

PWM 信号発生器内蔵の 60V 入力 LED コントローラ

特長

- LED 向けの 3000:1 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
- 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
- アナログ調光
- 昇圧、SEPIC、反転、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モード
- 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
- 低いシャットダウン時電流: <math>< 1\mu\text{A}</math>
- 熱特性が改善された 16ピン MSOP パッケージ

アプリケーション

- グランドを基準にした電流検出機能を備えた 100V 超の高電圧 LED 列
- アノードを接地した LED
- バッテリ・チャージャおよびスーパーキャパシタ・チャージャ
- 電流を正確に制限する電圧レギュレータ

概要

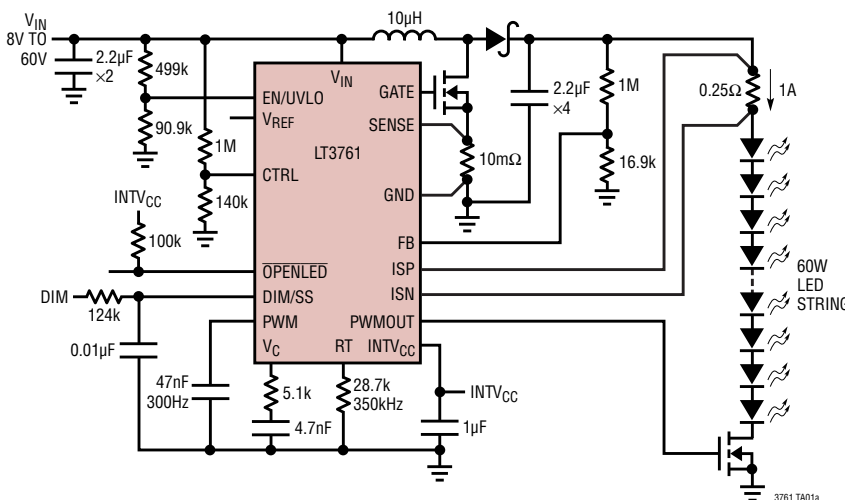
LT®3761 は、定電流源および定電圧レギュレータとして動作する目的で設計された DC/DC コントローラです。プログラム可能な内部 PWM 調光信号が特長です。LT3761 は大電流 LED の駆動に最適ですが、バッテリーやスーパーキャパシタを充電するのにも適しています。固定周波数の電流モード・アーキテクチャにより、広範囲の電源電圧および出力電圧にわたって安定して動作します。電圧帰還ピンは、いくつかの LED 保護機能の入力の役目を果たします。デバイスは、このピンによって定電圧源として動作することもできます。周波数調整ピンを使用すると、ユーザは周波数を 100kHz ~ 1MHz の範囲に設定して、効率、性能、または外付け部品サイズを最適化できます。

LT3761 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。PWM 入力を設定すると、固定周波数で自己発振させ、そのデューティ比を 4% ~ 96% の範囲で設定できます。外部信号で駆動すると、PWM 入力により、3000:1 までの LED 調光比を実現できます。CTRL 入力には、追加のアナログ調光機能があります。

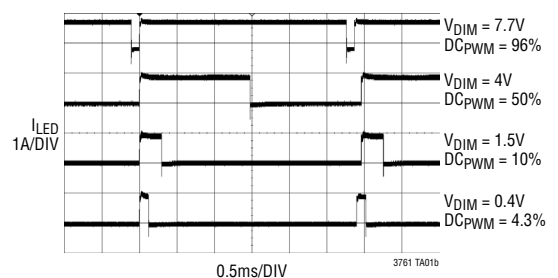
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。True Color PWM はリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。7199560、7321203 を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

内部 PWM 調光比が 25:1 で効率が 94% の自動車用
ヘッドランプ向け昇圧型 LED ドライバ



さまざまな DIM 電圧設定での
PWM 調光波形

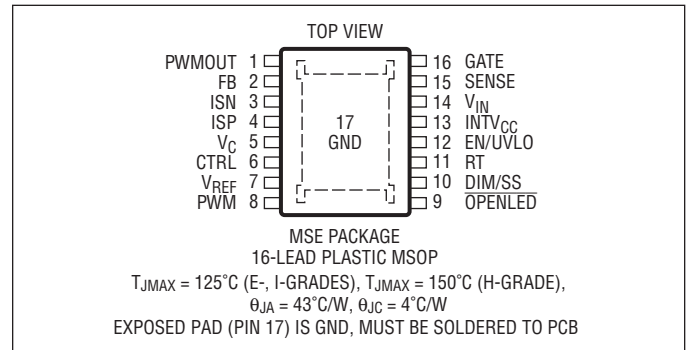


LT3761

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} , EN/UVLO	60V
ISP, ISN	80V
INTV _{CC}	$V_{IN} + 0.3V$, 9.6V
GATE, PWMOUT	(Note 2)
CTRL, OPENLED	15V
FB, PWM	9.6V
V_C , V_{REF}	3V
RT, DIM/SS	1.5V
SENSE	0.5V
動作周囲温度範囲 (Note 3, 4)	
LT3761E	-40 ~ 125°C
LT3761I	-40 ~ 125°C
LT3761H	-40 ~ 150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°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
LT3761EMSE#PBF	LT3761EMSE#TRPBF	3761	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3761IMSE#PBF	LT3761IMSE#TRPBF	3761	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3761HMSE#PBF	LT3761HMSE#TRPBF	3761	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $\text{EN/UVLO} = 24\text{V}$ 、 $\text{CTRL} = 2\text{V}$ 、 $\text{PWM} = 5\text{V}$ 。

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 = 0V, PWM = 0V EN/UVLO = 1.15V, PWM = 0V		0.1	1 6	μA μA	
V_{IN} Operating I_Q (Not Switching)	PWM = 0V		1.8	2.2	mA	
V_{REF} Voltage	$-100\mu\text{A} \leq I_{VREF} \leq 0\mu\text{A}$	●	1.955	2.02	2.05	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
SENSE Current Limit Threshold		●	98	105	118	mV
SENSE Input Bias Current	Current Out of Pin, SENSE = 0V			40		μA
DIM/SS Pull-Up Current	Current Out of Pin, DIM/SS = 0V	●	10	12	14	μA
DIM/SS Voltage Clamp	$I_{DIM/SS} = 0\mu\text{A}$			1.2		V

電気的特性 ●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。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
エラーアンプ						
Full-Scale ISP/ISN Current Sense Threshold ($V_{ISP-ISN}$)	$CTRL \geq 1.2\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$ $CTRL \geq 1.2\text{V}$, $ISN = 0\text{V}$	●	242	250	258	mV
		●	243	257	268	mV
1/10th Scale ISP/ISN Current Sense Threshold ($V_{ISP-ISN}$)	$CTRL = 0.2\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$ $CTRL = 0.2\text{V}$, $ISN = 0\text{V}$	●	21	25	30	mV
		●	20	28	36	mV
Mid-Scale ISP/ISN Current Sense Threshold ($V_{ISP-ISN}$)	$CTRL = 0.5\text{V}$, $ISP = 48\text{V}$ $CTRL = 0.5\text{V}$, $ISN = 0\text{V}$	●	96	100	104	mV
		●	95	105	115	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		$\text{M}\Omega$
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	$\overline{\text{OPENLED}}$ 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 $\overline{\text{OPENLED}}$ 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
V_C Current Mode Gain ($\Delta V_{VC}/\Delta V_{SENSE}$)				4		V/V
発振器						
Switching Frequency	$R_T = 95.3\text{k}\Omega$ $R_T = 8.87\text{k}\Omega$	●	85	100	115	kHz
			925	1000	1050	kHz
GATE Minimum Off-Time	$C_{GATE} = 2200\text{pF}$			160		ns
GATE Minimum On-Time	$C_{GATE} = 2200\text{pF}$			180		ns
リニア・レギュレータ						
INTV _{CC} Regulation Voltage	$10\text{V} \leq V_{IN} \leq 60\text{V}$	●	7.6	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	$\text{INTV}_{CC} = 6\text{V}$, $8\text{V} \leq V_{IN} \leq 60\text{V}$		30	36	42	mA
INTV _{CC} Current in Shutdown	$EN/UVLO = 0\text{V}$, $\text{INTV}_{CC} = 8\text{V}$			8	13	μA

LT3761

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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = 24\text{V}$ 、 $CTRL = 2\text{V}$ 、 $\text{PWM} = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
ロジック入力/出力						
EN/UVLO Threshold Voltage Falling		● 1.18	1.220	1.26	V	
EN/UVLO Rising Hysteresis			20		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 = 1.15V	● 1.7	2.3	2.7	μA	
EN/UVLO Pin Bias Current High	EN/UVLO = 1.33V		10	100	nA	
$\overline{\text{OPENLED}}$ Output Low	$I_{\overline{\text{OPENLED}}} = 1\text{mA}$			200	mV	
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	0.4	0.6	V
PWM Pull-Up Current (I_{PWMUP})	PWM = 0.7V, $I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$		6	7.5	9	μA
PWM Pull-Down Current (I_{PWMDN})	PWM = 1.5V, $I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$		68	88	110	μA
PWM Fault Mode Pull-Down Current	$I_{\text{NTVCC}} = 3.8\text{V}$			1.5	mA	
PWMOUT Duty Ratio for PWM Signal Generator (Note 5)	$I_{\text{DIM/SS}} = -6.5\mu\text{A}$ $I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$ $I_{\text{DIM/SS}} = 21.5\mu\text{A}$ $I_{\text{DIM/SS}} = 52\mu\text{A}$		3.1 6.8 40 95	4.1 7.9 47.8 96.5	5.2 9.2 56 98	% % % %
PWMOUT Signal Generator Frequency	PWM = 47nF to GND, $I_{\text{DIM/SS}} = 0\mu\text{A}$		215	300	435	Hz
PWMOUT、GATEピン・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 = 0V			0.05	V	
PWMOUT Output High (V_{OH})			$I_{\text{NTVCC}} - 0.05$		V	
GATE Output Rise Time (t_r)	$C_L = 3300\text{pF}$			25	ns	
GATE Output Fall Time (t_f)	$C_L = 3300\text{pF}$			25	ns	
GATE Output Low (V_{OL})				0.1	V	
GATE Output High (V_{OH})			$I_{\text{NTVCC}} - 0.05$		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可能性がある。

Note 2: GATEピンまたは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、永続的な損傷が生じる場合がある。

Note 3: LT3761E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・コントロールとの関連で確認されている。LT3761Hは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度

範囲で動作することが保証されている。LT3761Hは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。 125°C を超える接合部温度では動作寿命が短くなる。

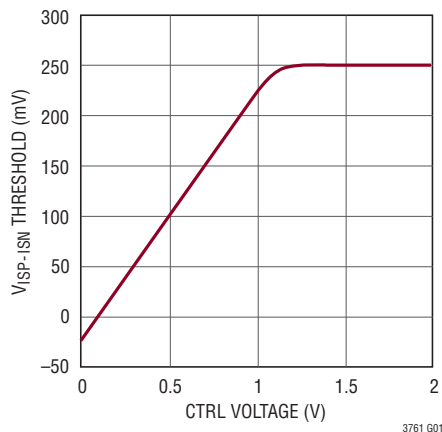
Note 4: LT3761には、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護がアクティブなとき、接合部温度は最大動作接合部温度を超える。規定された最大接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

Note 5: PWMOUTピンの信号のデューティ比は次式で計算される。

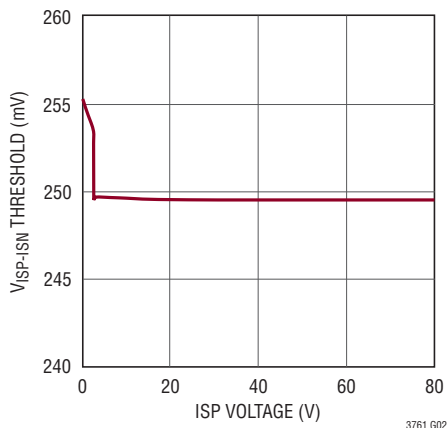
$$\text{デューティ} = I_{\text{PWMDN}} / (I_{\text{PWMDN}} + I_{\text{PWMUP}})$$

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

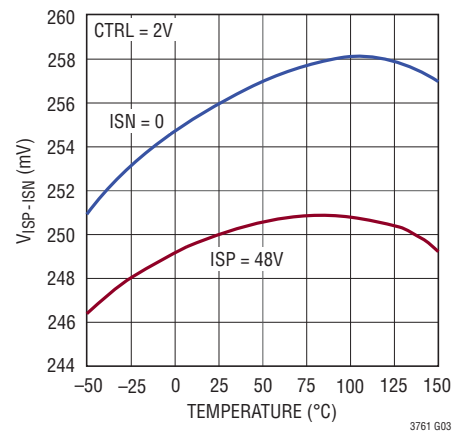
$V_{\text{ISP-ISN}}$ のしきい値とCTRLピンの電圧



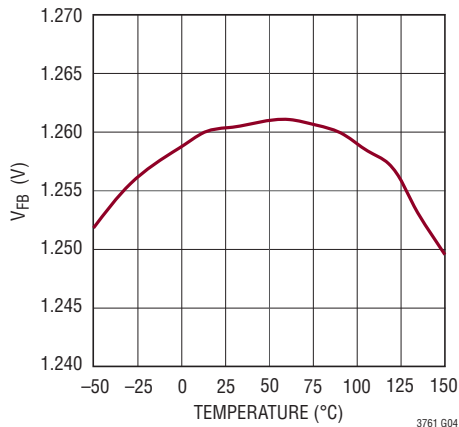
$V_{\text{ISP-ISN}}$ のしきい値とISPピンの電圧



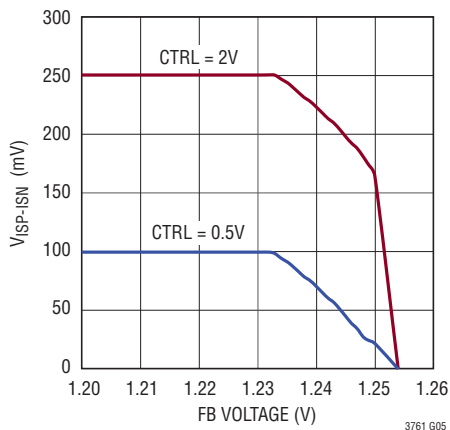
$V_{\text{ISP-ISN}}$ のフルスケールしきい値と温度



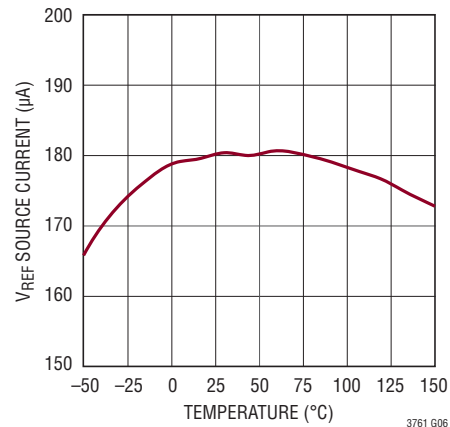
FBピンのレギュレーション電圧 (V_{FB})と温度



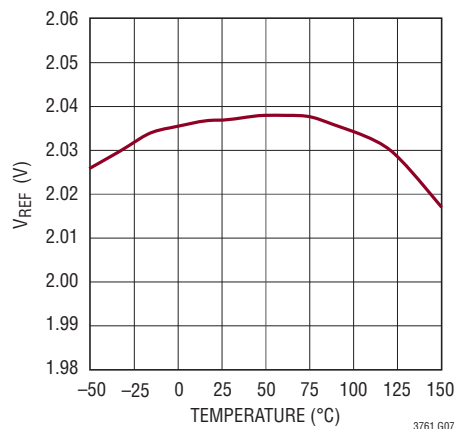
$V_{\text{ISP-ISN}}$ のしきい値とFBピンの電圧



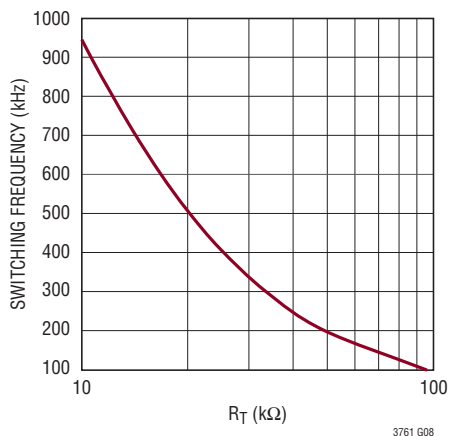
V_{REF} ピンのソース電流と温度



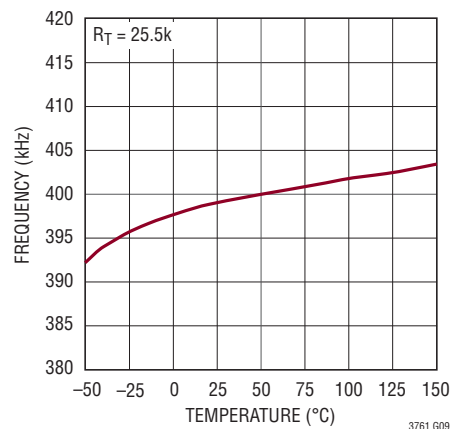
V_{REF} ピンの電圧と温度



スイッチング周波数と R_T



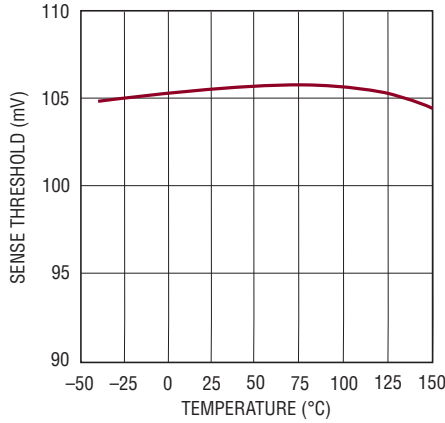
スイッチング周波数と温度



LT3761

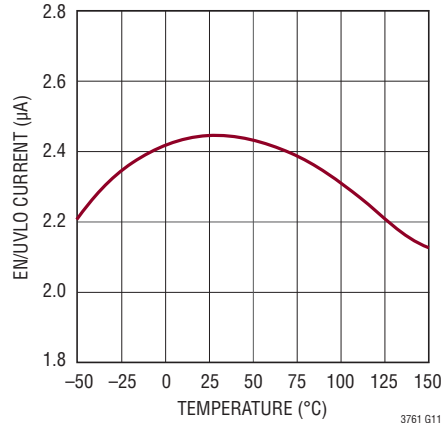
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

SENSEピンの電流制限しきい値と温度



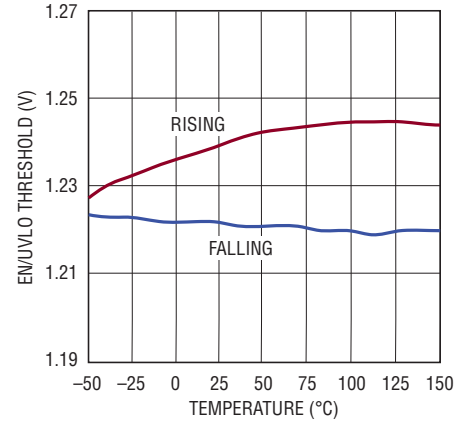
3761 G10

EN/UVLOピンのヒステリシス電流と温度



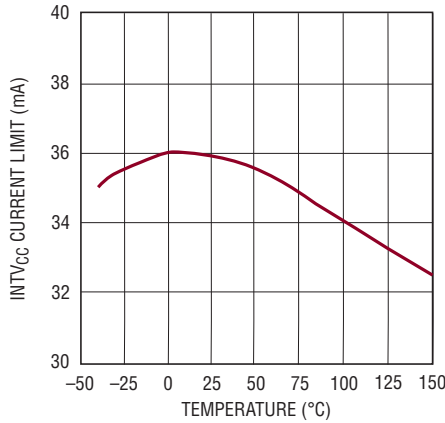
3761 G11

EN/UVLOピンのしきい値と温度



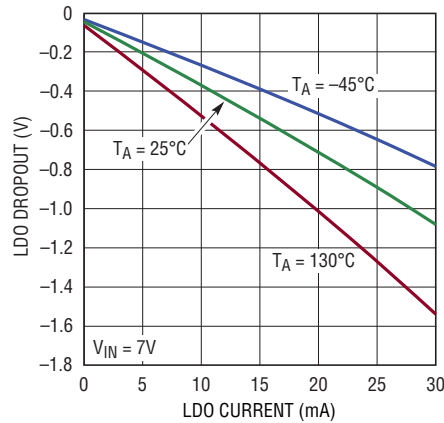
3761 G12

INTV_{CC}ピンの電流制限と温度



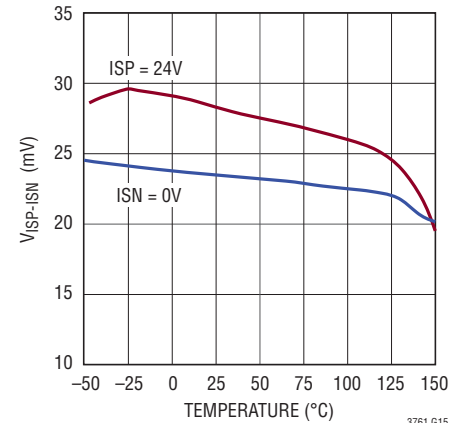
3761 G13

INTV_{CC}ピンのドロップアウト電圧と電流、温度



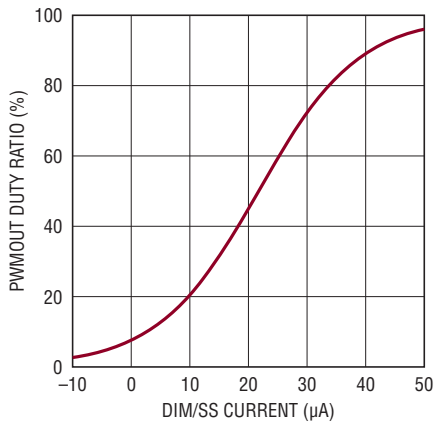
3761 G14

VIS_P-IS_NのC/10しきい値と温度



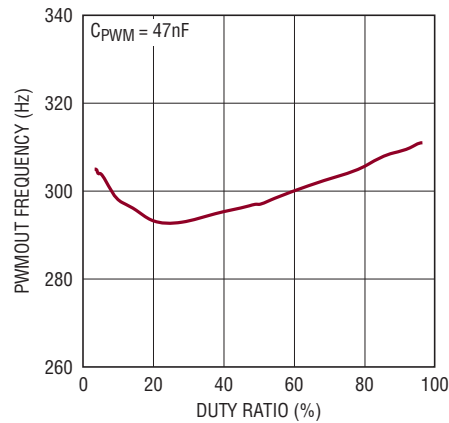
3761 G15

PWM信号発生器のデューティ比とDIM/SSピンの電流



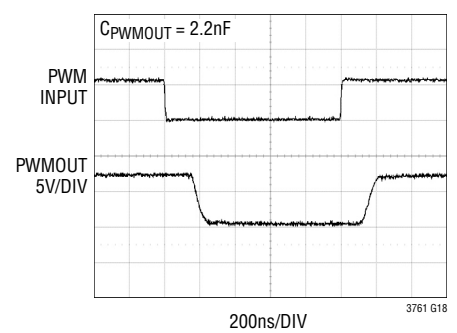
3761 G16

PWM信号発生器の周波数とデューティ比



3761 G17

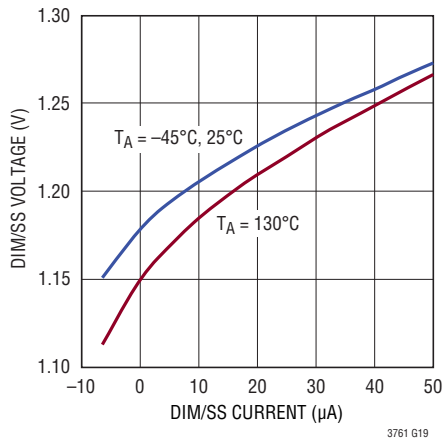
PWMOUTピンの信号波形



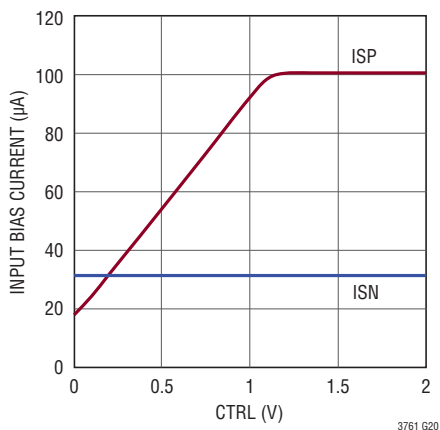
3761 G18

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

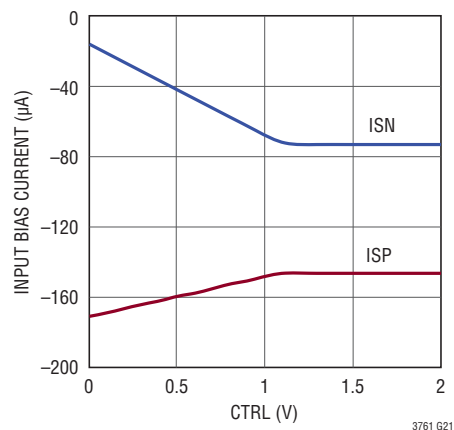
DIM/SSピンの電圧と電流、温度



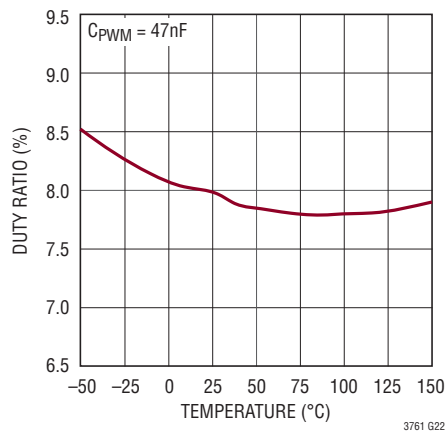
ISP/ISNピンの入力バイアス電流と CTRLピンの電圧、ISP = 48V



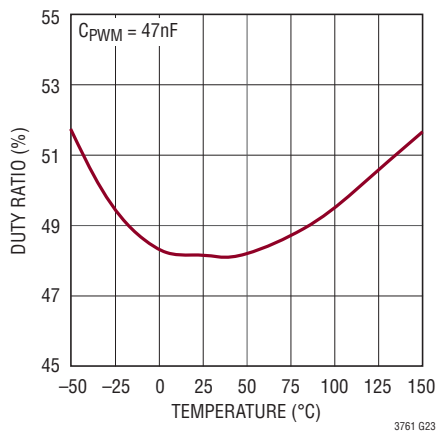
ISP/ISNピンの入力バイアス電流と CTRLピンの電圧、ISN = 0V



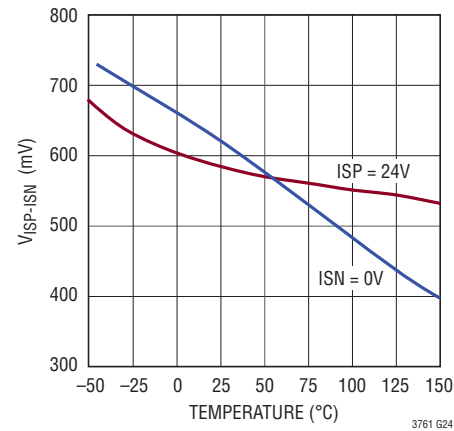
PWMOUTピン信号波形の デューティ比と温度、 $I_{DIM/SS} = 0\mu\text{A}$



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



$V_{ISP-ISN}$ の過電流しきい値と温度



ピン機能

PWMOUT (ピン1) : LED負荷切断用のNチャンネル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2) : 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、FBピンの電圧をDC/DCコンバータを介して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、**OPENLED**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駆動されると、PWMOUTピンおよびGATEピンは“L”に駆動され、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3) : 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 $I_{LED} = 250\text{mV}/R_{LED}$ で、そうでない場合は $I_{LED} = (\text{CTRL} - 100\text{mV}) / (4 \cdot R_{LED})$ 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20 μA 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4) : 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。この過電流事象に対応して、GATEピンおよびPWMOUTピンは“L”に駆動されてスイッチング・レギュレータが保護され、4 μs 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5) : 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・エラーアンプの出力ピン。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6) : 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、CTRLピンの電圧のV_{ISP-ISN}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7) : 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185 μA (標準) の電流を供給することができます。

PWM (ピン8) : 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200 μA のソース電流能力またはシンク電流能力が必要です。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。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。

OPENLED (ピン9) : 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、かつ電流検出出力で

ピン機能

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、 $\overline{\text{OPENLED}}$ 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、 $\overline{\text{OPENLED}}$ 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10) : ソフトスタートおよびPWMOUT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(~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PWMOUTピン信号発生器のデューティ・サイクルが設定されます。PWMOUTピンの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。PWMピンに接続するコンデンサは、デバイスに近づけて配置してください。

RT(ピン11) : 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。

EN/UVLO (ピン12) : 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 μ A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2.3 μ A(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、GATEピンおよび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}ピンに流れる静止電流は1 μ A未満に減少します。

INTV_{CC} (ピン13) : 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、GATE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1 μ F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14) : 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0.22 μ F(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。

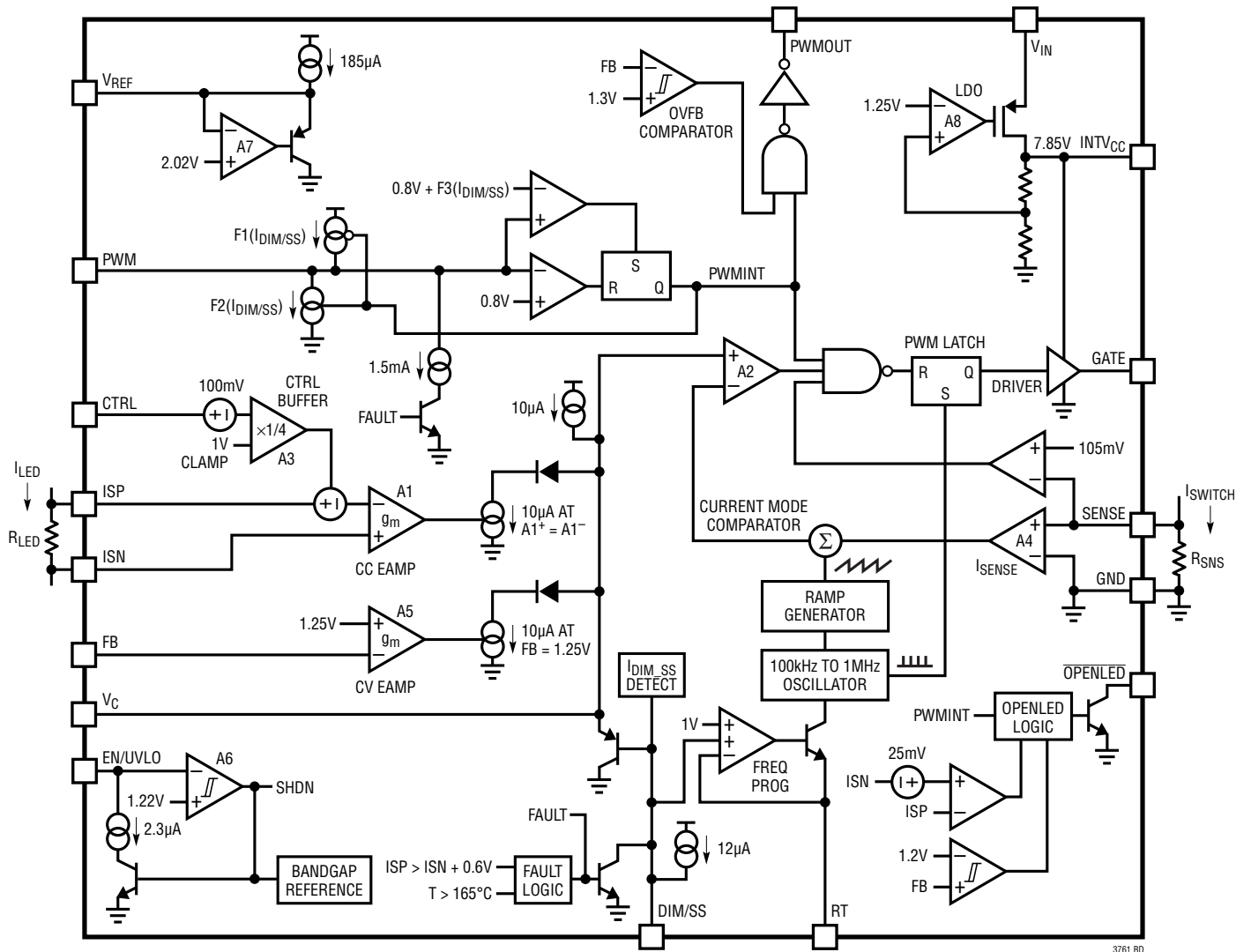
SENSE (ピン15) : スイッチ制御ループの電流検出入力。SENSEピンは、外付けのNチャネル・パワーMOSFETのソース内にあるスイッチ電流検出抵抗の正端子に4端子接続します。スイッチ電流検出抵抗の負端子は、LT3761の露出パッド(GND)に4端子接続してください。

GATE(ピン16) : NチャネルMOSFETゲート・ドライバの出力。INTV_{CC}とGNDの間でスイッチングします。このピンは、シャットダウン状態、フォルト状態、またはアイドル状態のときGND電位に駆動されます。

GND(露出パッドのピン17) : グランド。このピンは、電流検出抵抗の負端子を検出する、制御ループの電流検出入力としても機能します。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。

LT3761

ブロック図



3761 BD

動作

LT3761は、低電位側NMOSのゲート・ドライバを備えた固定周波数の電流モード・コントローラです。GATEピンと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、GATEピンおよびPWMOUTピンはGND電位に駆動され、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を発生し、PWMラッチをセットして、外付けのパワーMOSFETスイッチをオンします(GATEの電圧が“H”になります)。スイッチ電流はSENSEおよびGNDの入力ピン間に接続されている外付けの電流検出抵抗によって検出されますが、このスイッチ電流に比例する電圧入力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にモニタされ、SENSEピンの電圧が電流制限しきい値である105mV(標準)を超えることはできません。SENSEピンの電圧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、PWMOUTピンとGATEピンは、4μs以上強制的に“L”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。

LT3761の特長となっているLEDに固有の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、OPENLEDピンのプルダウン・ドライバが作動します。この機能は、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になっています。OPENLED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、大量のGATE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、LT3761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。スイッチング用のNチャンネルMOSFETと動作周波数を選択するときには、この電流の最小値を検討する必要があります。

I_{INTVCC}は次式によって計算できます。

$$I_{INTVCC} = Q_G \cdot f_{osc}$$

Q_Gの小さいFETを慎重に選択することにより、スイッチング周波数を高くすることができるので、磁気部品の小型化につながります。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スエーブル機能があり、外付けFETの導電性が最大まで高まらないことに起因した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のしきい値より低くなると、GATEピンとPWMOUTピンの電圧は強制的に0Vになり、ソフトスタート・ピンの電圧はリセットされます。

入力電圧(V_{IN})が8V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、LT3761は、4.5V以上の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2.3μA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。

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

$$V_{IN,RISING} = 2.3\mu A \cdot R1 + V_{IN,FALLING}$$

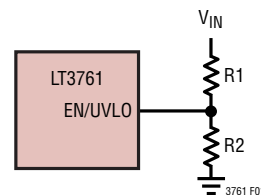


図1. V_{IN}の低電圧シャットダウンしきい値を設定するための抵抗接続

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チャンネルMOSFETのソースで電流を検出できます。GNDでの検出という独特の事例としては、LED電流をパワー・ショットキ整流素子のカソードで検出するアプリケーションに示す反転コンバータがあります。この構成では、LEDのアノードを接地して放熱することができます。この場合は、低域通過フィルタにより、不連続な電流信号を除去することが重要です。ISPピンとISNピンの入力バイアス電流は標準的性能特性に示します。ISPピンまたはISNピンと直列に配置する場合は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

アプリケーション情報

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。

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。

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

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負荷電流が大きいか、スイッチング周波数が低いか、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。V_C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ピンとISNピンの間の平均の電圧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。

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

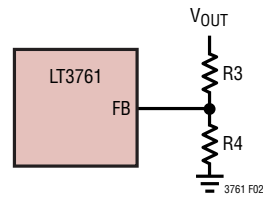


図2. 昇圧型LEDドライバまたはSEPIC型LEDドライバでの帰還抵抗の接続

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。

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

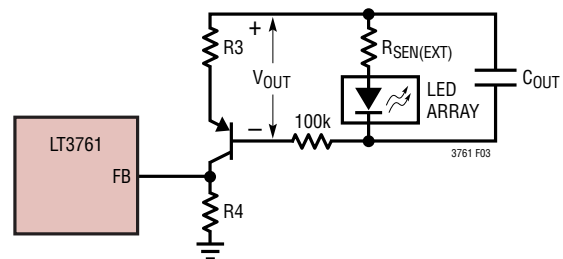


図3. 降圧モードまたは昇降圧モードのLEDドライバでの帰還抵抗の接続

アプリケーション情報

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。この機能はスイッチ電流制限と同様に動作します。つまり、ISP/ISNピンの電圧差がしきい値より小さくなるまでスイッチがオンにならないようにします。また、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も流れるので、GATEピンおよびPWMOUTピンは4 μs 以上“L”に駆動されます。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、LT3761は一時中断動作モードに入ります。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 μs) 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

調光のためにLT3761を使用して電流源を制御する方法は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。データシートに記載の「30kHz PWM調光用の昇圧LEDドライバ」という表題のアプリケーションでは、最短で3 μs の安定化電流パルスを達成できることを示しています。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信号が示すとおりに調光制御の追従を開始します。

切断スイッチの選択

ほとんどのLT3761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。

アプリケーション情報

PWM 調光信号発生器

LT3761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および「標準的性能特性」を参照)。

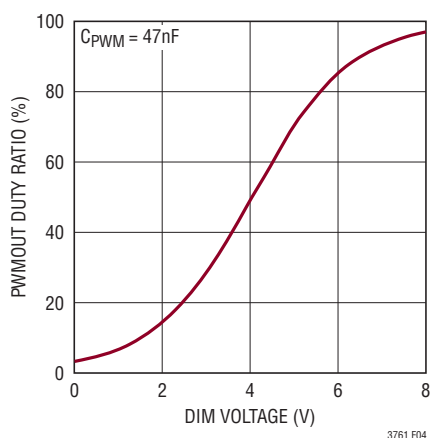


図4. PWMOUTピンのデューティ比とDIM/SSピンの電圧 ($R_{DIM} = 124\text{k}$)

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。

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witch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。

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

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

アプリケーション情報

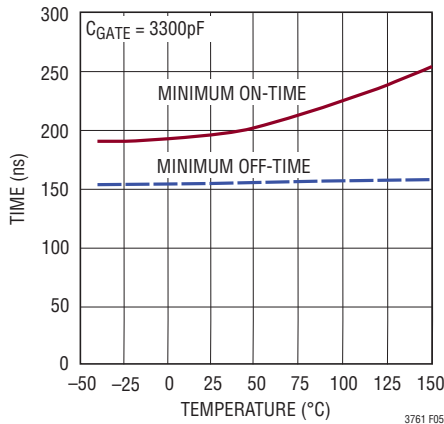


図5. 標準的な最小オン時間および最小オフ時間でのGATEピンのパルス幅と温度

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。

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

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

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

熱に関する検討事項

LT3761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 (Hグレードでは150°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。LT3761の接合部温度が165°Cに達すると、GATEピンおよびPWMOUTピンはGND電位に駆動され、ソフトスタート(DIM/SS)ピンとPWM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。

デバイス内での電力損失の大半は、外付けのパワーMOSFETのゲート容量を駆動するために必要な電源電流が発生源です。このゲート駆動電流は次のように計算することができます。

$$I_{\text{GATE}} = f_{\text{sw}} \cdot Q_{\text{G}}$$

高い入力電圧で動作させるときは、常に Q_{G} の小さいパワーMOSFETを使用し、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。

$$T_{\text{J}} = T_{\text{A}} + [V_{\text{IN}} (I_{\text{Q}} + f_{\text{sw}} \cdot Q_{\text{G}}) \cdot \theta_{\text{JA}}]$$

ここで、 T_{A} は周囲温度、 I_{Q} はデバイスの静止電流(最大2mA)、 θ_{JA} はパッケージの熱インピーダンス(MSEパッケージでは43°C/W)です。たとえば、アプリケーションの条件が $T_{\text{A}}(\text{MAX}) = 85^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{\text{IN}}(\text{MAX}) = 40\text{V}$ 、 $f_{\text{sw}} = 400\text{kHz}$ で、 $Q_{\text{G}} = 20\text{nC}$ のFETを使用する場合、デバイスの最大接合部温度はおおよそ次のようになります。

$$T_{\text{J}} = 85^{\circ}\text{C} + [40\text{V} \cdot (2\text{mA} + 400\text{kHz} \cdot 20\text{nC}) \cdot 43^{\circ}\text{C/W}] = 102^{\circ}\text{C}$$

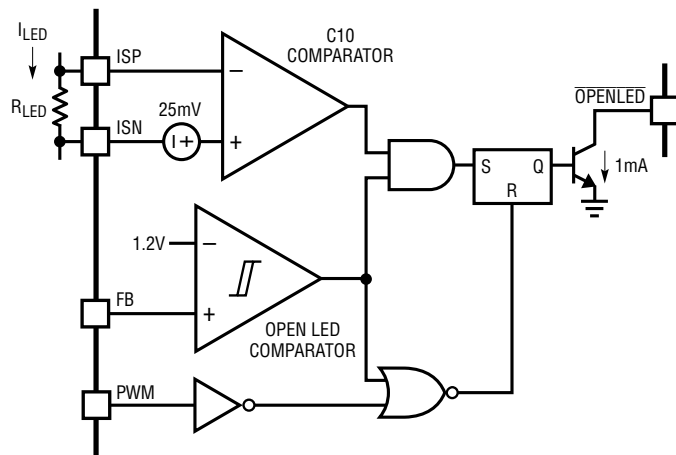
パッケージ底面の露出パッドはグランド・プレーンに半田付ける必要があります。このグランドは、パッケージの直下に配置されているサーマル・ビアにより、プリント回路基板内部にある銅のグランド・プレーンと接続して、デバイスによって放散された熱を外部へ拡散させる必要があります。

開放LEDの通知 - 定電圧レギュレーション状態ピン

LT3761には、オープンドレインの状態ピンである $\overline{\text{OPENLED}}$ 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、 $\overline{\text{OPENLED}}$ 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。

アプリケーション情報

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。OPENLEDピンが“L”にアサートされ、PWMピンが“L”に移行すると、FBピンの電圧がOPENLED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。



1. OPENLED ASSERTS WHEN $V_{ISP-ISN} < 25\text{mV}$ AND $FB > 1.2\text{V}$, AND IS LATCHED
2. OPENLED DE-ASSERTS WHEN $FB < 1.19\text{V}$, AND PWM LOGIC 1 = 1V
3. ANY FAULT CONDITION RESETS THE LATCH, SO LT3761 STARTS UP WITH OPENLED DE-ASSERTED

3761 F06

図6. OPENLEDピンでのロジックのブロック図

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。

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

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、10μF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。

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

1A負荷の400kHz降圧モード・コンバータの場合は、10μF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。

アプリケーション情報

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。

パワー MOSFET の選択

パワー MOSFET の選択基準は、ドレイン-ソース間降伏電圧 (V_{DS})、しきい値電圧 (V_{GS (TH)})、オン抵抗 (R_{DS (ON)})、ゲート-ソース間電荷とゲート-ドレイン間電荷 (Q_{GS} と Q_{GD})、最大ドレイン電流 (I_{D (MAX)})、および MOSFET の熱抵抗 (R_{θJC}、R_{θJA}) です。

高い入力電圧または出力電圧で動作するアプリケーションの場合は、ドレイン電圧 V_{DS} の定格と小さいゲート電荷 Q_G を考慮して、通常はパワー・スイッチが選択されます。スイッチのオン抵抗 (R_{DS (ON)}) についての検討は通常は二次的です。スイッチング損失は主に電力損失によって決まるからです。LT3761 の INTV_{CC} レギュレータには、高い入力電圧でのデバイスの電力損失が過剰にならないよう保護するために一定の電流制限値が設定されています。このため、FET を選ぶときは、7.85V での Q_G とスイッチング周波数の積が INTV_{CC} の電流制限値を超えないようにする必要があります。LED を駆動するためには、負荷開放のフォルト発生に備えて、FB ピンで設定したしきい値を超える V_{DS} 定格を持つスイッチを選択するよう注意してください。さまざまな回路構成でのパワー MOSFET の必要な V_{DS} 定格を概算するには、以下の式にダイオードの順方向電圧を加え、MOSFET のオフ時間中にドレイン-ソース間に付加的に発生するリンギングを考慮します。

昇圧モード: V_{DS} > V_{LED}

降圧モード: V_{DS} > V_{IN (MAX)}

SEPIC モード、反転モード: V_{DS} > V_{IN (MAX)} + V_{LED}

LT3761 のゲート・ドライバは 7.85V の INTV_{CC} から電力を供給されるので、6V 定格の MOSFET は、LT3761 のすべてのアプリケーションで十分に動作します。

定常状態で MOSFET 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。

いくつかの MOSFET メーカーを表 4 に示します。このデータシートに記載したアプリケーション回路で使用されている MOSFET は、LT3761 と併用して問題なく動作することが分かっています。その他の推奨 MOSFET については、弊社へお問い合わせください。

表 4. 推奨のパワー MOSFET メーカー

メーカー	WEB サイト
Vishay Siliconix	www.vishay.com
Infineon	www.infineon.com
ルネサス・エレクトロニクス	www.renesas.com

アプリケーション情報

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。「パワー MOSFET の選択」のセクションで説明したように、スイッチの最大電圧に合った定格のダイオードを選択します。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5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でき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5. ショットキ・ダイオード整流器のメーカ

メーカ	WEBサイト
Vishay	www.vishay.com
Central Semiconductor	www.centralsemi.com
Diodes, Inc.	www.diodes.com

検出抵抗の選択

外付けのNチャネルMOSFETのソースとGNDの間に接続する抵抗 R_{SENSE} は、LT3761のSENSEピンでの電流制限しきい値である105mV（標準）を超えることなくアプリケーションを駆動するのに十分なスイッチ電流を供給できるように選択します。昇圧コンバータでは、次式に従って抵抗値を選択します。

$$R_{SENSE,BOOST} \leq \frac{V_{IN} \cdot 0.07V}{V_{LED} \cdot I_{LED}}$$

昇降圧モードおよびSEPICモードでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{SENSE,BUCK-BOOST} \leq \frac{V_{IN} \cdot 0.07V}{(V_{IN} + V_{LED}) I_{LED}}$$

降圧モードでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{SENSE,BUCK} \leq \frac{0.07V}{I_{LED}}$$

これらの式では、定常状態でのスイッチング中のインダクタ電流のリップルに関する妥当な想定に基づいて、検出抵抗値の推定値が得られます。インダクタのリップル電流が大きいアプリケーションでは、検出抵抗の値を小さくすることが必要な場合があります。例としては、デューティ・サイクルが高いときに電流制限動作を伴うアプリケーションや、不連続導通モード(DCM)スイッチングを伴うアプリケーションがあります。検出抵抗の選択によってSENSEピンでの電流制限しきい値に余裕が生じるように、アプリケーションでのピーク・インダクタ電流を確認しておくのが賢明です。

R_{SENSE} はNチャネルMOSFETのソースおよびLT3761のGNDの近くに配置してください。LT3761のSENSE入力は、 R_{SENSE} の正側端子に4端子接続してください。抵抗で消費される電力を確認して、最大定格を超えないようにしてください。

インダクタの選択

LT3761と組み合わせて使用するインダクタは、 R_{SENSE} 抵抗によって選択される最大スイッチ電流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づいてインダクタ値を選択して、スイッチオン時間の間、約20mVの大きさの電流モード・ランプをSENSEに与えるようにします。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)。

$$L_{BUCK} = \frac{R_{SENSE} \cdot V_{LED} (V_{IN} - V_{LED})}{V_{IN} \cdot 0.02V \cdot f_{OSC}}$$

$$L_{BUCK-BOOST} = \frac{R_{SENSE} \cdot V_{LED} \cdot V_{IN}}{(V_{LED} + V_{IN}) \cdot 0.02V \cdot f_{OSC}}$$

$$L_{BOOST} = \frac{R_{SENSE} \cdot V_{IN} (V_{LED} - V_{IN})}{V_{LED} \cdot 0.02V \cdot f_{OSC}}$$

アプリケーション情報

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6に示します。

表6. 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

LT3761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。 V_C 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、 V_C に接続する補償コンデンサは4.7nFが妥当です。また、直列抵抗を必ず使用して、 V_C ピンでのスルーレートを大きくし、コンバータの入力電源での高速トランジェント時にLED電流のレギュレーション範囲を狭く保つことが必要です。

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。

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

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。

基板のレイアウト

LT3761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。昇圧コンバータの推奨レイアウトを図7に示します。パッケージの露出パッドはデバイスの唯一のGND端子であり、デバイスの熱管理に関しても重要です。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、スイッチのドレイン、およびショットキ・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。

堅牢なコンバータ動作のためには、 di/dt の高い電力経路を適切にレイアウトすることが不可欠です。以下に示すさまざまな回路構成での高 di/dt ループの範囲をできるだけ狭くして、誘導性リングを減らすことが必要です。

- 昇圧構成では、各チャネルの高 di/dt ループには、出力コンデンサ、検出抵抗、Nチャネル・パワーMOSFETおよびショットキ・ダイオードが含まれます。
- 降圧構成では、各チャネルの高 di/dt ループには、入力コンデンサ、検出抵抗、Nチャネル・パワーMOSFETおよびショットキ・ダイオードが含まれます。
- 昇降圧構成では、各チャネルの高 di/dt ループには、 V_{OUT} とGNDの間に接続するコンデンサ、検出抵抗、Nチャネル・パワーMOSFETおよびショットキ・ダイオードが含まれます。
- SEPIC構成では、高 di/dt ループには、Nチャネル・パワーMOSFET、検出抵抗、出力コンデンサ、ショットキ・ダイオードおよびDC結合コンデンサが含まれます。

アプリケーション情報

スイッチ電流検出抵抗のグラウンド側端子は、LT3761のGNDに4端子接続してください。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、スイッチング経路のGNDの近くに配置する必要があります。通常はこの要件によって、INTV_{CC}のバイパス・コンデンサと共に、外付けのスイッチがデバイスに最も近い配置になります。補償回路網(V_Cピン)やその他のDC制御信号(FB、PWM、DIM/SS、CTRLピンなど)のグラウンドは、デバイスの下側で星形結線する必要

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。特に、FBピンへの配線とPWMOUTピンへの配線は、基板上で数mmより長く平行にならないようにしてください。SENSE入力と直列の抵抗も最小限に抑えて、スイッチ電流制限のしきい値が変動しないようにします(可能性が高いのはしきい値の低下です)。

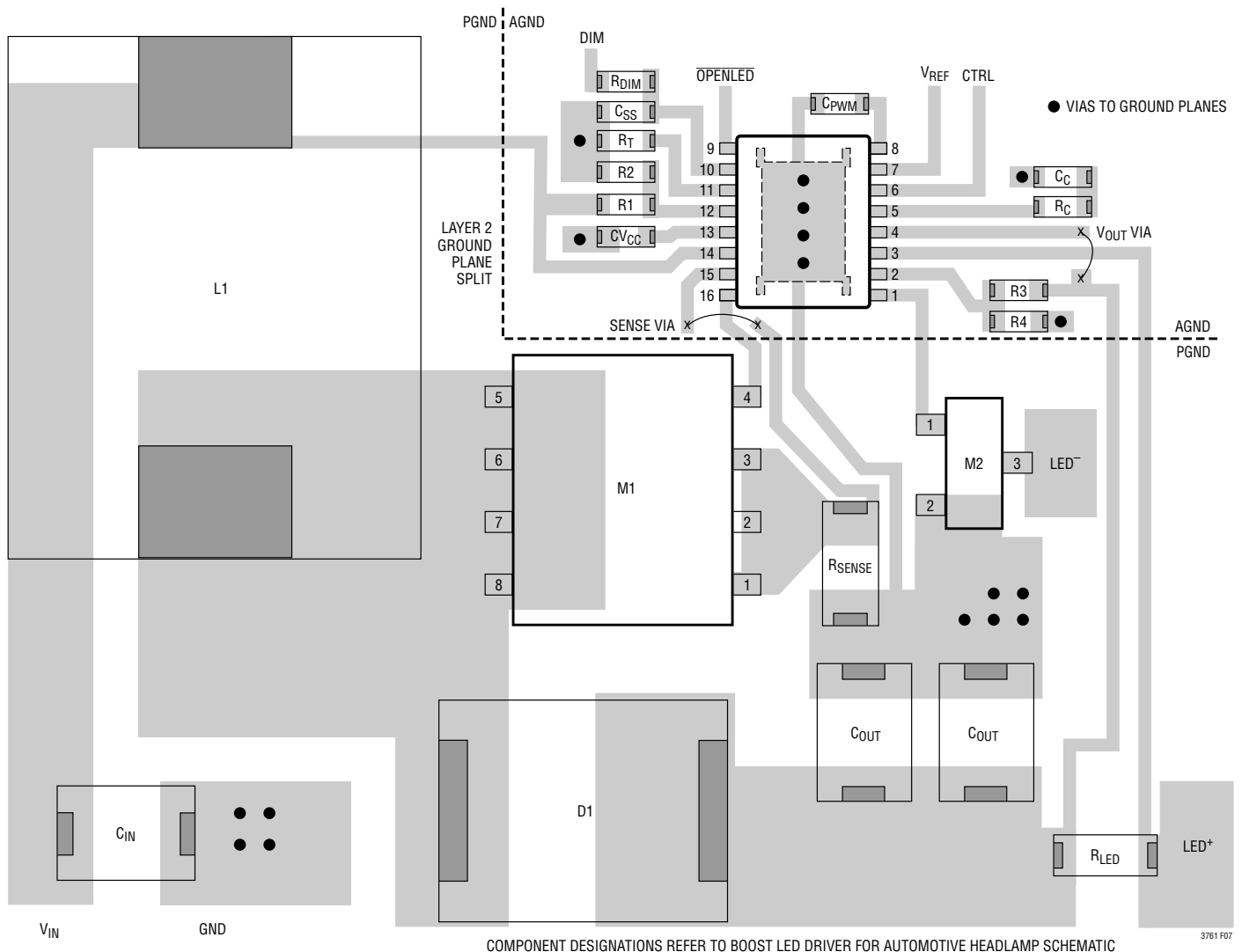
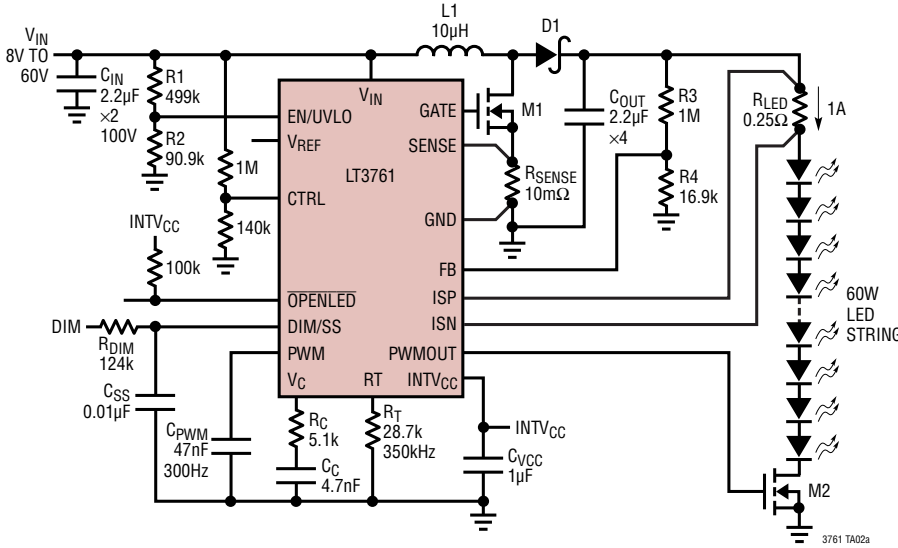


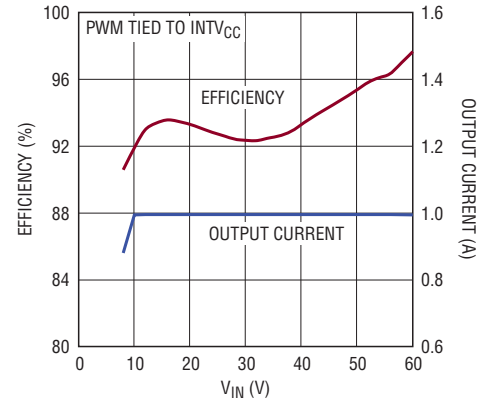
図7. 「標準的応用例」セクションの自動車用ヘッドランプ向け昇圧型LEDドライバの推奨レイアウト

標準的応用例

PWM 調光比が 25:1 で効率が 94% の自動車用ヘッドランプ向け昇圧型 LED ドライバ



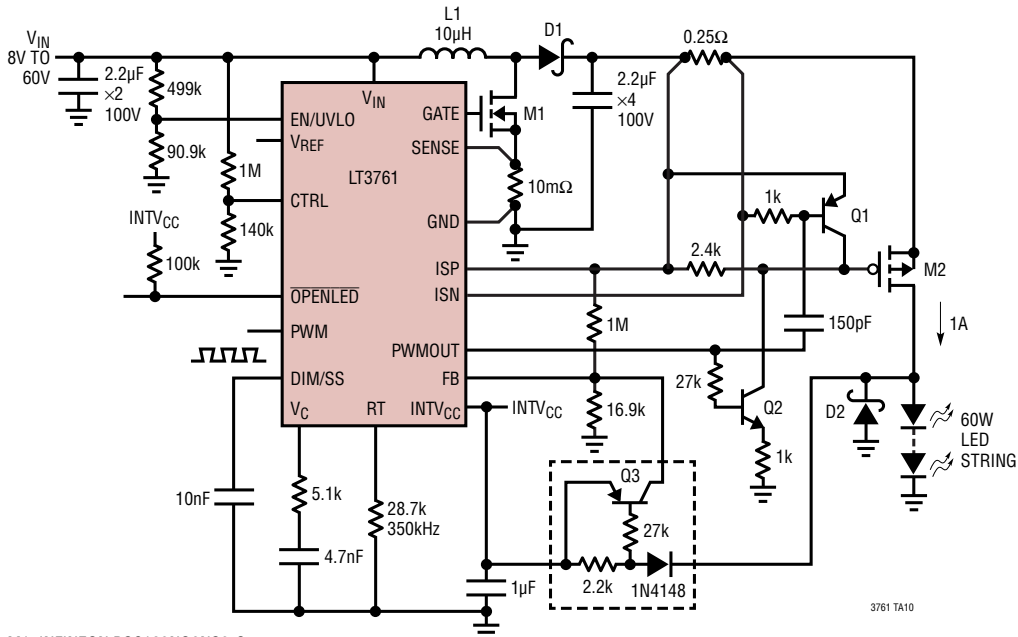
昇圧型の効率および出力電流と V_{IN}



- M1: INFINEON BSC123N08NS3-G
 - D1: DIODES INC PDS5100
 - L1: COILTRONICS HC9-100-R
 - M2: VISHAY SILICONIX Si2328DS
 - C_{OUT} , C_{IN} : MURATA GRM42-2X7R225K100R
- SEE SUGGESTED LAYOUT FIGURE 7

(CURRENT DERATED FOR $V_{IN} < 10V$)

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)

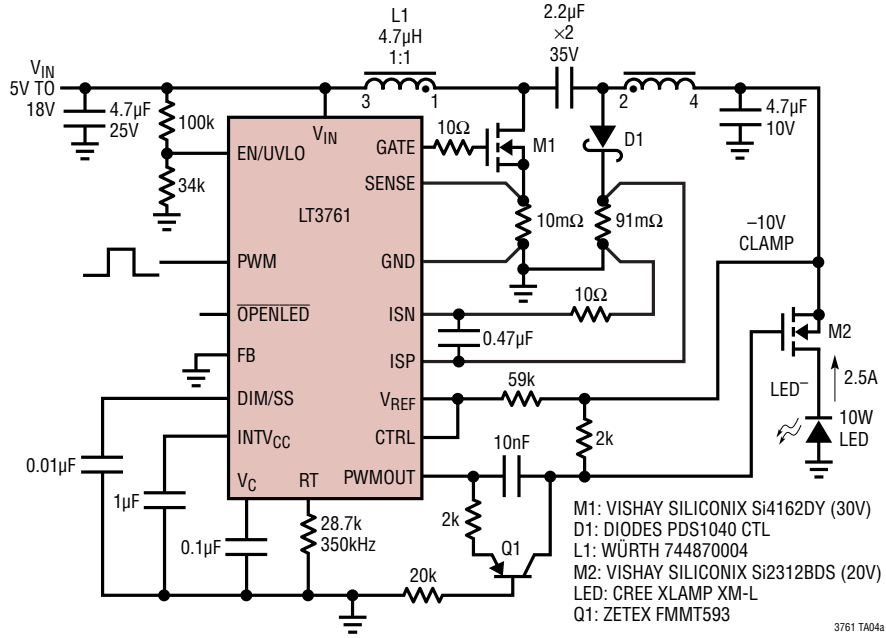


- M1: INFINEON BSC123N08NS3-G
- D1: DIODES INC PDS5100
- L1: COILTRONICS HC9-100-R
- M2: VISHAY SILICONIX Si7113DN
- D2: VISHAY 10BQ100
- Q1, Q3: CENTRAL CMPT3906
- Q2: ZETEX FMMT493

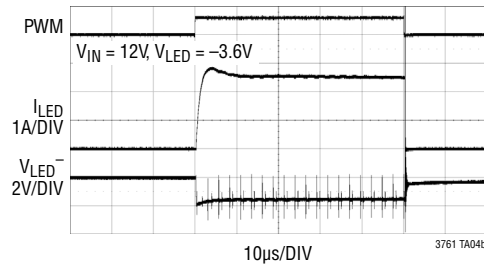
3761 TA10

標準的応用例

アノード接地の10W反転型LEDドライバ

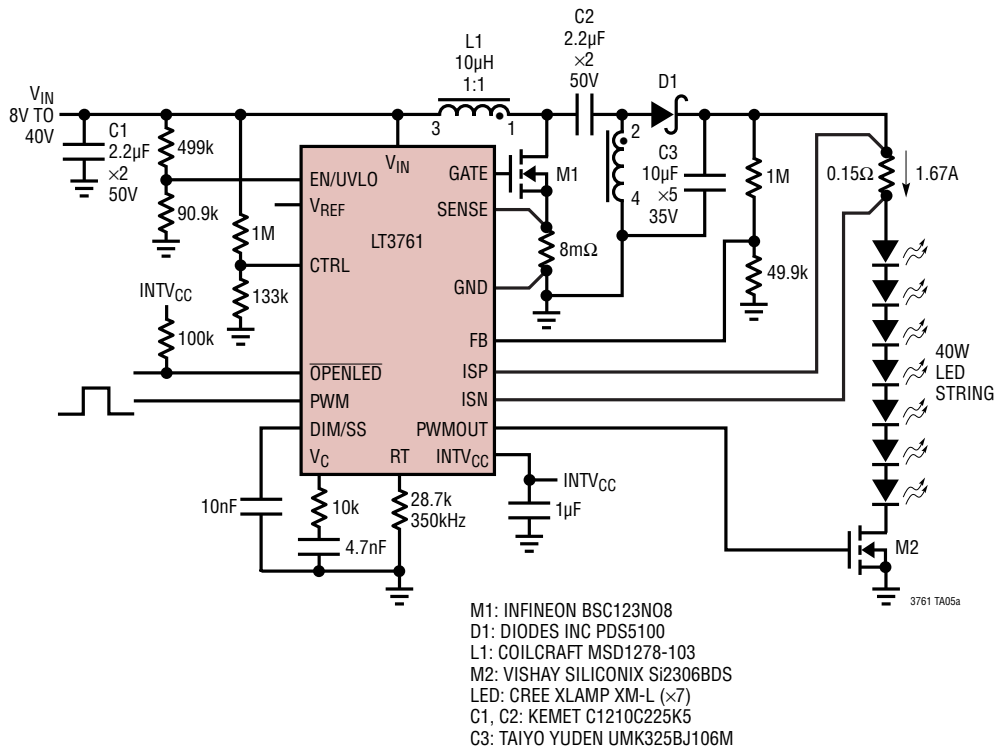


PWM 調光信号波形

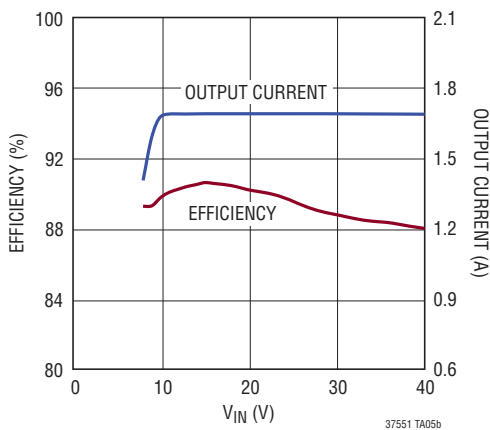


標準的応用例

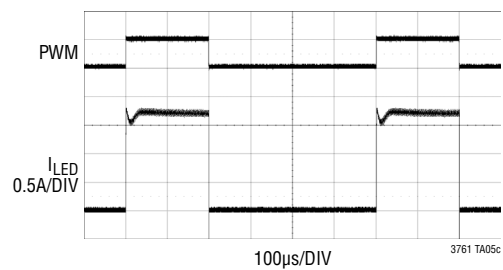
40W SEPIC型LEDドライバ



SEPIC型の効率、出力電流とVIN

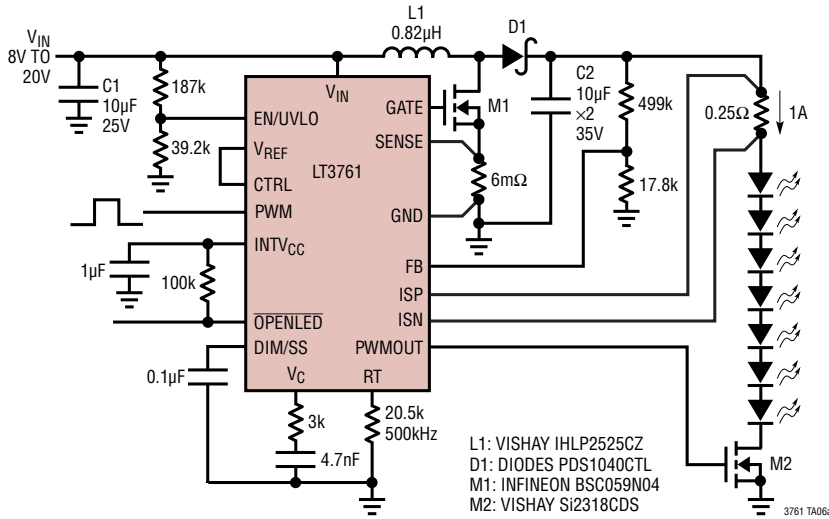


PWM調光信号波形

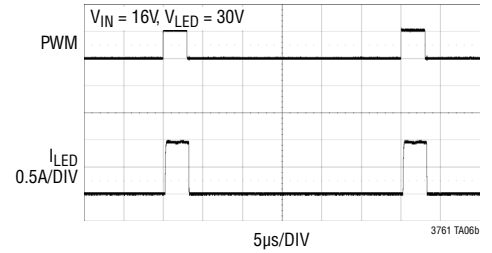


標準的応用例

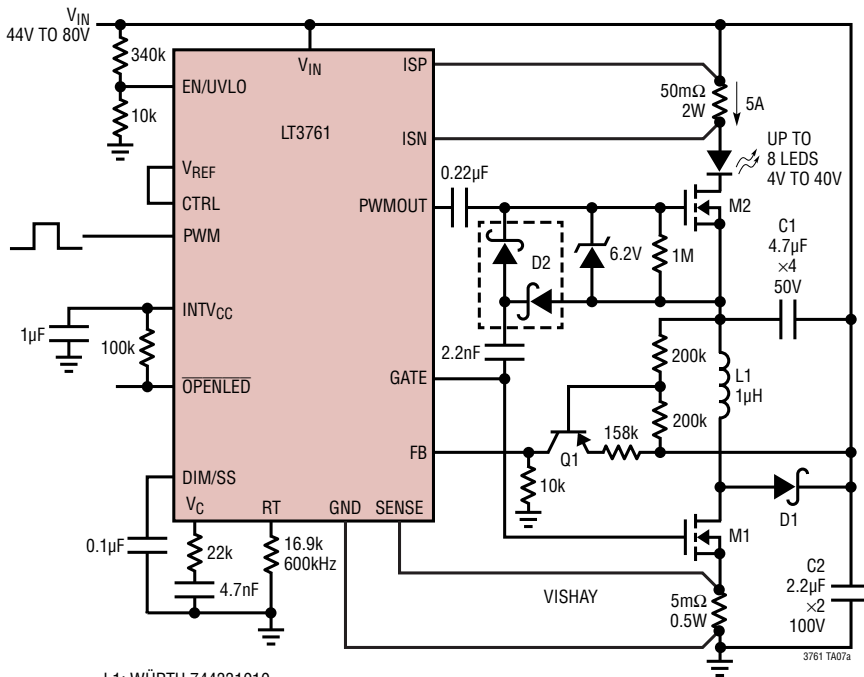
30kHz PWM 調光用の昇圧型 LED ドライバ



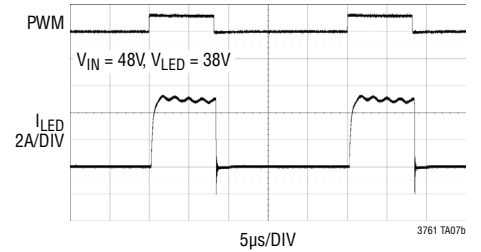
昇圧モードでのPWM 調光信号波形



40kHz PWM 調光用の降圧モード 5A LED ドライバ



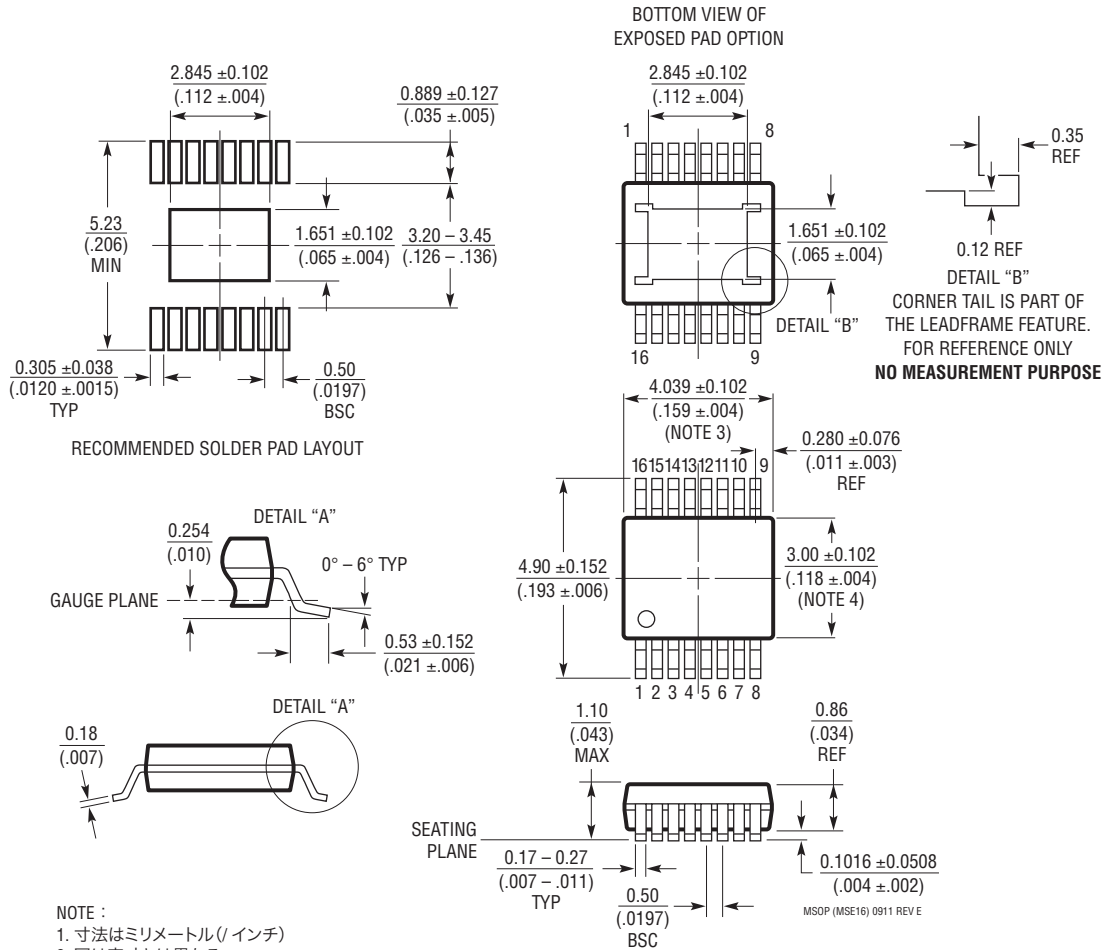
降圧モードでのPWM 調光信号波形



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。

MSEパッケージ
16ピン・プラスチックMSOP、背面ダイ・パッド
(Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev E)



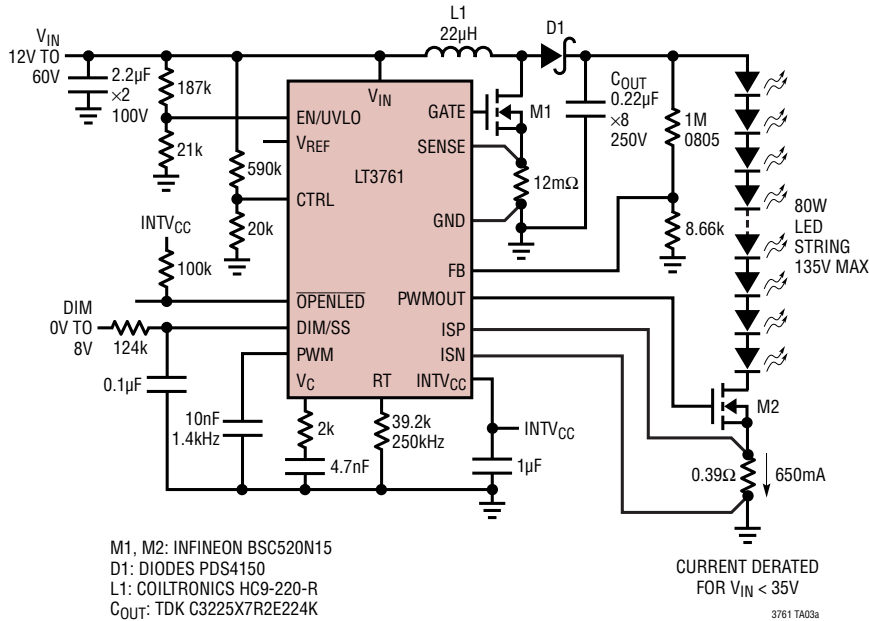
NOTE :

1. 寸法はミリメートル (1/1000インチ)
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと
4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで 0.152mm (0.006") を超えないこと
5. リードの平坦度 (整形後のリードの底面) は最大 0.102mm (0.004") であること
6. 露出パッドの寸法には、モールドフラッシュを含まない。
E-PAD 上のモールドフラッシュは、各サイドで 0.254mm (.010") を超えないこと。

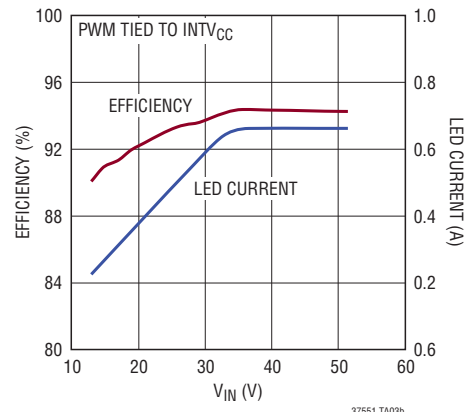
LT3761

標準的応用例

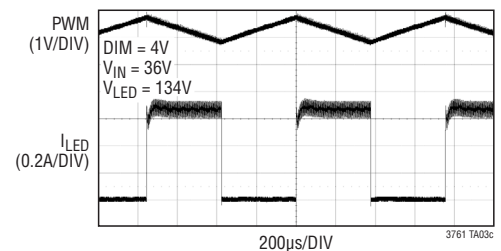
内部で発生させた 25:1 の PWM 調光信号を使用する 80W 高電圧の昇圧型 LED ドライバ



高電圧昇圧型の効率および LED 電流と V_{IN}



調光信号波形



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3755/LT3755-1/ LT3755-2	高電位側 40V、1MHz LED コントローラ、 3000:1 の True Color PWM 調光付き	$V_{IN}: 4.5V \sim 40V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 75V$ 、3000:1 の True Color PWM 調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm QFN-16 および MSOP-16E パッケージ
LT3756/LT3756-1/ LT3756-2	高電位側 100V、1MHz LED コントローラ、 3000:1 の True Color PWM 調光付き	$V_{IN}: 6V \sim 100V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 100V$ 、3000:1 の True Color PWM 調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm×3mm QFN-16 および MSOP-16E パッケージ
LT3796	高電位側 100V、1MHz LED コントローラ、3000:1 の True Color PWM 調光、PMOS 切断 FET ドライバ、 入力電流制限機能、入力電流/出力電流通知機能	$V_{IN}: 6V \sim 100V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 100V$ 、3000:1 の True Color PWM 調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP-28E パッケージ
LT3956	高電位側 80V、3.5A、1MHz LED ドライバ、 3,000:1 の True Color PWM 調光付き	$V_{IN}: 6V \sim 80V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 80V$ 、True Color PWM 調光 = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、5mm×6mm QFN-36 パッケージ
LT3754	60V、1MHz 昇圧 16 チャンネル 40mA LED ドライバ、 True Color 3000:1 PWM 調光および 2% 電流整合	$V_{IN}: 4.5V \sim 40V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 60V$ 、True Color PWM 調光 = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、5mm×5mm QFN-32 パッケージ
LT3518	2.3A、2.5MHz 高電流 LED ドライバ、3000:1 の調光、 PMOS 切断 FET ドライバ付き	$V_{IN}: 3V \sim 30V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 45V$ 、3000:1 の True Color PWM 調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、4mm×4mm QFN-16 および TSSOP-16E パッケージ
LT3478/LT3478-1	4.5A、2MHz 高電流 LED ドライバ、 3000:1 の調光付き	$V_{IN}: 2.8V \sim 36V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 40V$ 、3000:1 の True Color PWM 調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP-16E パッケージ
LT3791/LT3791-1	60V、700kHz 同期整流式昇降圧 LED コントローラ	$V_{IN}: 4.7V \sim 60V$ 、 V_{OUT} の範囲: 0V ~ 60V、True Color PWM 調光、 アナログ調光 = 100:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、TSSOP-38E パッケージ