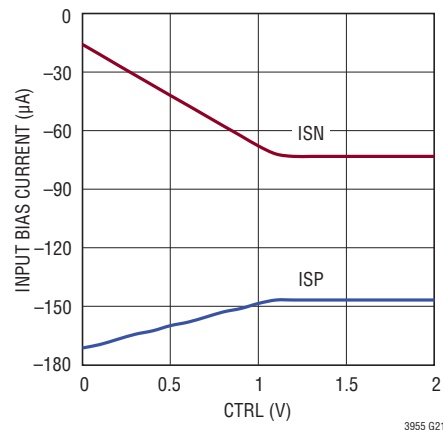
DIM/SSピンの電圧と電流、温度



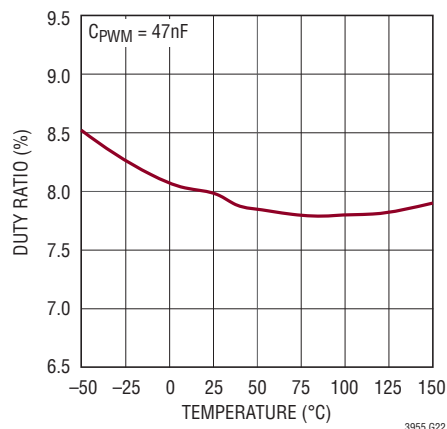
ISP/ISNピンの入力バイアス電流とCTRLピンの電圧、ISP = 48V



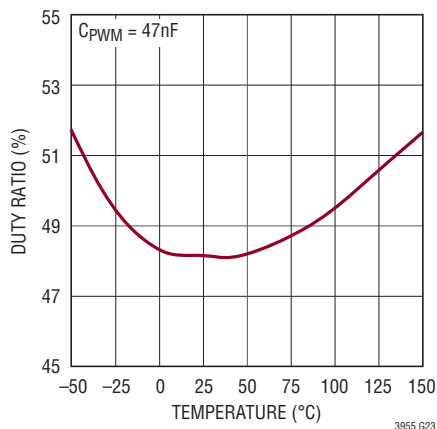
ISP/ISNピンの入力バイアス電流とCTRLピンの電圧、ISN = 0V



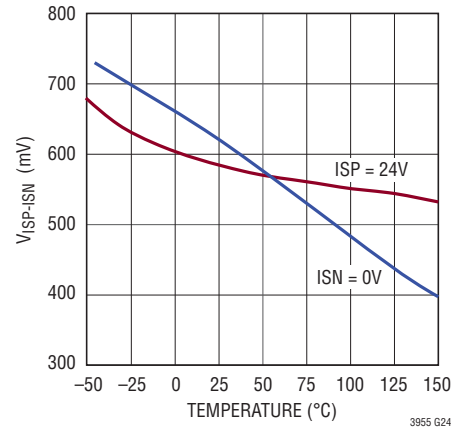
PWMOUTピン信号波形のデューティ比と温度、 $I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$



PWMOUTピン信号波形のデューティ比と温度、 $I_{\text{DIM/SS}} = 21.5\mu\text{A}$



$V_{\text{ISP-ISN}}$ の過電流しきい値と温度



ピン機能

SYNC (ピン1) : 周波数同期ピン。内部発振器を外部クロックに同期させるのに使います。この機能を使う場合、SYNCパルス周波数より20%低いスイッチング周波数を設定するように R_T 抵抗を選択します。この機能を使用しない場合、SYNCピンはPWMOUTに接続してください。

EN/UVLO (ピン2) : イネーブル・ピンおよび低電圧検出ピン。外部で設定可能なヒステリシスを備えた正確な1.22Vの下降時しきい値により、電力が不十分で出力のレギュレーションを維持できないと、スイッチング・レギュレータはシャットダウンします。電圧が1.24V (標準)の上昇時イネーブルしきい値より

高い場合(ただし2.5Vより低い場合)、EN/UVLOピンの入力バイアス電流は1 μA 未満になります。電圧が1.22V (標準)の下降時しきい値より低い場合は2.2 μA (標準)のプルダウン電流がイネーブルされるので、ユーザは外付け抵抗を選択して上昇時ヒステリシスを規定できます。低電圧状態では、スイッチはオフになり、PWMOUTピンは“L”に移行して、ソフトスタートはリセットされます。0.4V以下に接続してデバイスをディスエーブルすると、 V_{IN} の静止電流は1 μA 未満に減少します。100kの抵抗を介して V_{IN} に接続することができます。

ピン機能

INTV_{CC} (ピン3) : 電流制限機能のある低ドロップアウト・レギュレータにより、V_{IN} から 7.85V (標準) に安定化されます。内部負荷、SW ピンおよび PWMOUT ピンのドライバに電力を供給します。このピンとデバイスの露出パッド GND の近くに 1μF のセラミック・コンデンサを配置して、バイパスする必要があります。

V_{IN} (ピン6) : 内部負荷および INTV_{CC} レギュレータ用の電源ピン。このピンの近くに配置した 0.22μF (以上) の低 ESR コンデンサを使用して、短距離でバイパスする必要があります。

GNDK (ピン12) : PGND と GND の間のケルビン接続用ピン。このピンを、デバイスに近い GND プレーンにケルビン接続します。「基板レイアウト」のセクションを参照してください。

PGND (ピン13～17) : スイッチのソース端子およびスイッチ電流コンパレータへの GND 入力。

PWMOUT (ピン23) : LED 負荷切断用の N チャネル MOSFET の駆動またはレベル・シフトのために PWM 信号をバッファした信号の出力ピン。このピンは、FB ピンの過電圧状態の保護機能でも役割を果たします。このピンのレベルは、FB ピンの入力電圧が FB ピンのレギュレーション電圧 (V_{FB}) + 60mV (標準) より大きいと切り替わります。PWMOUT ピンは INTV_{CC} によって駆動されます。ゲートのカットオフ電圧が 1V より高い FET を使用することを推奨します。

FB (ピン25) : 電圧ループの帰還ピン。FB ピンは、定電圧レギュレーションまたは LED 保護と開放 LED 検出を目的としています。出力が V_C となる内部トランスコンダクタンス・アンプが、DC/DC コンバータを介して FB ピンの電圧を 1.25V (公称) に安定化します。FB ピンの入力電圧がレギュレーション電圧 (V_{FB}) より 50mV 低い電圧を超え、ISP ピンと ISN ピンの間の電圧が C/10 のしきい値である 25mV (標準) より小さくなると、V_{MODE} ピンの“L”がアサートされます。この動作によって開放状態 LED のフォルトを通知することができます。FB ピンの電圧が FB ピンの過電圧しきい値より高くなると、PWMOUT ピンが“L”になり、内部パワー・スイッチがオフして LED が過電流状態にならないようにします。FB ピンは開放のままにしないでください。使用しない場合は、GND に接続してください。

ISN (ピン27) : 電流帰還抵抗の負端子の接続点。一定の出力電流レギュレーションは、CTRL > 1.2V の場合は I_{LED} = 250mV/R_{LED} で、そうでない場合は I_{LED} = (CTRL - 100mV)/(4 · R_{LED}) で設定できます。ISN ピンの電圧が INTV_{CC} より高い場合、ISN ピンに流れ込む入力バイアス電流は、標準で 20μA です。INTV_{CC} より低い場合、ISN ピンに流れ込むバイ

アス電流は減少し、その後は ISN ピンから流れ出すようになります。

ISP (ピン28) : 電流帰還抵抗の正端子の接続点。入力バイアス電流は、CTRL ピンの電圧に依存します。CTRL ピンの電圧が INTV_{CC} より高いと、入力バイアス電流は ISP ピンに流れ込みます。INTV_{CC} より低い場合、ISP ピンに流れ込むバイアス電流は減少し、その後は ISP ピンから流れ出すようになります。ISP ピンと ISN ピンの電圧差が 600mV (標準) を超えると、過電流事象が検出されます。この過電流事象に反応して、スイッチがオフになり、PWMOUT ピンが“L”になってスイッチング・レギュレータが保護され、4μs の間、PWM ピンに 1.5mA のプルダウン電流が流れ、DIM/SS ピンに 9mA のプルダウン電流が流れます。

V_C (ピン30) : スwitchング・レギュレータの制御ループを RC 回路網で安定化するために使用されるトランスコンダクタンス・エラアンプの出力ピン。PWM が“L”のとき、V_C ピンは高インピーダンスです。この機能により、V_C ピンには、PWM 信号が次に“H”に移行するときに備えて要求電流の状態変数を保存できます。このピンと GND の間にはコンデンサを接続してください。トランジェント応答を高速にするため、コンデンサと直列に抵抗を接続することを推奨します。

CTRL (ピン31) : 電流検出しきい値の調整ピン。一定の電流レギュレーション点 V_{ISP-ISN} は、CTRL ピンの電圧が 0V 以上 1V 以下の場合、V_{CTRL} の 4 分の 1 にオフセットを加えた値です。CTRL ピンの電圧が 1.2V より高い場合、電流レギュレーション点 V_{ISP-ISN} は、フルスケール値の 250mV で一定です。CTRL ピンの電圧が 1V 以上 1.2V 以下の場合、V_{ISP-ISN} の CTRL ピン電圧依存性は一次関数から一定値に移行し、CTRL ピンの電圧が 1.1V になるまでにフルスケール値の 98% に達します。このピンは開放のままにしないでください。

V_{REF} (ピン32) : 電圧リファレンス出力ピン。標準 2V です。このピンは、アナログ調光または LED 負荷の温度制限/温度補償のために、CTRL ピンの抵抗分割器を駆動します。10nF 以上、または 50pF 未満のコンデンサでバイパスできます。最大 185μA (標準) の電流を供給することができます。

PWM (ピン33) : 信号が“L”になるとスイッチング回路がオフして発振器がアイドル状態になり、V_C ピンがすべての内部負荷から切断されます。PWMOUT ピンの電圧は、フォルト状態を除き、PWM ピンの電圧に追従します。PWM ピンをデジタル信号で駆動することにより、LED 負荷のパルス幅変調 (PWM) 調光が可能です。このデジタル信号には、“H”および“L”のしきい値で 200μA のソース電流能力またはシンク電流能力が必

ピン機能

要です。起動時にDIM/SSピンの電圧が1Vより低いと、PWMピンの最初の立ち上がりエッジによってスイッチングがイネーブルされ、 $V_{ISP-ISN}$ が25mV以上になるか、DIM/SSピンの電圧が1V以上になるまでスイッチングは継続します。PWMピンとGNDの間にコンデンサを接続すると、自己駆動発振器が起動します。この発振器では、デバイス内部のプルアップ電流およびプルダウン電流により、LEDを調光するPWMOUTピン信号のデューティ比が設定されます。コンデンサはデバイスに近づけて配置する必要があります。プルアップ電流またはプルダウン電流の大きさは、DIM/SSピンに流れる電流で設定されます。PWMピンのコンデンサによって設定されるのは、調光信号の周波数です。出力短絡フォルトに対する一時中断モードの応答の場合は、表題が「出力短絡保護回路を備えた昇圧型LEDドライバ」のアプリケーション回路図に示すようにPWMピンを接続してください。PWMピンを使用しない場合は、INTV_{CC}に接続してください。

V_{MODE} (ピン34) : FBピンの入力電圧がFBピンのレギュレーション電圧(V_{FB})-50mV (標準)より高く、かつ電流検出入力であるISPピンとISNピンとの電圧差が25mVより小さい場合は、このピンのオープンドレインが“L”にアサートされます。このピンを機能させるには外付けのプルアップ抵抗が必要で、通常はINTV_{CC}に接続します。PWMピンへの入力が“L”でDC/DCコンバータがアイドル状態の場合、 $\overline{V_{MODE}}$ の状態は、PWMピンへの入力が“H”であったときの最後の有効な状態にラッチされます。PWMピンへの入力が再度“H”になると、 $\overline{V_{MODE}}$ ピンの状態が更新されます。このピンは、たとえば、充電器や電流の制限された電源で、定電流レギュレーション・モードから定電圧レギュレーション・モードへの移行を通知する目的で使用できます。

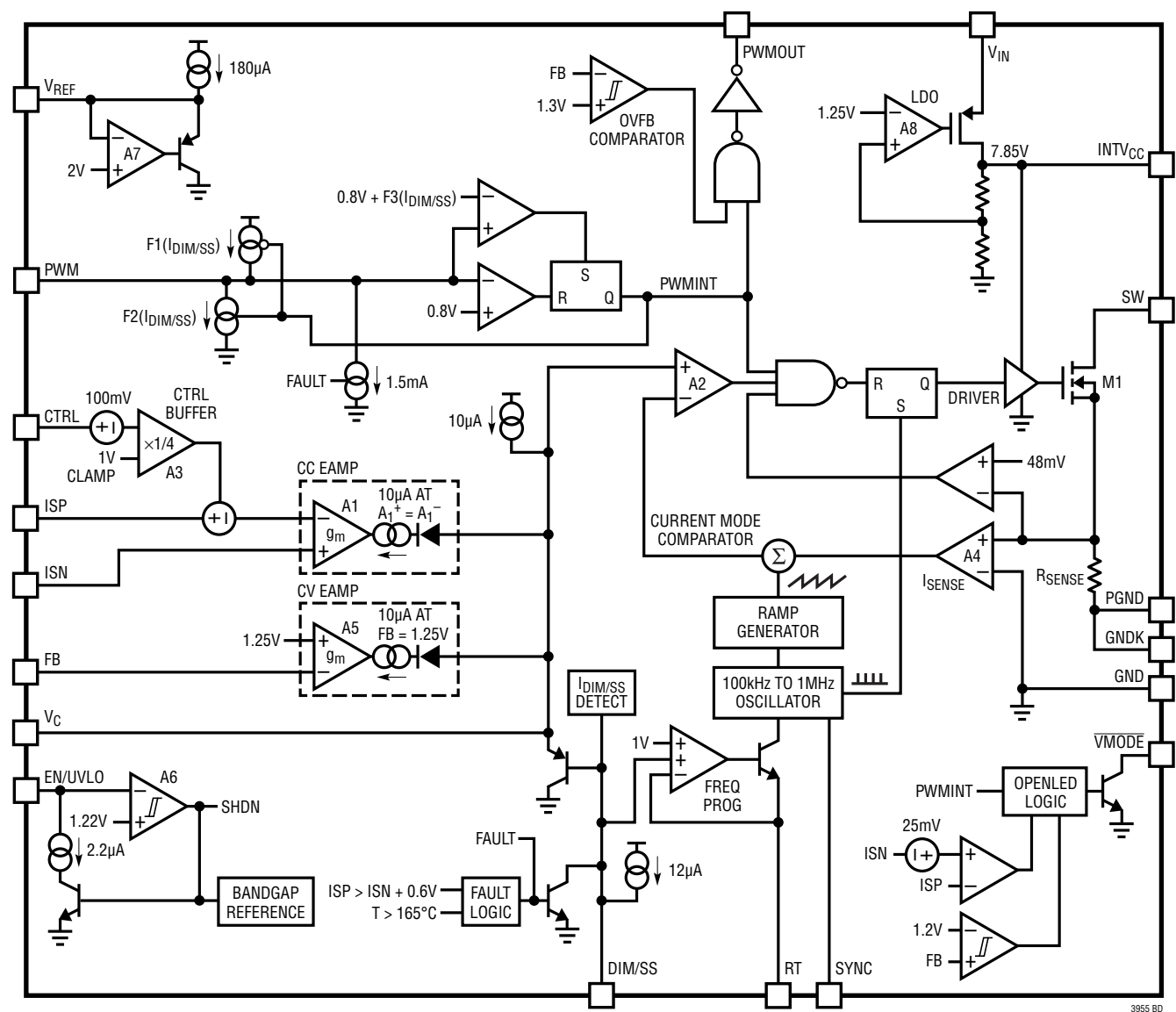
DIM/SS (ピン35) : ソフトスタートおよびPWM調光信号発生器のプログラミング・ピン。このピンでは、スイッチング・レギュレータの周波数を調整することと、補償ピンの電圧(V_C)が1Vより低い場合にその電圧クランプを調整することができます。ソフトスタート時間は、外付けコンデンサとDIM/SSピンの充電電流によって設定されます。このピンには、内部に12 μ A (標準)のプルアップ電流源があります。ソフトスタート・ピンの電圧は、(EN/UVLOピンで検出される)低電圧状態、INTV_{CC}の低電圧、ISP/ISNピンで検出される過電流事象、または熱制限によってGNDにリセットされます。EN/UVLOピンによる最初の起動後、DIM/SSピンは強制的に“L”になり、その状態はPWM信号の最初の立ち上がりエッジまで続きます。DIM/SSピンが定常状態の電圧(約1.17V)に達すると、充電電流(内部電流と外部電流の合計)が検出され、この充電電流を使用してPWMピンの充電電流、放電電流、およびしきい値ヒステリシスが設定されます。このようにして、DIM/SSピンの充電電流により、PWMピンの信号に対応付けられたPWM信号発生器のデューティ・サイクルが設定されます。PWM信号発生器機能と併用する場合、このピンとGNDの間には560pF以上のコンデンサが常に必要です。DIM/SSピンの充電電流によるPWMピンのパラメータの変化について詳しくは、標準的性能の曲線を参照してください。コンデンサはデバイスに近づけて配置してください。

RT (ピン36) : スwitchング周波数調整ピン。このピンとGNDの間に抵抗を接続して周波数を設定します(抵抗値については、「標準的性能特性」の曲線または表2を参照してください)。RTピンは開放のままにしないでください。抵抗はデバイスに近づけて配置してください。

GND (露出パッド・ピン37、ピン4、24) : グランド。露出パッドは直接グランド・プレーンに半田付けしてください。

SW (露出パッド・ピン38、ピン8、9、20、21) : 内部パワーNチャネルMOSFETのドレイン。

ブロック図



3955 BD

動作

LT3955は、低電位側NチャネルMOSFETスイッチを備えた固定周波数の電流モード・コンバータです。スイッチとPWMOUTピンのドライバ、およびデバイスのその他の負荷は、内部安定化電源であるINTV_{CC}から電力を供給されます。以下の説明では、デバイスのブロック図を参照すると役立ちます。通常動作では、PWMピンの電圧を“L”にすると、スイッチはオフし、PWMOUTピンはGND電位になり、V_Cピンは高インピーダンスになって外付けの補償コンデンサで以前のスイッチング状態を保存し、ISPピンとISNピンのバイアス電流は漏れ電流のレベルまで減少します。PWMピンの電圧が“H”に移行すると、PWMOUTピンの電圧は短い遅延の後に“H”に移行します。同時に、内部発振器が起動してパルスが発生し、PWMラッチをセットして、内部のパワーMOSFETスイッチをオンします。内蔵の電流検出抵抗によって検出されたスイッチ電流に比例する電圧入力が安定化スロープ補償ランプに加えられ、その結果生じたスイッチ電流検出信号がPWMコンパレータの負端子に供給されます。外付けのインダクタに流れる電流は、スイッチがオンになっているときは安定して増加します。スイッチ電流の検出電圧がエラーアンプの出力電圧(V_C)を超えると、ラッチはリセットされ、スイッチはオフになります。スイッチがオフになっている期間中、インダクタの電流は減少します。発振器の各サイクルが完了すると、スロープ補償などの内部信号はその開始点に戻り、発振器からのセット・パルスによって新しいサイクルが始まります。

この繰り返し動作を通じて、PWM制御アルゴリズムはスイッチのデューティ・サイクルを確立し、負荷での電流または電圧を安定化します。V_Cの信号は多くのスイッチング・サイクルにわたって積分されており、ISPピンとISNピンの間で測定されたLED電流の検出電圧と、CTRLピンで設定された目標の差電圧との差を増幅したものです。このようにして、エラーアンプは正しいピーク・スイッチ電流レベルを設定し、LED電流をレギュレーション状態に保ちます。エラーアンプの出力電圧が上昇すると、スイッチに必要な電流が増加します。逆に、エラーアンプの出力電圧が低下すると、必要な電流は減少します。スイッチ電流はオンの期間中モニタされ、電流制限しきい値である4.2A(標準)を超えることはできません。SWピンの電流が電流制限しきい値を超えると、SRラッチは、PWMコンパレータの出力状態に関係なくリセットされます。ISPピンとISNピンの間の電圧差は、出力が短絡状態であるかどうかを判別するためにモニタされます。ISPピンとISNピンの間の電圧差

が600mV(標準)より大きいと、SRラッチはPWMコンパレータの状態に関係なくリセットされます。DIM/SSピンの電圧が下がり、4μs以上にわたって、PWMOUTピンは強制的に“L”になりSWピンはオフになります。これらの機能の目的は、パワー・スイッチや、DC/DCコンバータの電力経路にあるさまざまな外付け部品を保護することです。

電圧帰還モードでの動作は前述の内容と同様ですが、V_Cピンの電圧は、1.25Vの内部リファレンスと、FBピンとの電圧差を増幅した値によって設定されます。FBピンの電圧がリファレンス電圧より低い場合、スイッチ電流は増加します。逆に、FBピンの電圧がリファレンス電圧より高いと、スイッチの要求電流は減少します。LED電流検出帰還部はFBピンの電圧帰還部と相互作用するので、FBピンの電圧は内部リファレンス電圧を超えず、ISPピンとISNピンの間の電圧はCTRLピンによって設定されるしきい値を超えません。電流または電圧のレギュレーションを正確に行うには、通常の動作状態では適切なループが主体になっていることを確認する必要があります。電圧ループを全面的に不動作状態にするために、FBピンをGNDに接続することができます。LED電流ループを全面的に不動作状態にするには、ISPピンとISNピンを互いに接続し、CTRL入力をV_{REF}に接続する必要があります。

LT3955の特長となっているLED固有の2つの機能は、電圧帰還(FB)ピンによって制御されます。まず、FBピンの電圧がFBピンのレギュレーション電圧より50mV低い(-4%)電圧を超え、ISPピンとISNピンの間の差電圧が25mV(標準)より小さくなると、V_{MODE}ピンのプルダウン・ドライバが作動します。この機能により、負荷を切断することが可能で定電圧帰還ループがスイッチング・レギュレータを制御していることを示す状態インジケータを実現できます。V_{MODE}ピンがデアサートするのは、PWMピンが“H”でFBピンの電圧がしきい値電圧より低くなったときだけです。FBピンの過電圧保護は、第2の保護機能です。FBピンの電圧がFBピンのレギュレーション電圧より60mV(標準値より5%高い電圧)高くなると、PWMOUTピンは“L”に駆動され、PWM入力の状態は無視されます。PWMOUTピンが負荷切断用のNチャネルMOSFETを駆動する場合には、この動作によってLED負荷がGNDから絶縁されるので、過剰な電流によってLEDが損傷しないようにすることができます。

アプリケーション情報

INTV_{CC}レギュレータのバイパスと動作

安定動作を確保し、内部MOSFETの大量のゲート・スイッチング電流に備えて電荷を蓄積するため、INTV_{CC}ピンにはコンデンサが必要です。最高の性能を発揮するため、10V定格で低ESRのX7R型セラミック・コンデンサを選択してください。多くのアプリケーションでは、1μFのコンデンサが適切です。このコンデンサはデバイスの近くに配置して、INTV_{CC}ピンとデバイスのグラウンドまでの配線長を最短にしてください。

INTV_{CC}出力に内蔵の電流制限回路により、LT3955はデバイス内部で電力を過剰に損失しないよう保護されます。INTV_{CC}ピンには、4.1V（標準）に設定されている固有の低電圧ディセーブル機能があり、内部MOSFETが完全には導通しないことに起因する過剰な電力損失が発生しないよう保護されます。INTV_{CC}ピンの電圧がUVLOしきい値より低くなると、PWMOUTピンの電圧が強制的に0Vになり、パワー・スイッチがオフになってソフトスタート・ピンの電圧がリセットされます。

入力電圧（V_{IN}）が8.1Vを超えない場合は、INTV_{CC}ピンを入力電源に接続できます。シャットダウン時には小電流（13μA未満）がINTV_{CC}の負荷になることに注意してください。この動作により、LT3955は4.5V程度の低いV_{IN}で動作できます。V_{IN}の電圧がINTV_{CC}のレギュレーション電圧より通常は高いがときどき低くなる場合、V_{IN}の最小動作電圧は5Vに近くなります。この値はリニア・レギュレータのドロップアウト電圧と、前述したINTV_{CC}低電圧ロックアウトのしきい値によって決まります。

EN/UVLOピンを使用したターンオンとターンオフのしきい値のプログラミング

電源の低電圧ロックアウト（UVLO）の値は、EN/UVLOピンに接続する抵抗分割器によって正確に設定できます。EN/UVLOピンの電圧がしきい値より低くなると、少量の2.2μAプルダウン電流が流れます。この電流の目的はユーザが上昇時ヒステリシスを設定できるようにすることです。抵抗の値を求めるには、以下の式を使用してください。

$$V_{IN,FALLING} = 1.22 \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

$$V_{IN,RISING} = 2.2\mu A \cdot R1 + V_{IN,FALLING}$$

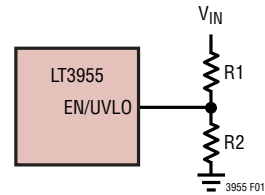


図1. V_{IN}の低電圧シャットダウンしきい値を設定するための抵抗接続

LED電流のプログラミング

LED電流は、適切な値の電流検出抵抗R_{LED}をLED列と直列に配置することによって設定します。R_{LED}による電圧降下は、ISPピンとISNピンによって（ケルビン）検出します。通常は0.5Wの抵抗を選択すれば十分です。最高の精度を得るには、電流の検出をLED列の上端で行います。この方法を使用できない場合は、LED列の下端で電流を検出するか、PWMOUTピンの信号によって駆動されるPWM負荷切断用のNチャネルMOSFETのソースで電流を検出できます。ISPピンとISNピンの入力バイアス電流を標準的性能特性に示します。ISPピンまたはISNピンと直列に抵抗を配置する場合はこのバイアス電流を考慮に入れる必要があります。

検出抵抗の両端で250mV（標準）のフルスケールしきい値を得るため、CTRLピンは1.2Vより高い電圧に接続する必要があります。CTRLピンはLED電流を0に調光する目的で使用することもできますが、電圧検出しきい値が減少するにつれて相対精度は低下します。CTRLピンの電圧が1Vより低くなると、LED電流は次のようになります。

$$I_{LED} = \frac{V_{CTRL} - 100mV}{R_{LED} \cdot 4}$$

CTRLピンの電圧が1V～1.2Vのとき、LED電流はCTRLピンの電圧に応じて変化しますが、CTRLピンの電圧が大きくなるにつれて次第に上記の式から離れていきます。最終的に、CTRLピンの電圧が1.2V以上になると、LED電流は変化しなくなります。CTRLピンの電圧が1.1Vのとき、I_{LED}の値は上記の式の推定値の約98%です。いくつかの値を表1に示します。

アプリケーション情報

表1. ISPピン-ISNピン間電圧のしきい値とCTRLピンの電圧

V _{CTRL} (V)	ISPピン-ISNピン間電圧のしきい値 (mV)
1.0	225
1.05	236
1.1	244.5
1.15	248.5
1.2	250

CTRLピンの電圧が1.2Vより高くなると、LED電流は次式に従って安定化されます。

$$I_{LED} = \frac{250\text{mV}}{R_{LED}}$$

CTRLピンは開放のままにしないでください(使用しない場合はV_{REF}に接続してください)。CTRLピンはサーミスタと組み合わせてLED負荷の過熱保護を実現したり、V_{IN}との間に抵抗分割器を接続して、V_{IN}の電圧が低いときに出力電力およびスイッチング電流を減らすことができます。ISPピンとISNピンの間に、スイッチング周波数で時間と共に変化する差動電圧信号(リップル)が存在することが予想されます。この信号の振幅は、LED負荷電流が大きい、スイッチング周波数が低い、あるいは出力フィルタ・コンデンサの値が小さいと大きくなります。ある程度のリップル信号は許容できます。VCピンの補償コンデンサが信号のフィルタリングを行うので、ISPとISNの間の平均差はユーザ設定値に保たれます。リップル電圧の振幅(ピーク・トゥ・ピーク)が50mVを超えても誤動作は起こりませんが、電流レギュレーション値とユーザ設定値間のオフセットが顕著になる可能性があります。

出力電流能力

一定の電流制限値を持つスイッチを使用するときの重要な検討事項は、入力電圧範囲および出力電圧範囲が極端な場合にレギュレータが負荷電流を供給できるかどうかです。この能力を判定するのに役立ついくつかの式があります。データシートの制限値に対する多少の余裕も含まれます。

昇圧コンバータの場合は次のとおりです。

$$I_{OUT(MAX)} \leq 2.5A \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT(MAX)}}$$

降圧モード・コンバータの場合は次のとおりです。

$$I_{OUT(MAX)} \leq 2.5A$$

SEPICコンバータおよび昇降圧モード・コンバータの場合は次のとおりです。

$$I_{OUT(MAX)} \leq 2.5A \frac{V_{IN(MIN)}}{(V_{OUT(MAX)} + V_{IN(MIN)})}$$

これらの式では、インダクタのリップル電流が約600mAになるようにインダクタ値とスイッチング周波数が選択されていることを前提としています。リップル電流がこの値より高いと、利用できる出力電流は減少します。デューティ・サイクルが高いときの電流制限動作はインダクタのリップル電流を大幅に増加させることがあるので、高デューティ・サイクル時はいっそうの余裕が必要な可能性があります。

電源電圧レベルが最低のときに一定水準のアナログ調光を容認できる場合は、(1ページに示すように) V_{IN}に接続する抵抗分割器と組み合わせてCTRLピンを使用し、公称のV_{IN}レベルでの出力電流を増やすことができます。

出力電圧(定電圧レギュレーション)または開放LED/過電圧しきい値の設定

昇圧またはSEPICアプリケーションでは、以下の式に従ってR3とR4(図2を参照)の値を選択することにより、出力電圧を設定することができます。

$$V_{OUT} = 1.25 \cdot \frac{R3 + R4}{R4}$$

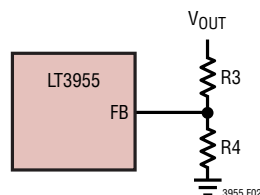


図2. 昇圧型LEDドライバまたはSEPIC型LEDドライバでの帰還抵抗の接続

昇圧型のLEDドライバの場合は、通常動作時の予想電圧レベルが1.17Vを超えないように、出力とFBピンの間に接続する抵抗を設定します。降圧モード構成または昇降圧モード構成のLEDドライバの場合は、図3に示すように、通常は出力電圧のレベルをGNDを基準にした信号のレベルまでシフトします。出力電圧は次式で表すことができます。

$$V_{OUT} = V_{BE} + 1.25 \cdot \frac{R3}{R4}$$

アプリケーション情報

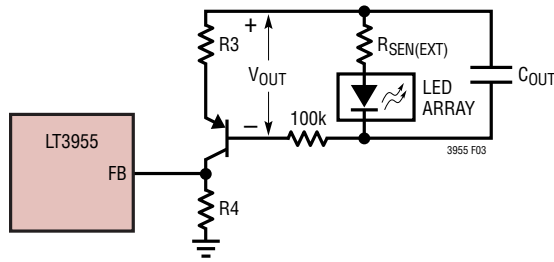


図3. 降圧モードまたは昇降圧モードのLEDドライバでの帰還抵抗の接続

ISP/ISNピンの短絡保護機能

ISP/ISNピンには、LED電流の検出機能とは独立した保護機能があります。この機能の目的は、負荷のパワー部品を損傷する可能性がある過剰な電流が発生しないようにすることです。この動作のしきい値 ($V_{ISP-ISN} > 600\text{mV}$ 、標準) は、デフォルトのLED電流検出しきい値より大きいので、電流レギュレーションによる干渉は発生しません。このしきい値を超えるとDIM/SSピンおよびPWMピンにプルダウン電流が流れるので、これによって $4\mu\text{s}$ 以上の間、パワー・スイッチがオフになりPWMOUTピンが“L”になります。ISP/ISNピンで過電流状態が検出される場合で、「出力短絡保護回路を備えた昇圧型LEDドライバ」というアプリケーション回路図に示すように、内部調光信号を発生するか常時オン動作になるようにPWMピンを構成している場合、LT3955は動作の一時中断モードに入ります。このモードでは、フォルトに対する初期応答の後に、PWMピンのコンデンサによって設定された間隔で、PWMOUTピンの信号によって出力スイッチが再イネーブルされます。フォルト状態が引き続き存在する場合、PWMOUTピンの信号は短い遅延時間（標準で $7\mu\text{s}$ ）の後に“L”になり、出力スイッチはオフになります。このフォルト再試行のシーケンスは、フォルトが出力に存在しなくなるまで続行されます。

PWM調光制御

LT3955を使用した調光では、電流源を制御する方法が2つあります。1つ目の方法では、LED内で安定化されている電流をCTRLピンを使用して調整します。2つ目の方法では、平均電流を正確に設定するために、PWMピンを使用して電流源を0と最大電流の間で調整します。PWM調光の精度を向上するため、PWMピンの信号が“L”のときは、静止の期間中スイッチ要求電流が V_C ノードに保存されます。この機能により、PWMピンの信号が“H”になったときの回復時間が最小にな

ります。回復時間をさらに短縮するために、LED電流経路内に切断スイッチを使用して、PWM信号が“L”の間にISPノードが放電しないようにすることができます。

PWMの最小オン時間または最小オフ時間は、動作周波数と外付け部品の選択に影響されます。最小のPWMパルスが6つ以上のスイッチング・サイクルである場合は、PWM調光機能とアナログ調光機能の総合的な最高の組み合わせが得られます。

PWM信号のデューティ・サイクルが低いと、PWM信号によってソフトスタート・シーケンスを中断できるかのように過剰な起動時間がかかる原因となる場合があります。したがって、PWMピンの電圧が 1.3V より高くなることでいったん起動が開始されると、外部からのPWM入力信号によるディスエーブルのロジック信号は無視されます。デバイスは、DIM/SSピンの電圧が 1V レベルに達するか、出力電流がフルスケール電流の10分の1に達するまで、スイッチングおよびPWMOUTピンをイネーブルにした状態でソフトスタートを継続します。この時点で、デバイスはPWM信号が示すとおり調光制御の追従を開始します。

PWM調光信号発生器

LT3955は、プログラム可能なデューティ・サイクルを備えたPWM調光信号発生器を特長としています。PWMOUTピンでの矩形波信号の周波数は、PWMピンとGNDの間に接続したコンデンサ C_{PWM} により、次式に従って設定されます。

$$f_{PWM} = 14\text{kHz} \cdot nF / C_{PWM}$$

PWMOUTピンの信号のデューティ・サイクルは、DIM/SSピンに流れ込む μA レベルの電流で設定されます（図4を参照）。

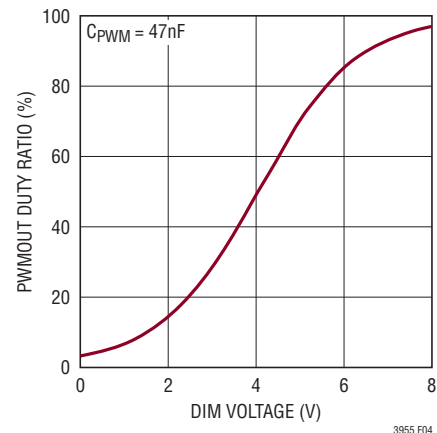


図4. PWMOUTピンのデューティ比とDIM/SSピンの電圧 ($R_{DIM} = 124\text{k}$)

アプリケーション情報

内部で生成される、PWMピンでのプルアップ電流およびプルダウン電流は、“H”および“L”のしきい値の間でコンデンサを充放電して、デューティ・サイクル信号を発生するために使用されます。PWMピンでのこれらの電流信号は十分に小さいので、非常に高い調光性能を得るために、マイクロコントローラからのデジタル信号によって容易にオーバードライブすることができます。DIM/SSピンを使用して調光比を調整する場合、内部信号発生器を使用した実用的な最小デューティ・サイクルは、約4%です。内部信号発生器を使用して4%未満のデューティ比を発生するための技法や制限事項については、弊社へお問い合わせください。常時オン動作の場合、PWMピンは「出力短絡保護回路を備えた昇圧LEDドライバ」というアプリケーション回路図に示すように接続してください。

内部PWM発振器の動作

PWM発振器の動作は555タイマ(双安定マルチバイブレータ)に似ています。ただし、コンデンサを充放電する電流は制御電流に直接比例してはいません。

$$I_{PULL-UP} = F1(I_{DIM/SS}) = 7.2\mu A \cdot \exp(0.056 \cdot I_{DIM/SS})$$

$$I_{PULL-DOWN} = F2(I_{DIM/SS}) = 84\mu A \cdot \exp(-0.056 \cdot I_{DIM/SS})$$

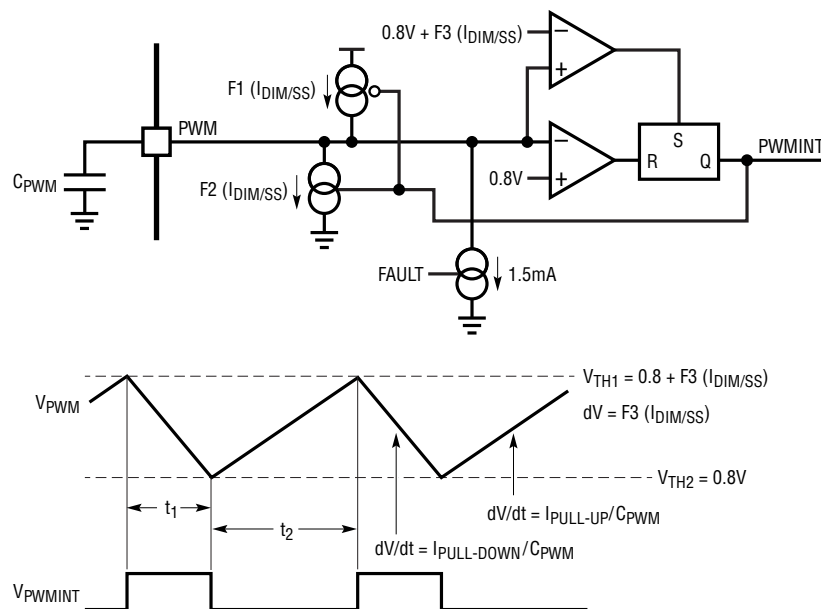
指数の符号が負なので、 $I_{DIM/SS}$ が増加すると $I_{PULL-DOWN}$ は減少します。

外付けコンデンサの電圧が $dV/dt = I_{PULL-UP}/C_{PWM}$ でランプアップします。PWMピンがHしきい値($0.8V + F3(I_{DIM/SS})$)に達すると、フリップ・フロップがセットして、 $I_{PULL-UP}$ がゼロになり、電流 $I_{PULL-DOWN}$ が $F2(I_{DIM/SS})$ になります。

$$\text{Duty Cycle} = \frac{T1}{T1 + T2}$$

$$T1 = \frac{dV}{\left(\frac{I_{PULL-DOWN}}{C_{PWM}} \right)}$$

$$T2 = \frac{dV}{\left(\frac{I_{PULL-UP}}{C_{PWM}} \right)}$$



3955 F05

図5. 内部PWM発振器のロジックと波形

アプリケーション情報

簡略化した後、 $I_{DIM/SS}$ の関数として、PWMOUT のデューティサイクルの式を得ることができます。

$$\text{Duty Cycle} = \frac{1}{1 + 11.6 \cdot \exp(-0.112 \cdot I_{DIM/SS})}$$

DIM 信号の電圧を与えられた内部 PWM ジェネレータのデューティサイクルを計算するには、(図 6 を参照して) 次式によって DIM/SS ピンに流れ込む電流を最初に求めます。

$$I_{DIM/SS} = \frac{V_{DIM} - 1.17V}{R_{DIM} + 2.5k\Omega} \text{ in } \mu A$$

μA 単位で $I_{DIM/SS}$ が求まったら、PWMOUT ピンのデューティサイクルを $-10\mu A < I_{DIM/SS} < 55\mu A$ の範囲で計算することができます。

$$\text{Duty (in \%)} = \frac{100\%}{1 + 11.6 \cdot \exp(-0.112 \cdot I_{DIM/SS})}$$

これらの式は、逆に望みのデューティサイクル (例えば 20%) から始めて、 V_{REF} と DIM/SS の間に配置した抵抗値 R_{DIM} について解いて、求めることができます。

$$\begin{aligned} I_{DIM/SS} &= 8.93 \cdot \ln \left(11.6 \cdot \frac{\text{Duty}}{(1 - \text{Duty})} \right) \\ &= 8.93 \cdot \ln \left(11.6 \cdot \frac{0.2}{0.8} \right) = 9.5 \mu A \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{DIM} &= -2.5k\Omega + \frac{V_{REF} - 1.17}{I_{DIM/SS}} \\ &= -2.5k\Omega + \frac{2.015 - 1.17}{0.00951} = 86.4k\Omega \end{aligned}$$

アプリケーションによっては、3% より低いデューティサイクルが望ましいことがあります。DIM/SS 電流を使って得ることができる範囲より低い控えめなデューティサイクルを達成するこ

とができます。図 7 に示すように、抵抗 R_{PD} と PWMOUT によってドライブされるスイッチを追加することができます。

この抵抗を追加すると、PWM のプルダウン電流が増加するので、スイッチング・レギュレータのオン・フェーズの持続時間が減少します。低デューティサイクルの PWM 周波数は主にプルアップ電流によって決まり、 R_{PD} からの追加のプルダウン電流は PWM の周期にほとんど影響しないので、周波数の計算は前と変わりません。

1% のデューティサイクルを与えられた場合に R_{PD} について解く例を以下に示します。この例では、 R_{DIM} を流れる電流 $I_{DIM/SS}$ はゼロであると仮定しており、これは通常約 8% のデューティサイクルになります。この $I_{DIM/SS}$ の設定では PWM ピンの平均電圧は約 1.05V です。

$$\begin{aligned} \text{Duty} &= \frac{I_{PULL-UP}}{I_{PULL-UP} + I_{PULL-DOWN} + I_{RPD}} \\ &= \frac{7.2}{7.2 + 84 + I_{RPD}} = 0.01 \\ I_{RPD} &= 629 \mu A = \frac{1.05V}{R_{PD}} \end{aligned}$$

したがって、 R_{PD} は約 1.65k Ω となります。

スイッチング周波数のプログラミング

RT 周波数調整ピンを使用すると、ユーザは 100kHz ~ 1MHz の範囲内でスイッチング周波数 (f_{sw}) を設定して、効率や性能あるいは外付け部品のサイズを最適化することができます。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、スイッチング損失および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。周波数を低くすると性能を向上させることができます。

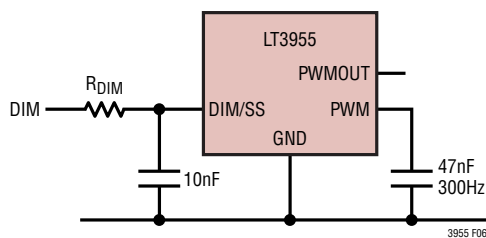


図 6. 調光抵抗 R_{DIM} の設定

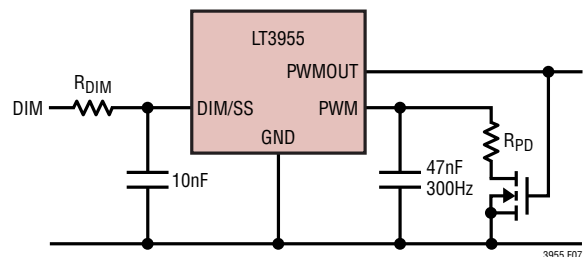


図 7. 4% 以下の PWM 調光の設定

アプリケーション情報

が、外付け部品のサイズが大きくなります。適切な R_T 値については表2を参照してください。RTピンとGNDの間には外付け抵抗が必要です。RTピンは開放のままにしないでください。

表2. スイッチング周波数(f_{sw})と R_T の値

f_{sw} (kHz)	R_T (k Ω)
100	95.3
200	48.7
300	33.2
400	25.5
500	20.5
600	16.9
700	14.3
800	12.1
900	10.7
1000	8.87

デューティ・サイクルに関する検討事項

スイッチングのデューティ・サイクルはコンバータの動作を規定する重要な変数なので、特定のアプリケーションのスイッチング周波数をプログラミングするときは、デューティ・サイクルの制限値を検討する必要があります。スイッチの最小デューティ・サイクルは、固定の最小オン時間とスイッチング周波数(f_{sw})によって制限されます。スイッチの最大デューティ・サイクルは、固定の最小オフ時間と f_{sw} によって制限されます。最小デューティ・サイクルおよび最大デューティ・サイクルは、以下の式で表されます。

$$\text{最小デューティ・サイクル} = 220\text{ns} \cdot f_{sw}$$

$$\text{最大デューティ・サイクル} = 1 - 170\text{ns} \cdot f_{sw}$$

最小オフ時間による制限事項に加えて、最大デューティ・サイクルは95%より低い値を選択することを推奨します。

$$D_{\text{BOOST}} = \frac{V_{\text{LED}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{LED}}}$$

$$D_{\text{BUCK_MODE}} = \frac{V_{\text{LED}}}{V_{\text{IN}}}$$

$$D_{\text{SEPIC}}, D_{\text{CUK}} = \frac{V_{\text{LED}}}{V_{\text{LED}} + V_{\text{IN}}}$$

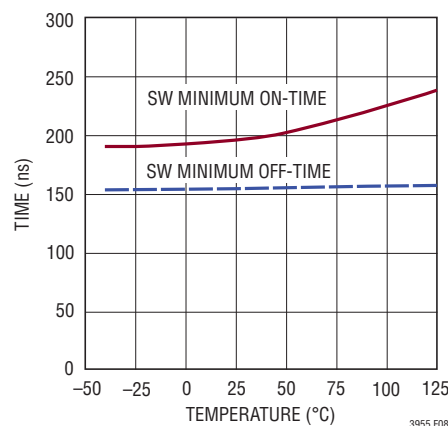


図8. スイッチの標準的な最小オン時間および最小オフ時間のパルス幅と温度

熱に関する検討事項

LT3955の最大入力電圧の定格は60Vです。入力電圧が高いときはデバイス内部での電力損失に十分な注意を払い、接合部温度が125°Cを超えないようにする必要があります。高い周囲温度で動作させる場合は、この接合部温度の制限が特に重要です。LT3955の接合部温度が165°Cに達すると、パワー・スイッチはオフになり、PWMOUTピンはGND電位になって、ソフトスタート(DIM/SS)ピンはGND電位まで放電されます。デバイスの温度が10°C低下すると、スイッチングがイネーブルされます。この機能は、瞬間的な熱的過負荷状態時にデバイスを保護することを目的としています。

デバイス内部での電力損失の主な発生源は、スイッチを駆動するためにリニア・レギュレータ内に流れる電流と、スイッチ内での抵抗損失です。リニア・レギュレータの消費電力は V_{IN} とスイッチング周波数に比例するので、 V_{IN} が高い場合はスイッチング周波数を慎重に選択して、デバイスが安全な接合部温度を超えないようにする必要があります。デバイスの内部接合部温度は次式で概算できます。

$$T_J = T_A + [V_{\text{IN}} \cdot (I_Q + f_{sw} \cdot 7\text{nC}) + I_{sw}^2 \cdot 0.14\Omega \cdot D_{sw}] \cdot \theta_{JA}$$

ここで、 T_A は周囲温度、 I_Q はデバイスの静止電流(最大2.2mA)、 θ_{JA} はパッケージの熱インピーダンス(5mm×6mmのQFNパッケージでは34°C/W)です。たとえば、 $T_A(\text{MAX}) = 85^\circ\text{C}$ 、 $V_{\text{IN}}(\text{MAX}) = 60\text{V}$ 、 $f_{sw} = 400\text{kHz}$ のアプリケーションで、

アプリケーション情報

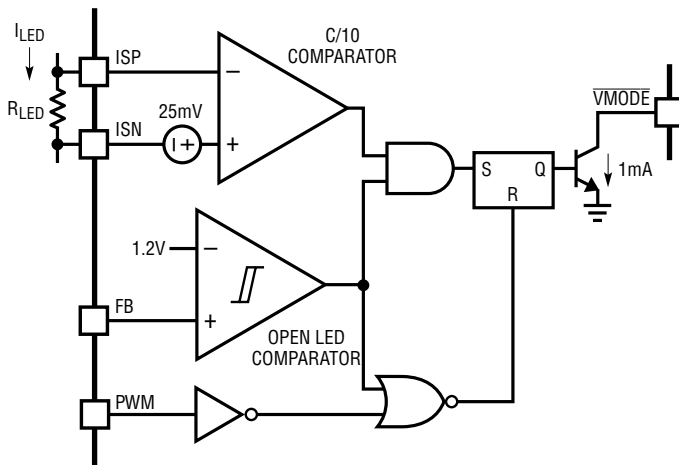
デューティ・サイクル70%時の平均スイッチング電流が2.5Aの場合、デバイスの接合部温度の最大値はおおよ次のようになります。

$$T_J = 85^{\circ}\text{C} + [(2.5\text{A})^2 \cdot 0.14\Omega \cdot 0.7 + 60\text{V} \cdot (2.2\text{mA} + 400\text{kHz} \cdot 7\text{nC})] \cdot 34^{\circ}\text{C/W} = 116^{\circ}\text{C}$$

パッケージ底面の露出パッドはグランド・プレーンに半田付けする必要があります。このグランドは、パッケージの直下に配置されているサーマル・ビアにより、プリント回路基板内部にある銅のグランド・プレーンと接続して、デバイスによって放散された熱を外部へ拡散させる必要があります。

開放LEDの通知 – 定電圧レギュレーション状態ピン

LT3955には、オープンドレインの状態ピンである $\overline{\text{VMODE}}$ があります。このピンが“L”になるのは、FBピンの電圧が1.25Vのレギュレーション電圧の50mV以内に入り、かつ、 $V_{\text{ISP-ISN}}$ で検出される出力電流が25mV、つまりフルスケール値の10%まで減少したときです。10%の出力電流条件(C/10)は、LEDドライバとしては独特ですが、開放LEDの表示には完全に適合しています。開放負荷の場合は負荷に電流が流れないので、この条件が常に満たされるからです。C/10機能が特に役立つのは、 $\overline{\text{VMODE}}$ を使用してバッテリー充電サイクルの終了を示し、充電を終了するかフロート充電モードに移行する場合です。



1. $\overline{\text{VMODE}}$ ASSERTS WHEN $V_{\text{ISP-ISN}} < 25\text{mV}$ AND $\text{FB} > 1.2\text{V}$, AND IS LATCHED
2. $\overline{\text{VMODE}}$ DE-ASSERTS WHEN $\text{FB} < 1.19\text{V}$, AND $\text{PWM} = \text{LOGIC "1"}$
3. ANY FAULT CONDITION RESETS THE LATCH, SO LT3955 STARTS UP WITH $\overline{\text{VMODE}}$ DE-ASSERTED

3955 F09

図9. $\overline{\text{VMODE}}$ (CVモード)ピンのロジックのブロック図

LED列の電圧をモニタするために、FBピンの抵抗分割器を使用して開放LEDクランプ電圧が正しく設定されている場合は、LEDを接続してもFBピンの電圧が1.18Vを超えることはありません。 $\overline{\text{VMODE}}$ ピンが“L”にアサートされた場合、PWMピンが“L”に移行すると、FBピンの電圧が $\overline{\text{VMODE}}$ ピンのしきい値電圧より低くなった場合でも、このピンはPWM信号の次の立ち上がりエッジまで引き続き“L”にアサートされたままになります。 $\overline{\text{VMODE}}$ ロジックのブロック図を図9に示します。

入力コンデンサの選択

入力コンデンサはコンバータのパワー・インダクタのトランジェント入力電流を供給するので、トランジェント電流の要件に従って配置し、サイズを決める必要があります。コンデンサの値を見積もるために重要な入力情報は、スイッチング周波数、出力電流、および許容入力電圧リップルです。X7R型のセラミック・コンデンサは温度とDCバイアスによる変動が最も少ないので、通常は最適な選択肢です。一般に、昇圧コンバータおよびSEPICコンバータでは、降圧モードのコンバータより値の小さいコンデンサが必要です。100mVの入力電圧リップルが許容されるとすると、昇圧コンバータに必要なコンデンサの値は次式で概算できます。

$$C_{\text{IN}}(\mu\text{F}) = I_{\text{LED}}(\text{A}) \cdot \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \cdot t_{\text{SW}}(\mu\text{s}) \cdot \left(\frac{\mu\text{F}}{\text{A} \cdot \mu\text{s}} \right)$$

したがって、12V入力、48V出力、1A負荷の400kHz昇圧レギュレータの場合は、10 μF のコンデンサが適しています。

同じく入力電圧リップルが100mVの場合、降圧コンバータの入力コンデンサは次式で概算できます。

$$C_{\text{IN}}(\mu\text{F}) = I_{\text{LED}}(\text{A}) \cdot t_{\text{SW}}(\mu\text{s}) \cdot 4.7 \cdot \left(\frac{\mu\text{F}}{\text{A} \cdot \mu\text{s}} \right)$$

1A負荷の400kHz降圧モード・コンバータの場合は、10 μF の入力コンデンサが適しています。

降圧モードの構成では、スイッチがオフになると、ショットキ・ダイオードを介して戻される電流による大量のパルス電流が入力コンデンサに流れます。この降圧コンバータの場合は、コンデンサをショットキ・ダイオードおよびスイッチのグランド帰路(つまり検出抵抗)にできるだけ近づけて配置することが重要です。コンデンサのリップル電流定格を考慮することも重要です。最高の信頼性を確保するには、このコンデンサのESR

アプリケーション情報

およびESLが低く、リップル電流定格が適切であることが必要です。

表3. 推奨のセラミック・コンデンサ・メーカ

メーカ	WEBサイト
TDK	www.tdk.com
Kemet	www.kemet.com
村田製作所	www.murata.com
太陽誘電	www.t-yuden.com

出力コンデンサの選択

出力コンデンサの選択は、負荷とコンバータの構成（つまり、昇圧または降圧）および動作周波数によって異なります。LEDアプリケーションの場合、LEDの等価抵抗は一般に低いので、電流リップルを減衰させるように出力フィルタ・コンデンサのサイズを選ぶことが必要です。X7R型のセラミック・コンデンサの使用を推奨します。

同じLEDリップル電流を実現するには、昇圧モードおよび昇降圧モード・アプリケーションで必要なフィルタ・コンデンサは、降圧モード・アプリケーションの場合より大きくなります。動作周波数が低いと、それに比例して大きい値のコンデンサが必要になります。

ソフトスタート・コンデンサの選択

多くのアプリケーションでは、起動時の突入電流を最小に抑えることが重要です。内蔵のソフトスタート回路により、起動時の電流スパイクおよび出力電圧のオーバーシュートが大幅に減少します。この機能を使用するには、DIM/SSピンとGNDの間にコンデンサを接続します。ソフトスタート時間は、次式に従ってソフトスタート・コンデンサを選択することにより設定されます。

$$T_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{1.2V}{12\mu A} = C_{SS} \cdot \frac{100\mu s}{nF}$$

これは、PWM調光信号発生器のデューティ・サイクルをプログラムするのにDIM/SSピンに追加の電流が流れないことを条件としています。ソフトスタート・コンデンサの標準値は10nFで、この値では起動時間が1msになります。ソフトスタート・ピンには、発振器周波数およびスイッチの最大電流を減少させる機能があります。

ソフトスタート・コンデンサが放電するのは、EN/UVLOピンの電圧がそのしきい値より低くなった場合、ISP/ISNピンで出力過電流が検出された場合、デバイスが過熱状態になった場合、またはINTV_{CC}が低電圧になった場合のいずれかです。EN/UVLOピンによる起動時に、ソフトスタート・コンデンサの充電が有効になるのは、PWMピンの信号の最初の“H”期間後です。起動シーケンスでは、PWMピンの信号によってスイッチングがイネーブルされた後、V_{ISP-ISN}が25mVより大きくなるか、DIM/SSピンの電圧が1Vより大きくなるまでスイッチングは続きます。これら2つの条件のいずれかが満たされるまでは、この起動期間中、PWMピン信号の負のエッジは処理されません。これにより、レギュレータはPWM調光が開始された直後に定常状態動作に到達できます。

ショットキ・ダイオード整流器の選択

パワー・ショットキ・ダイオードは、スイッチがオフになっている期間中に導通します。アプリケーションの最大SW電圧とダイオードのRMS電流に対応する定格のダイオードを選択してください。調光のためにPWMピンの機能を使用する場合は、PWMピンの電圧が“L”の期間中に出力から流れるダイオード漏れ電流を考慮することが重要なことがあります（漏れ電流は温度と共に増加します）。このため、漏れ電流が十分に小さいショットキ・ダイオードを選択してください。いくつかの推奨部品メーカを表4に示します。電力損失がダイオードの定格を超えないことが確実になるようにダイオードを選択する場合は、ダイオードの電流およびV_Fを検討する必要があります。コンバータ内でのダイオードによる電力損失は、次のとおりです。

$$P_D = I_D \cdot V_F \cdot (1 - D_{MAX})$$

定常状態でダイオードの温度を測定して、絶対最大定格を超えないようにするのが賢明です。

表4. ショットキ・ダイオード整流器のメーカ

メーカ	WEBサイト
On Semiconductor	www.onsemi.com
Central Semiconductor	www.centralsemi.com
Diodes, Inc.	www.diodes.com

インダクタの選択

LT3955と組み合わせて使用するインダクタは、最大スイッチ電流である4.9Aに対して適切な飽和電流定格のものにする必要があります。動作周波数、入力電圧および出力電圧に基

アプリケーション情報

づいてインダクタ値を選択して、約0.6Aの大きさの電流モード信号が得られるようにします。以下の式は、連続導通モード動作でのインダクタ値を概算するのに役立ちます (V_{IN} には最小値を、 V_{LED} には最大値を使用します)。

$$L_{BUCK} = \frac{V_{LED}(V_{IN} - V_{LED})}{V_{IN} \cdot 0.6A \cdot f_{OSC}}$$

$$L_{BUCK-BOOST} = \frac{V_{LED} \cdot V_{IN}}{(V_{LED} + V_{IN}) \cdot 0.6A \cdot f_{OSC}}$$

$$L_{BOOST} = \frac{V_{IN}(V_{LED} - V_{IN})}{V_{LED} \cdot 0.6A \cdot f_{OSC}}$$

SEPIC構成向けのインダクタ値を選択する場合は、昇降圧構成の式を使用します。SEPICインダクタを結合する場合は、式の結果をそのまま使用できます。SEPIC構成で2つの未結合インダクタを使用する場合は、各インダクタのインダクタンスを式の結果の2倍にしてください。

いくつかの推奨インダクタ・メーカを表5に示します。

表5. 推奨のインダクタ・メーカ

メーカ	WEBサイト
Coilcraft	www.coilcraft.com
Cooper-Coiltronics	www.cooperet.com
Würth-Midcom	www.we-online.com
Vishay	www.vishay.com

ループ補償

LT3955は内蔵のトランスコンダクタンス・エラーアンプを使用しますが、その V_C 出力によって制御ループが補償されます。外部インダクタ、出力コンデンサ、および補償抵抗とコンデンサにより、ループの安定性が決まります。インダクタと出力コンデンサは、性能、サイズおよびコストに基づいて選択します。VCの補償抵抗と補償コンデンサは制御ループの応答と安定性を最適化するように選択します。標準的なLEDアプリケーションでは、VCに4.7nFの補償コンデンサを接続すれば十分です。また、必ず直列抵抗を使用してVCピンのスルーレート

を大きくし、コンバータの入力電源の高速トランジェント時にLED電流のレギュレーションをより狭い範囲内に維持することが必要です。

切断スイッチの選択

ほとんどのLT3955アプリケーションでは、PWM調光を改善するために、カソードでLED列と直列にNチャネルMOSFETを接続することを推奨します。NチャネルMOSFETの BV_{DSS} 定格は、FBピンによって設定される開放LEDレギュレーション電圧と同じ定格にする必要があります。この電圧は、通常はコンバータのパワー・スイッチの定格と同じです。最大連続ドレイン電流 $I_{D(MAX)}$ の定格は、最大LED電流よりも大きい必要があります。

降圧モード、昇降圧モード、または出力短絡が保護された昇圧モードでは、PチャネルMOSFETの高電位側切断スイッチが必要です。PチャネルMOSFETスイッチを駆動するためのレベル・シフトを、「出力短絡保護回路を備えた昇圧LEDドライバ」というアプリケーション回路図に示します。高電位側切断スイッチの場合は、電圧定格および電流定格に関して、NチャネルMOSFETと同じ指針に従ってください。PチャネルMOSFETスイッチのドレインにGNDへのバイパス・ダイオードを接続して、トランジェント・フォルトの発生時にこのスイッチの電圧定格を超えないようにすることが重要です。

SEPIC構成LEDドライバに対するDC結合コンデンサの選択

SEPICの1次インダクタと2次インダクタの間に接続されるDC結合コンデンサ C_{DC} のDC電圧の定格は、次式のように最大入力電圧より大きくする必要があります。

$$V_{CDC} > V_{IN(MAX)}$$

C_{DC} の電流は方形に近い波形をしています。スイッチのオフ時間の間 C_{DC} を流れる電流は I_{VIN} ですが、オン時間の間は約 $-I_{LED}$ の電流が流れます。 C_{DC} の電圧リップルにより、1次インダクタと2次インダクタに電流歪みが発生します。 C_{DC} は、その電圧リップルを制限するようにサイズを選択する必要があります。 C_{DC} のESRによる電力損失は、LEDドライバの効率を低下させます。このため、十分に低いESRのセラミック・コンデンサを選択してください。 C_{DC} には、X5R型またはX7R型のセラミック・コンデンサを推奨します。

アプリケーション情報

昇圧出力の短絡保護

LT3955は昇圧出力の短絡負荷に対する2つの保護機能を備えています。これらのうちの1つはISP/ISNをベースにした過電流応答です。もう1つはFBの過電圧応答です。両方の機能の主モード・アクションは、PWMOUTピンを“L”にドライブして、出力を負荷に接続するスイッチをオフします。ISP/ISNの短絡保護はPWMピンとDIM/SSピンも短時間“L”にドライブします。確実に保護するため、図10に示すように、PチャネルMOSFETの切断用スイッチM1が配置されています。LEDストリングの短絡によって過電流が生じている間、PNPのQ1がオンしてM1のゲートをプルアップし、電流を再度引き下げるまで、 R_s を流れる電流が増加します。約1 μ sで、ISP/ISNの過電流応答によりPWMOUTピンが“L”にドライブされ、M1

を完全にオフします。外部PWM信号が使われる場合、Q3、1N4148ダイオードおよび2個の抵抗を含む回路を使って、出力がフォルト状態の間スイッチを確実にオフに保つ必要があります。この補助回路はFBピンを過電圧状態にドライブします。

Boost LED Driver with Output Short Protection (出力短絡保護を備えた昇圧LEDドライバ)というタイトルのアプリケーションに示されているように、PWMピンが(コンデンサ負荷によって)設定されていると、FBをドライブする小さな回路を省くことができます。この場合、フォルトが解消するまで、昇圧コンバータはヒカップ・モードの応答を示し、PWMコンデンサで決まる時間間隔でM1をオンし、過剰な電流により約1 μ s後にオフします。

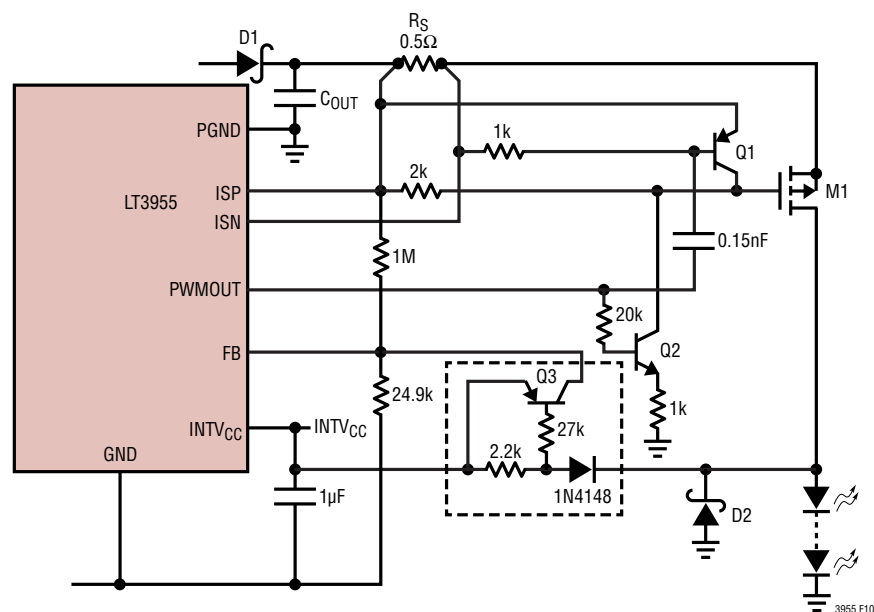


図10. LED負荷の接地フォルトに対する保護回路。PWMスイッチM1の高速レベル・シフトを含む

アプリケーション情報

基板レイアウト

LT3955は高速で動作するので、基板レイアウトと部品の配置には細心の注意が必要です。パッケージの露出パッドはデバイスの熱管理にとって重要です。GND露出パッドと基板のグラウンド・プレーンの間を電気的および熱的に十分接触させることが非常に重要です。電磁干渉(EMI)を低減するには、インダクタ、SWピン、ショットキ・ダイオード整流器のアノードの間にあるdV/dtの高いスイッチング・ノードの面積を最小限に抑えることが重要です。スイッチング・ノードの下にグラウンド・プレーンを使用して、影響を受けやすい信号へのプレーン間結合を排除します。スイッチ・ノードからショットキ・ダイオード整流器とフィルタ・コンデンサを介してPGNDまでのdI/dtの高いトレースの長さは最小限に抑えてください。出力コンデンサはPGNDピンにできるだけ近づけて終端します。PCB上のPGNDプレーンとGNDプレーンは互いに接続しないでください。

い。代わりに、GNDK (ピン12)という名前の1つのピンをビアを介してGNDプレーンおよびGNDピンに接続します。このピンは内部でPGNDピンに接続されていますが、推奨レイアウト(図11)に示すようにデバイスをPCB上に配置した場合、GNDピンとPGNDピン間の適切な接続を実現します。同様に、INTV_{CC}レギュレータのバイパス・コンデンサのグラウンド端子は、デバイスのGNDの近くに配置する必要があります。補償回路網やその他のDC制御信号のグラウンドは、デバイスのGND露出パッドに星形結線する必要があります。FB、V_Cなど、高インピーダンスの信号が入力されるピンへの配線は長くしないでください。これらのピンへの配線が長いと、スイッチング・ノイズを拾うことがあるからです。ISN入力およびISP入力には少量の可変DC入力バイアス電流が流れるので、これらのピンと直列の抵抗は最小限に抑えて、電流検出しきい値にオフセットが発生しないようにします。

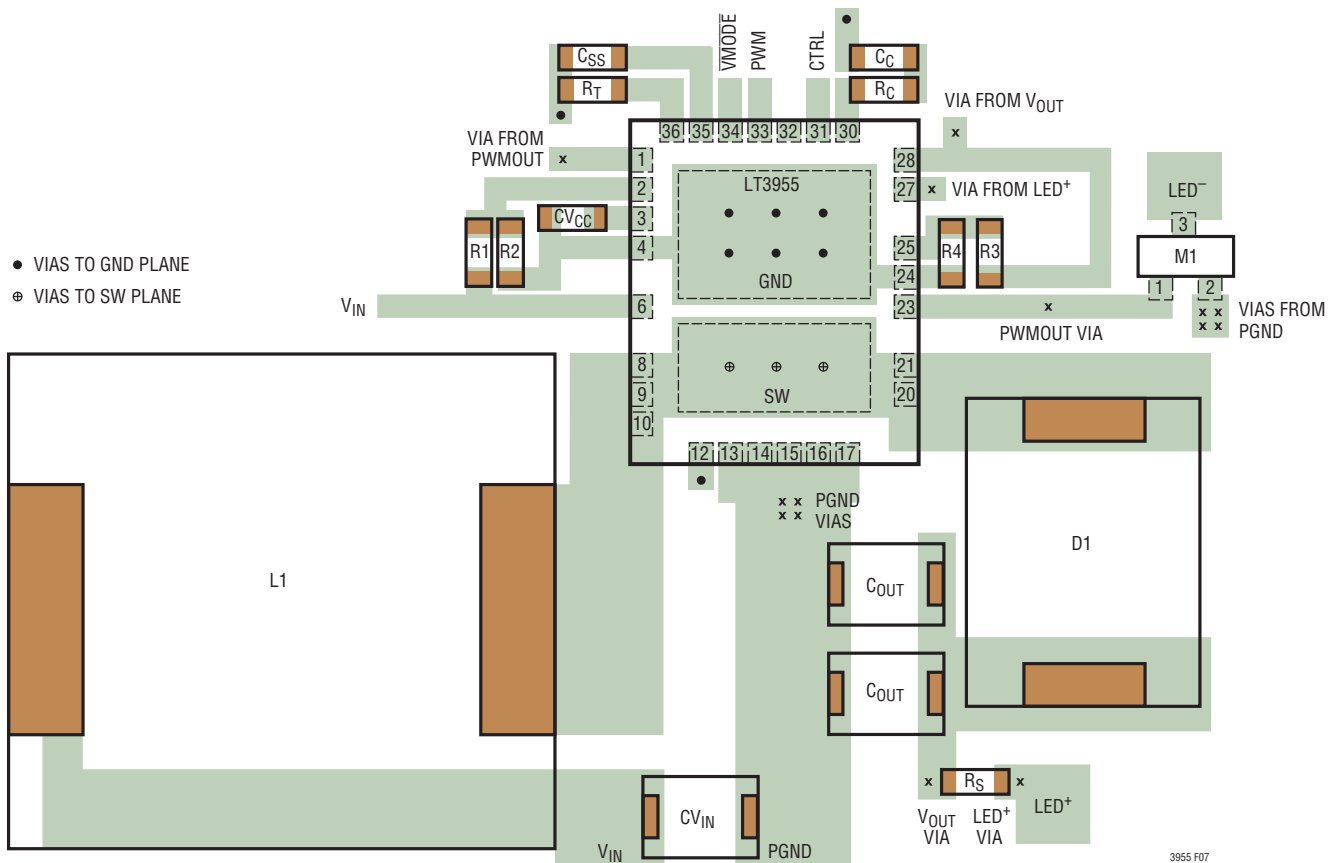
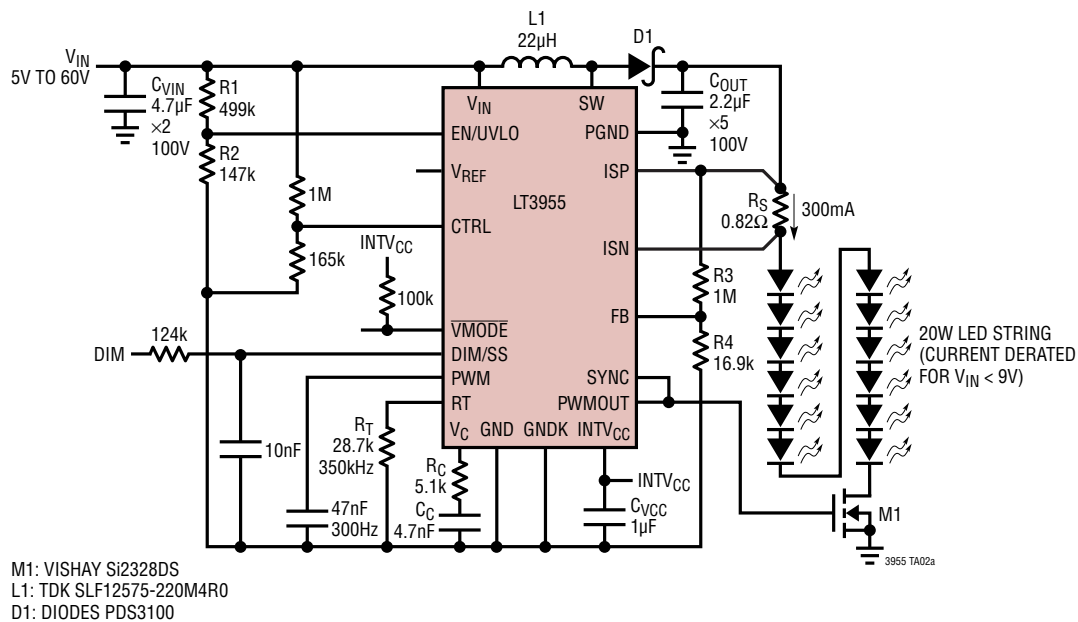


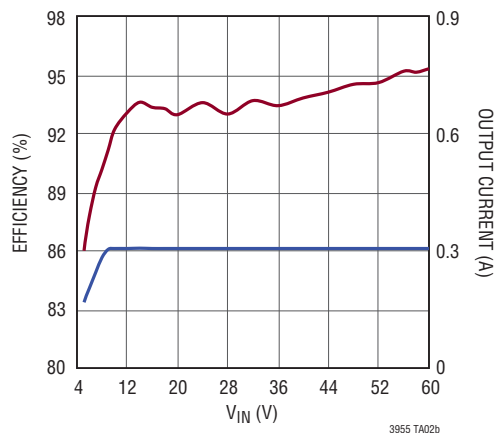
図11. 昇圧コンバータの推奨レイアウト

標準的応用例

PWM 調光機能を内蔵し、効率が 94% の 20W 昇圧型 LED ドライバ

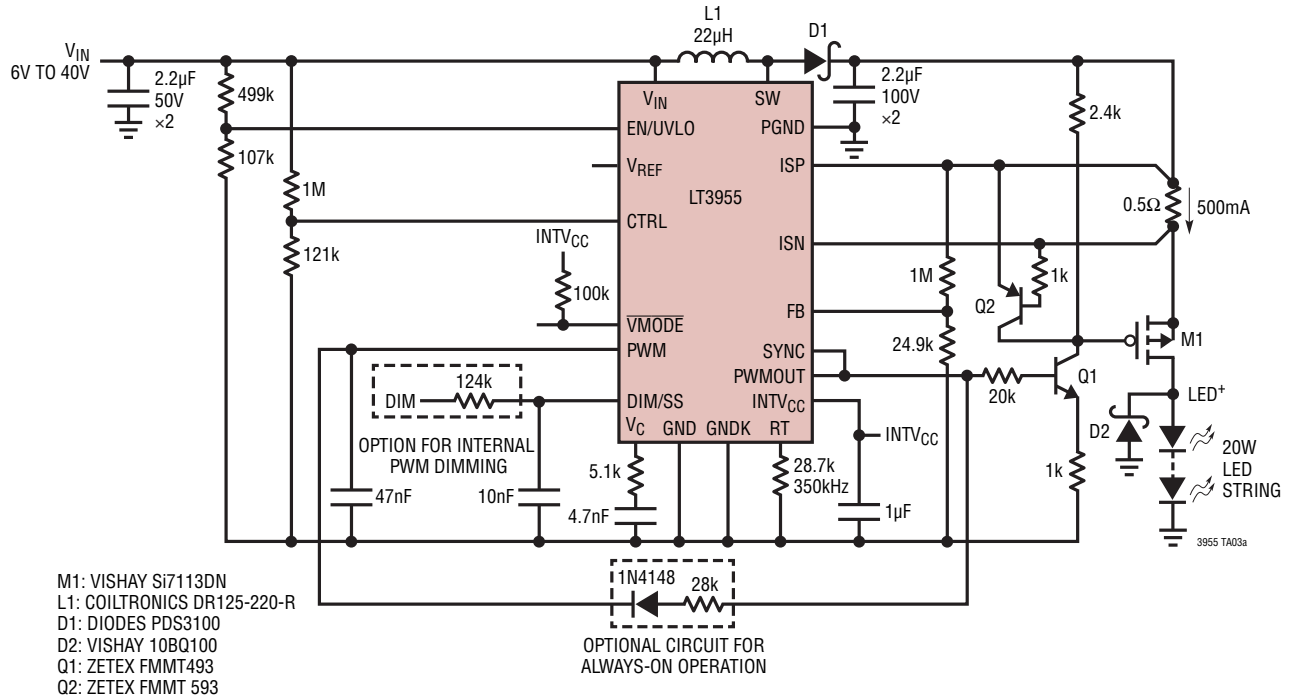


昇圧効率、出力電流と V_{IN}

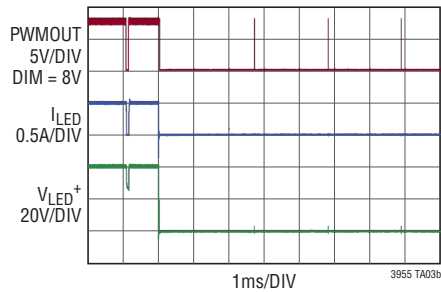


標準的応用例

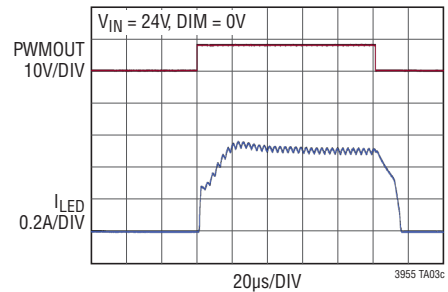
内部で発生させたPWM信号を使う出力短絡保護回路を備えた昇圧型LEDドライバ



LEDをGNDに短絡した場合の波形

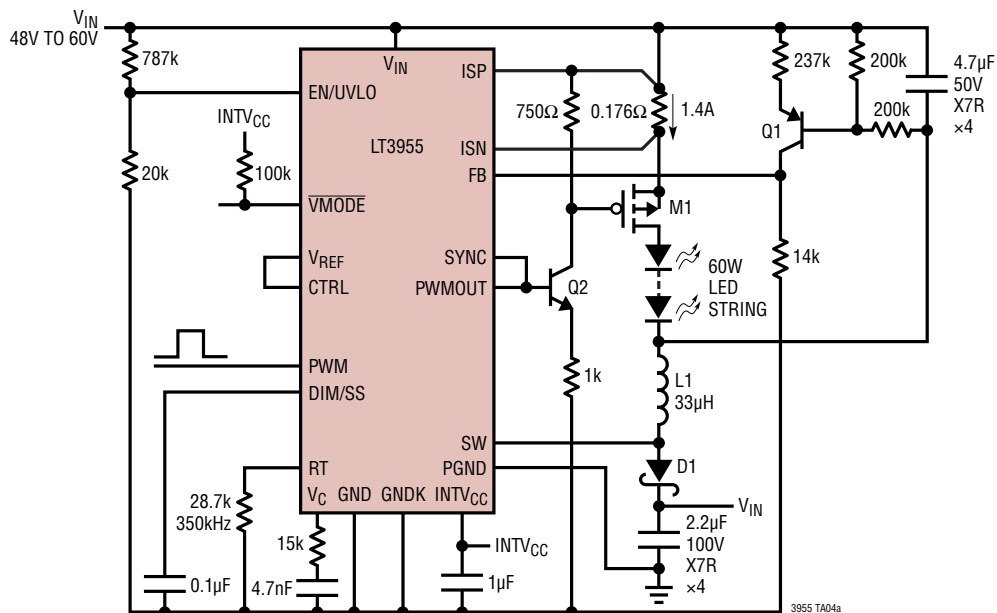


PWM調光の波形



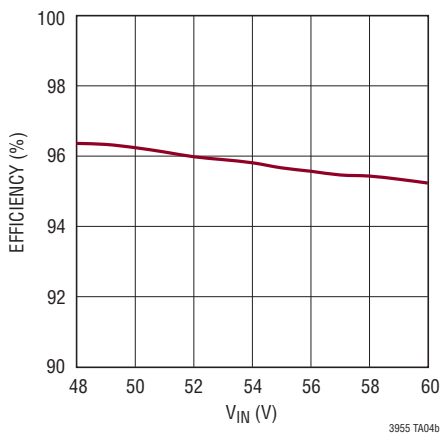
標準的応用例

60W 降圧モード LED ドライバ



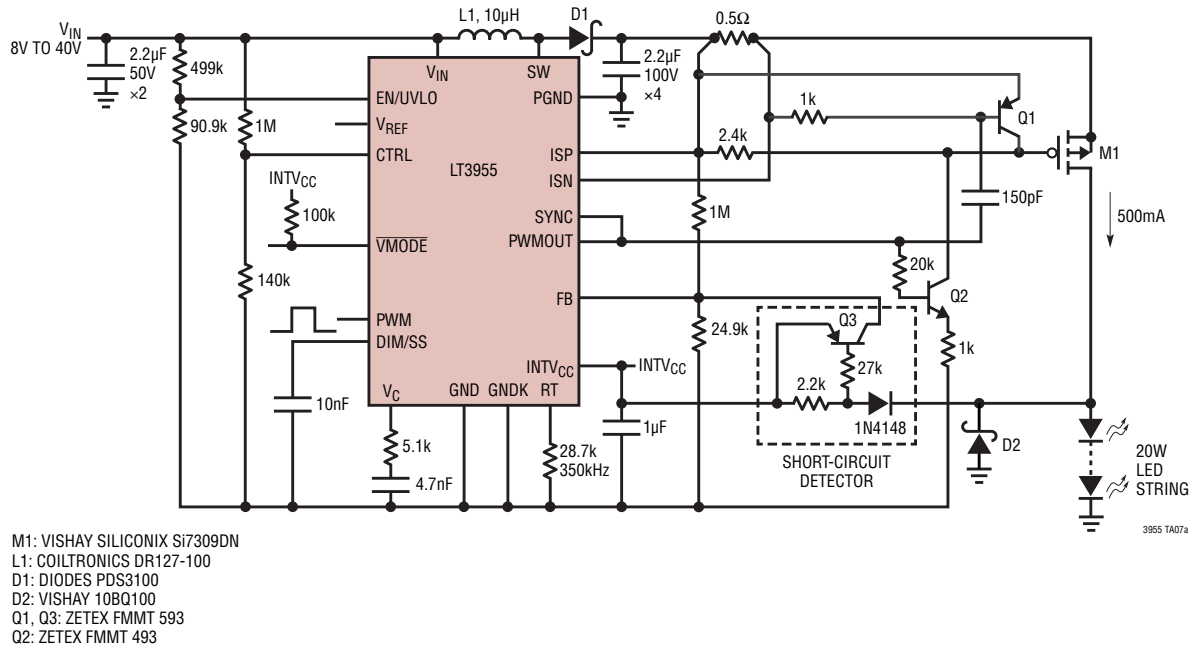
M1: VISHAY SILICONIX Si7461DP
 L1: WÜRTH ELEKTRONIK 744066330
 D1: VISHAY 10MQ100N
 Q1: ZETEX FMMT593
 Q2: ZETEX FMMT493

効率と V_{IN}

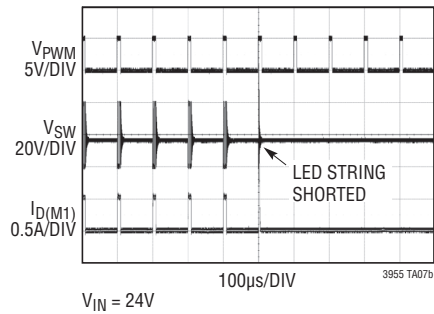


標準的応用例

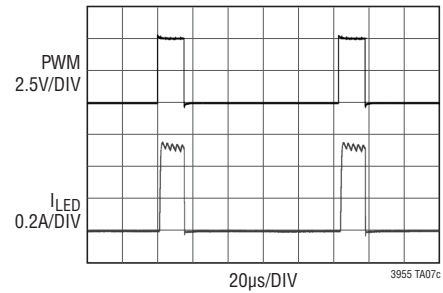
出力短絡保護回路を備えた昇圧型LEDドライバ(PWMピンを外部信号で駆動)



LEDをGNDに短絡した場合の波形

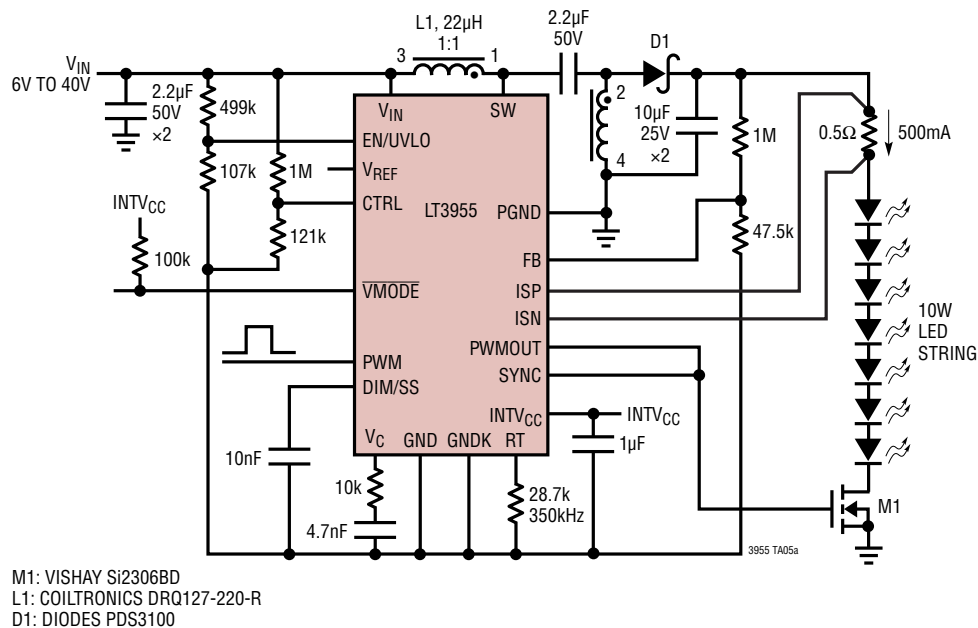


PWM調光の波形

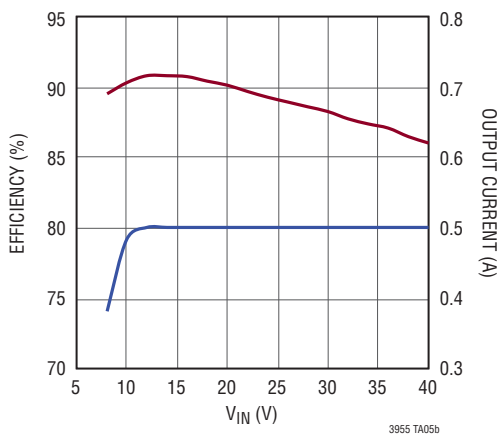


標準の応用例

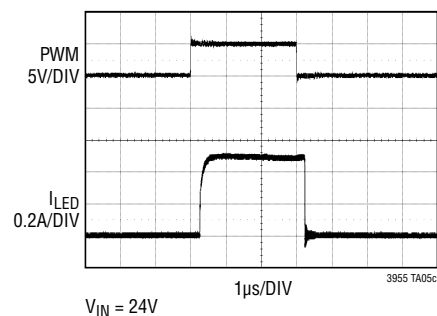
10W SEPIC型LEDドライバ



効率と V_{IN}



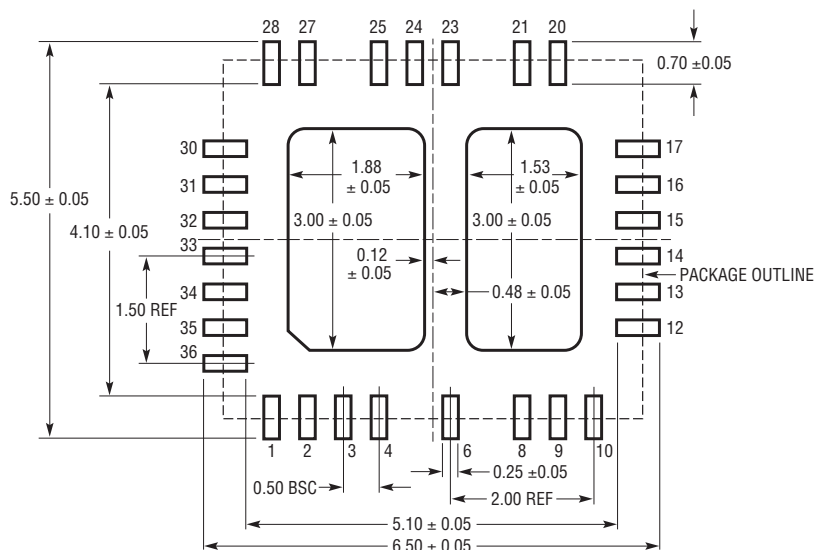
120Hzでの3000:1 PWM調光



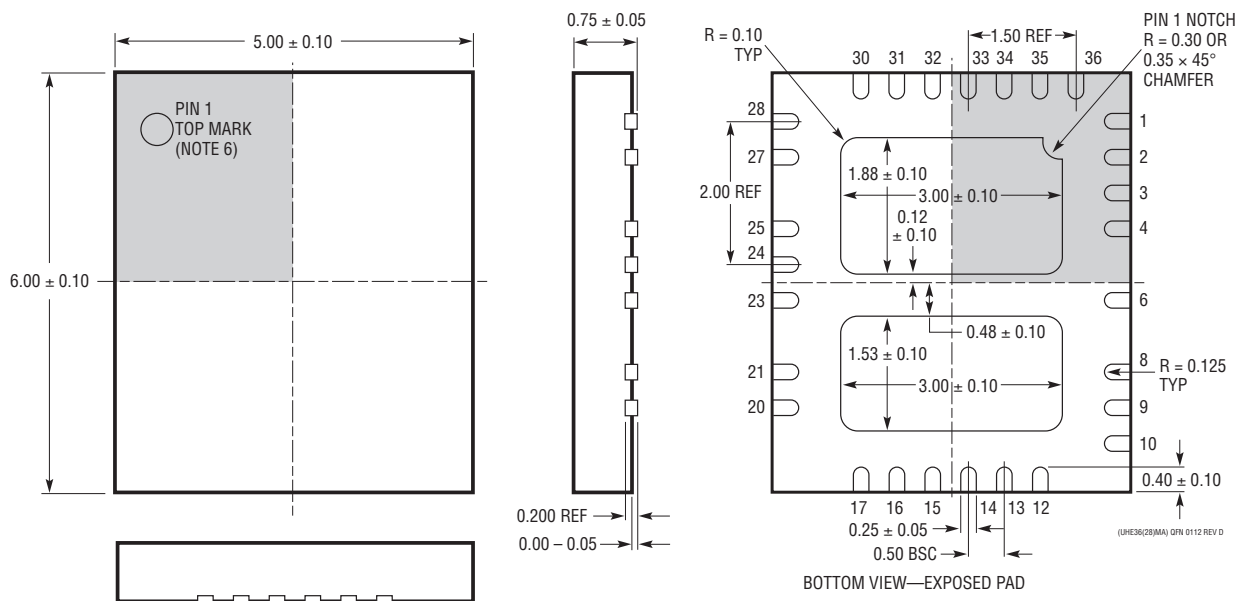
パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> を参照してください。

UHE Package
Variation: UHE36(28)MA
36(28)-Lead Plastic QFN (5mm × 6mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1836 Rev D)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



NOTE:

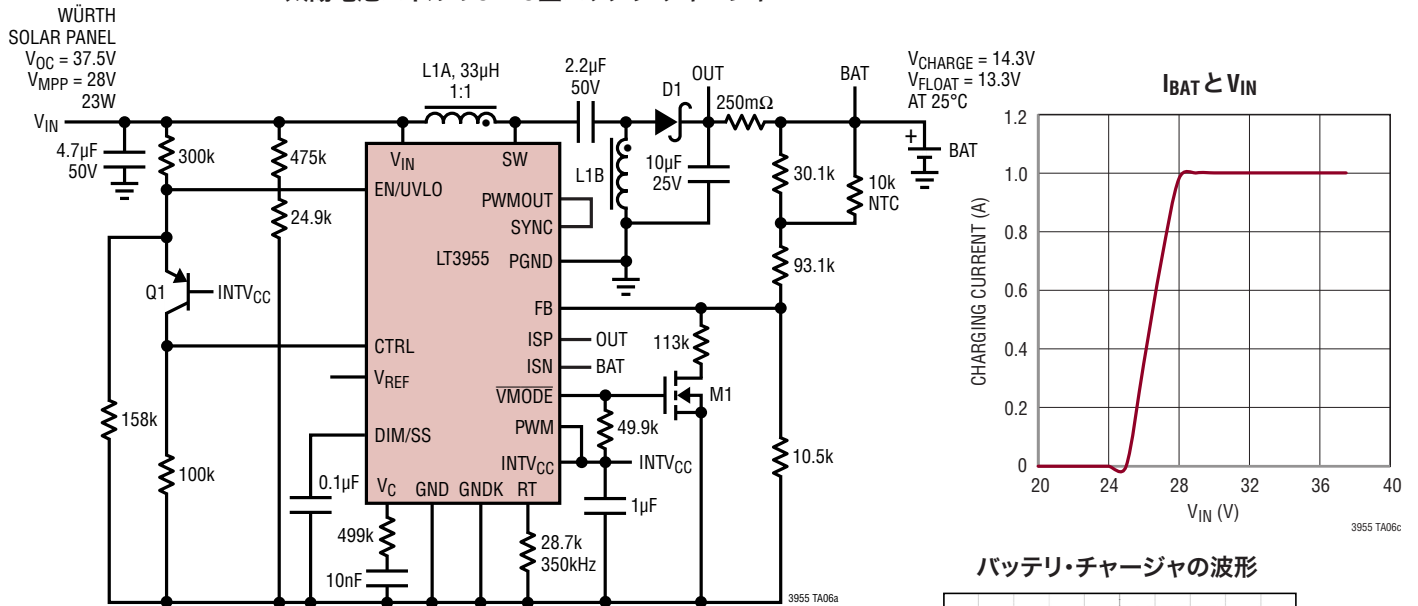
1. 図は JEDEC のパッケージ外形ではない
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.20mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	11/14	ISP/ISN ピンの入力バイアス電流のグラフを明確化。	7
		「ピン機能」の説明を明確化。	9
		「内部 PWM 発振器」セクションを追加。	15
		「昇圧出力の短絡保護」セクションを追加。	21
		「標準的応用例」を明確化。	23～27

標準的応用例

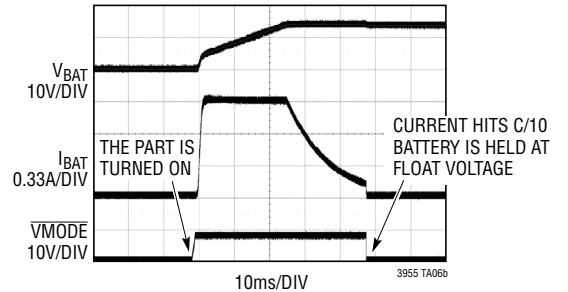
太陽電池パネルのSEPIC型バッテリー・チャージャ



M1: ZETEX ZXM61N03F
L1: COILTRONICS DRQ127-330-R
D1: ON SEMI MBRS260T3G
Q1: ZETEX FMMT593

NOTE: GND, GNDK AND SIGNAL LEVEL COMPONENTS MUST BE CONNECTED EXTERNALLY AS SHOWN. AN INTERNAL CONNECTION BETWEEN GNDK AND PGND PINS PROVIDES GROUNDING TO THE SUPPLY.

バッテリー・チャージャの波形



NOTE: WAVEFORMS SHOWN AS TESTED WITH 5Ω IN SERIES WITH 2mF CAPACITIVE LOAD.

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3954	3,000:1のPWM調光機能を備えPWM信号発生器を内蔵した高電位側40V、5A、1MHz LEDドライバ	V _{IN} :4.5V~40V、V _{OUT(MAX)} =40V、3000:1のTrue Color PWM調光、アナログ調光、I _{SD} <1μA、5mm×6mm QFN-36
LT3956	3,000:1のPWM調光機能を備えた高電位側80V、3.5A、1MHz LEDドライバ	V _{IN} :6V~80V、V _{OUT(MAX)} =80V、3000:1のTrue Color PWM調光、アナログ調光、I _{SD} <1μA、5mm×6mm QFN-36
LT3761	3,000:1のPWM調光機能を備えPWM信号発生器を内蔵した高電位側100V、1MHz LEDコントローラ	V _{IN} :4.5V~60V、V _{OUT(MAX)} =80V、3000:1のTrue Color PWM調光、アナログ調光、I _{SD} <1μA、MSOP-16E
LT3791/LT3791-I	60V、1MHz同期整流式昇降圧LEDコントローラ	V _{IN} :4.7V~60V、V _{OUT} :0V~60V、100:1のTrue Color PWM調光、アナログ調光、I _{SD} <1μA、TSSOP-38E
LT3755/LT3755-1 LT3755-2	3,000:1のTrue Color PWM調光機能を備えた高電位側60V、1MHz LEDコントローラ	V _{IN} :4.5V~40V、V _{OUT} :5V~60V、3000:1のTrue Color PWM調光、アナログ調光、I _{SD} <1μA、3mm×3mm QFN-16、MSOP-16E
LT3756/LT3756-1 LT3756-2	3,000:1のPWM調光機能と入力/出力電流制限機能を備えた高電位側100V、1MHz LEDコントローラ	V _{IN} :6V~100V、V _{OUT} :5V~100V、3000:1のTrue Color PWM調光、アナログ調光、I _{SD} <1μA、3mm×3mm QFN-16、MSOP-16E
LT3743	スリーステートLED電流制御機能を備えた20A同期整流式降圧LEDドライバ	V _{IN} :5.5V~36V、V _{OUT} :5.5V~35V、3000:1のTrue Color PWM調光、アナログ調光、I _{SD} <1μA、4mm×5mm QFN-28、TSSOP-28E
LT3796/LT3796-1	3,000:1のTrue Color PWM調光機能を備えた高電位側100V、1MHz LEDコントローラ	V _{IN} :6V~100V、V _{OUT(MAX)} =100V、3000:1のTrue Color PWM調光、アナログ調光、I _{SD} <1μA、TSSOP-28E