

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
- 低いシャットダウン時電流:<1μA
- 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

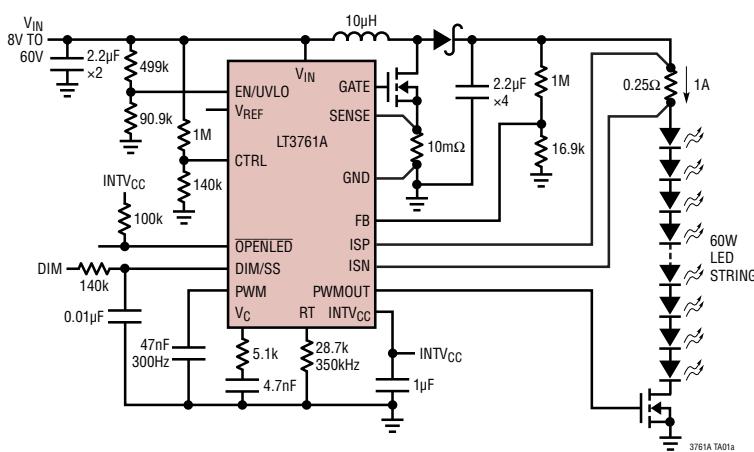
LT®3761Aは、定電流源および定電圧レギュレータとして動作する目的で設計されたDC/DCコントローラです。プログラム可能な内部PWM調光信号が特長です。LT3761Aは大電流LEDの駆動に最適ですが、バッテリやスーパー・キャパシタを充電するのにも適しています。固定周波数の電流モード・アーキテクチャにより、広い範囲の電源電圧および出力電圧にわたって安定した動作が得られます。電圧帰還ピンは、数種類のLED保護機能の入力の役目を果たします。また、電圧帰還ピンを使用すると、コンバータを定電圧源として動作させることもできます。周波数調整ピンを使用すると、100kHz~1MHzの範囲に周波数を設定して、効率、性能、または外付け部品サイズを最適化できます。

LT3761A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。LT3761Aは、LT3761よりも内部PWM調光機能の精度が改善されました。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。

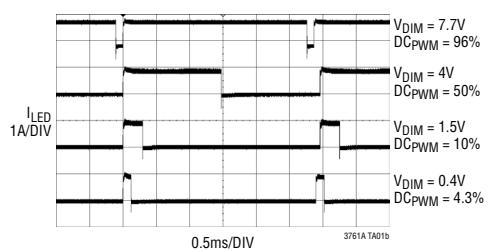
LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。True Color PWMはリニアテクノロジー社の商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。7199560、7321203を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

内部PWM調光比が25:1で効率が94%の
自動車用ヘッドライト向け昇圧型LEDドライバ



さまざまなDIM電圧設定での
PWM調光波形



絶対最大定格

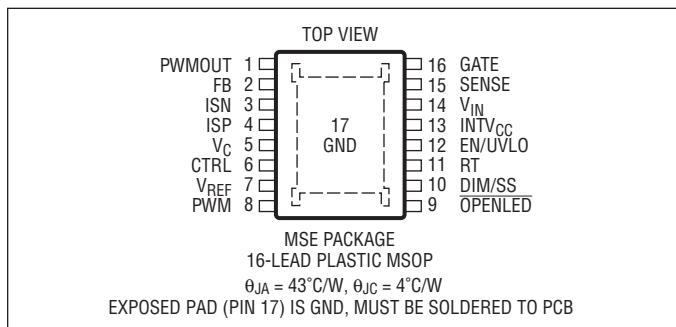
(Note 1)

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)

LT3761AE	-40°C ~ 125°C
LT3761AI	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C

ピン配置



発注情報

(<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT3761A#orderinfo>)

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
LT3761AEMSE#PBF	LT3761AEMSE#TRPBF	3761A	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT3761AIMSE#PBF	LT3761AIMSE#TRPBF	3761A	16-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へ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。

鉛フリー仕様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/tapeandree/>をご覧ください。

一部のパッケージは、指定販売チャネルを通じて、#TRMPBFの接尾辞付きで500単位のリールで供給されます。

電気的特性 ●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外はT_A = 25°Cでの値。
注記がない限り、V_{IN} = 24V、EN/UVLO = 24V、CTRL = 2V、PWM = 5V。

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 6	1 μA	μA	
V _{IN} Operating I _Q (Not Switching)	PWM = 0V		1.8	2.2	mA	
V _{REF} Voltage	-100μA ≤ I _{VREF} ≤ 0μA	●	1.955	2.02	2.05	V
V _{REF} Line Regulation	4.5V ≤ V _{IN} ≤ 60V		0.001		%/V	
V _{REF} Pull-Up Current	V _{REF} = 0V	●	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	●	11	14	17	μA
DIM/SS Voltage Clamp	I _{DIM/SS} = 0μA		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 = 24V、CTRL = 2V、PWM = 5V。

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 = 48V CTRL $\geq 1.2\text{V}$, ISN = 0V	● ●	242 243	250 257	258 271	mV mV
1/10th Scale ISP/ISN Current Sense Threshold ($V_{ISP-ISN}$)	CTRL = 0.2V, ISP = 48V CTRL = 0.2V, ISN = 0V	● ●	21 17	25 28	30 39	mV mV
Mid-Scale ISP/ISN Current Sense Threshold ($V_{ISP-ISN}$)	CTRL = 0.5V, ISP = 48V CTRL = 0.5V, ISN = 0V	● ●	96 95	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 = 5V (Active), ISP = ISN = 48V PWM = 0V (Standby), ISP = ISN = 48V			100 0.1		μA μA
ISP/ISN Input Bias Current Low Side Sensing (Combined)	PWM = 5V, ISP = ISN = 0V			-230		μA
ISP/ISN Current Sense Amplifier g_m (High Side Sensing)	$V_{ISP-ISN} = 250\text{mV}$, ISP = 48V			120		μs
ISP/ISN Current Sense Amplifier g_m (Low Side Sensing)	$V_{ISP-ISN} = 250\text{mV}$, ISN = 0V			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 = 0V		-20	20		nA
FB Regulation Voltage (V_{FB})	ISP = ISN = 48V, 0V	●	1.225	1.255	1.275	V
FB Amplifier g_m	FB = V_{FB} , ISP = ISN = 48V			500		μs
FB Pin Input Bias Current	Current Out of Pin, FB = V_{FB}		40	100		nA
FB Open LED Threshold	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 OPENLED Assertion ($V_{ISP-ISN}$)	FB = V_{FB} , ISN = 48V, 0V		14	25	39	mV
FB Overvoltage Threshold	PWMOUT Falling		$V_{FB} + 50\text{mV}$	$V_{FB} + 60\text{mV}$	$V_{FB} + 75\text{mV}$	V
V_C Current Mode Gain ($\Delta V_C / \Delta V_{SENSE}$)				4		V/V
発振器						
Switching Frequency	$R_T = 95.3\text{k}\Omega$ $R_T = 8.87\text{k}\Omega$	●	85 925	100 1000	115 1050	kHz 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 ($V_{IN} - \text{INTV}_{CC}$)	$ INTV_{CC} = -10\text{mA}$, $V_{IN} = 7\text{V}$			390		mV
INTV _{CC} Undervoltage Lockout	EN/UVLO = 2V	●	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 = 0V, $\text{INTV}_{CC} = 8\text{V}$			8	13	μA

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
ロジック入力/出力					
EN/UVLO Threshold Voltage Falling		●	1.18	1.220	1.26
EN/UVLO Rising Hysteresis			20		mV
EN/UVLO Input Low Voltage	V_{IN} Drops Below $1\mu\text{A}$			0.4	V
EN/UVLO Pin Bias Current Low	$EN/UVLO = 1.15\text{V}$	●	1.6	2.3	2.7
EN/UVLO Pin Bias Current High	$EN/UVLO = 1.33\text{V}$			10	100
OPENLED Output Low	$I_{OPENLED} = 1\text{mA}$			200	mV
PWM ピン信号発生器					
PWM Falling Threshold		●	0.78	0.83	0.88
PWM Threshold Hysteresis (V_{PWMHYS})	$I_{DIM/SS} = 0\mu\text{A}$		0.35	0.4	0.6
PWM Pull-Up Current (I_{PWMUP})	$PWM = 0.7\text{V}$, $I_{DIM/SS} = 0\mu\text{A}$		6	7.5	9
PWM Pull-Down Current (I_{PWMDN})	$PWM = 1.5\text{V}$, $I_{DIM/SS} = 0\mu\text{A}$		68	88	110
PWM Fault Mode Pull-Down Current	$INTV_{CC} = 3.8\text{V}$			15	mA
PWMOUT Duty Ratio for PWM Signal Generator (Note 5)	$I_{DIM/SS} = -6.5\mu\text{A}$ $I_{DIM/SS} = 0\mu\text{A}$ $I_{DIM/SS} = 20\mu\text{A}$ $I_{DIM/SS} = 44\mu\text{A}$		3.2 7.2 42 93	3.8 7.9 50 95	4.4 8.6 58 97
PWMOUT Signal Generator Frequency	$PWM = 47\text{nF}$ to GND, $I_{DIM/SS} = 0\mu\text{A}$		215	300	400
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})	$PWM = 0\text{V}$			0.05	V
PWMOUT Output High (V_{OH})			$INTV_{CC} - 0.05$		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})			$INTV_{CC} - 0.05$		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回復不可能な損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与えるおそれがある。

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。

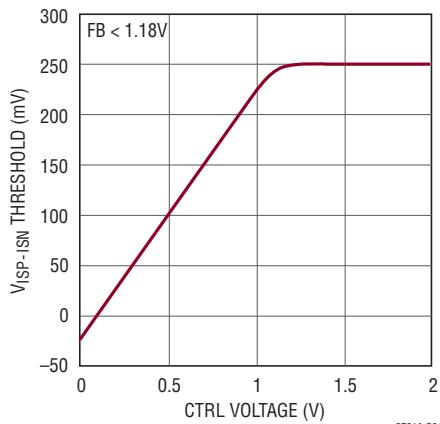
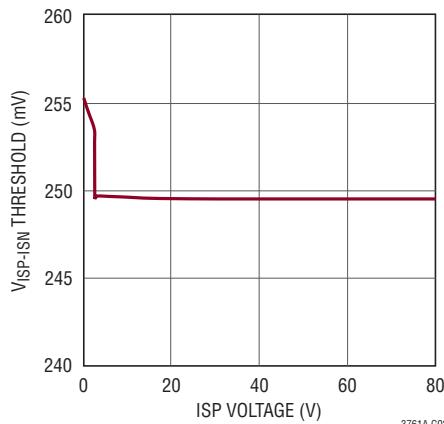
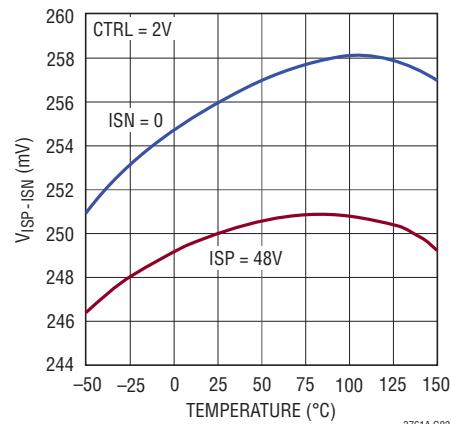
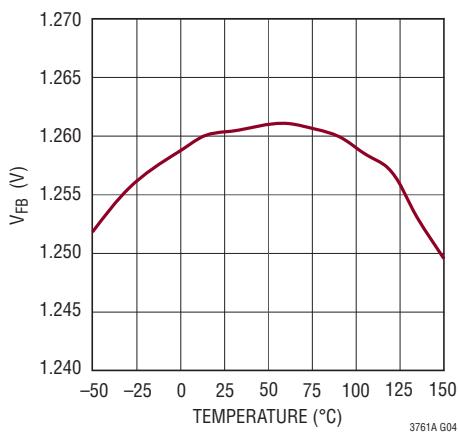
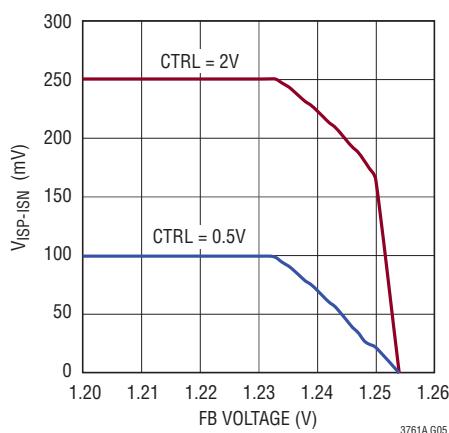
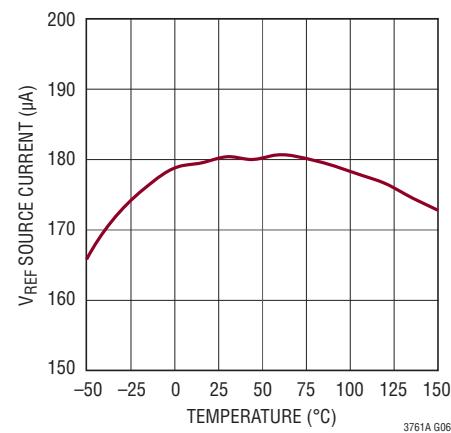
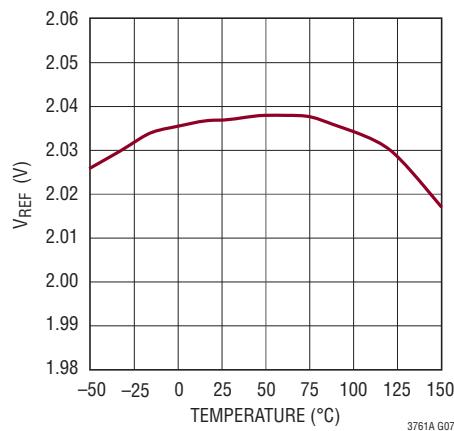
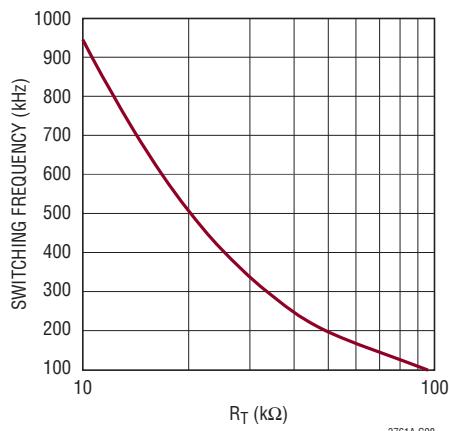
Note 3: LT3761AE は、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3761AI は、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。 125°C を超える接合部温度では動作寿命がディレーティングされる。

Note 4: LT3761A には、瞬間的な過負荷状態時に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。

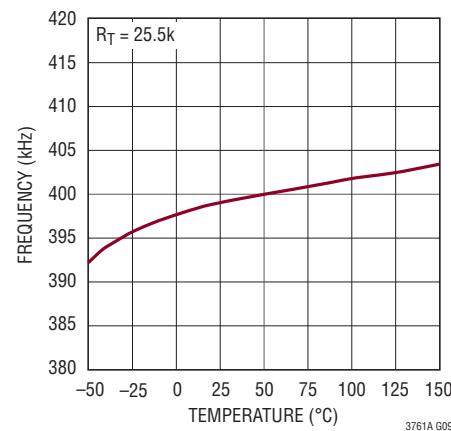
Note 5: PWMOUT ピンの信号のデューティ比は次式で計算される。

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

標準的性能特性

注記がない限り、 $TA = 25^\circ\text{C}$ 。 $V_{ISP-ISN}$ 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 $V_{ISP-ISN}$ 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 

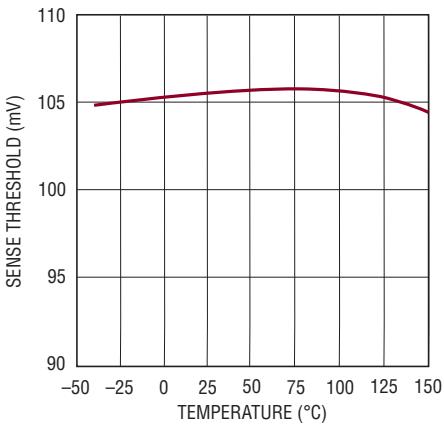
スイッチング周波数と温度



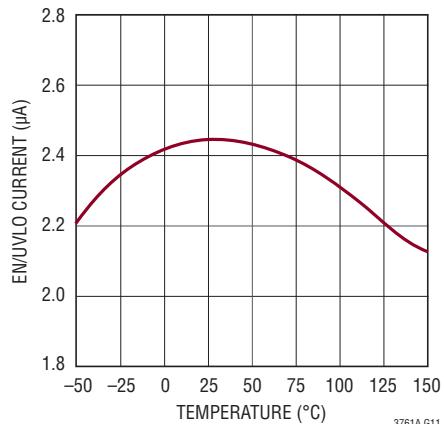
標準的性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

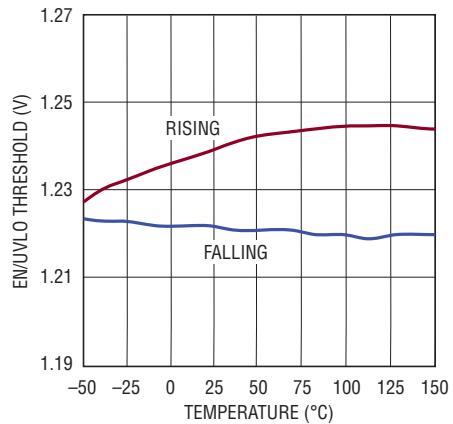
SENSEピンの電流制限しきい値と
温度



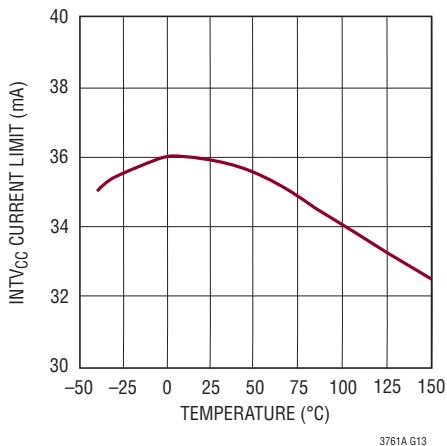
EN/UVLOピンのヒステリシス
電流と温度



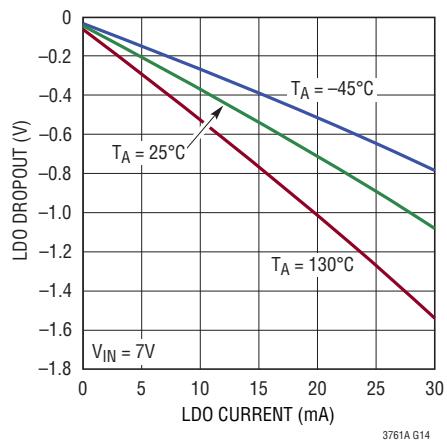
EN/UVLOピンのしきい値と温度



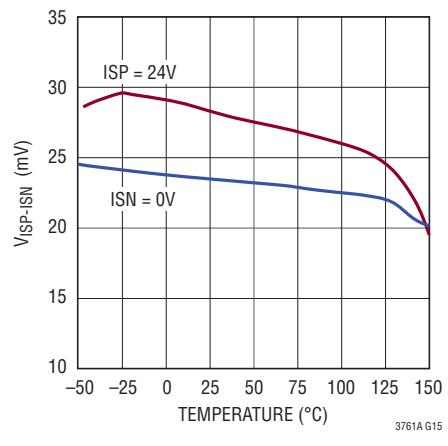
INTV_{CC}ピンの電流制限と温度



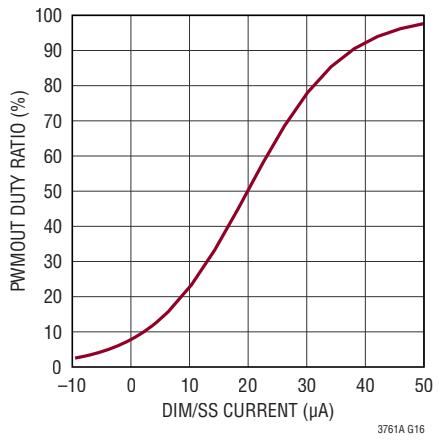
INTV_{CC}ピンのドロップアウト電圧と
電流、温度



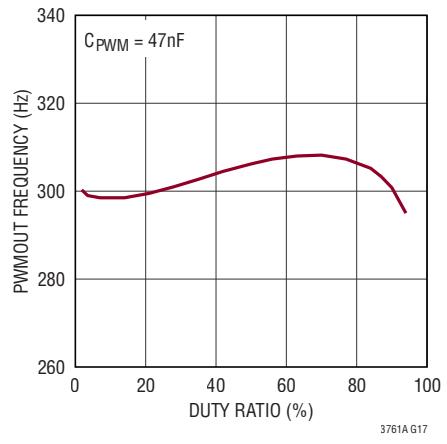
$V_{ISP-ISN}$ のC/10しきい値と温度



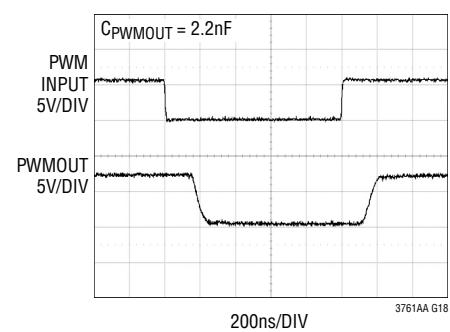
PWM信号発生器のデューティ比と
DIM/SSピンの電流



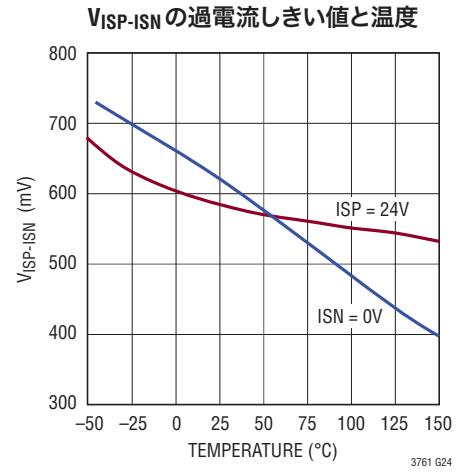
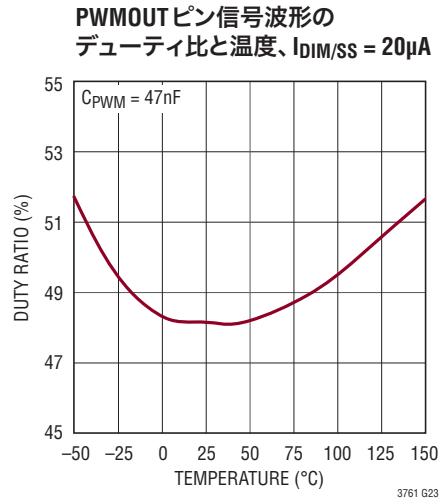
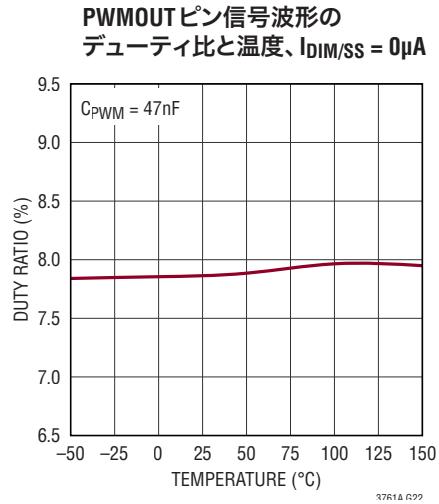
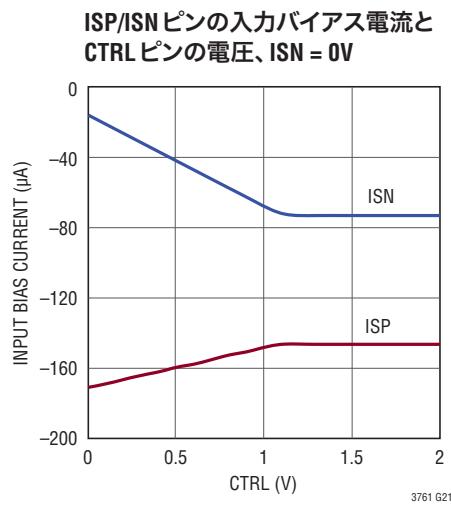
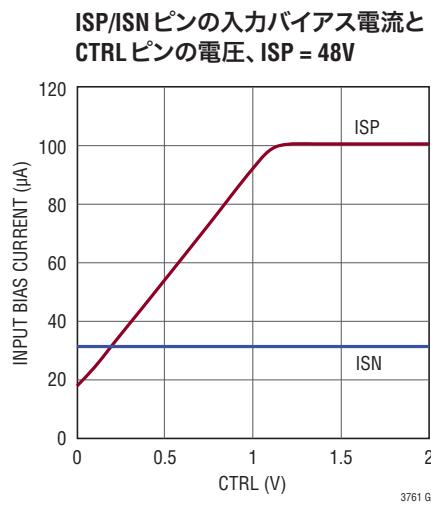
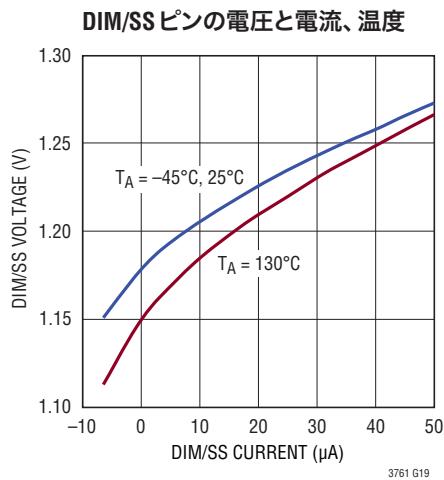
PWM信号発生器の周波数と
デューティ比



PWMOUTピンの信号波形



標準的性能特性

注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

ピン機能

PWMOUT (ピン1) : 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 となる内部トランジスタ・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低い電圧を超えると、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 $I_{LED} = 250mV/R_{LED}$ で、そうでない場合は $I_{LED} = (CTRL - 100mV)/(4 \cdot R_{LED})$ 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ピンから流れ出します。

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ピンから流れ出します。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15mA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) : スイッチング・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ジスタ・アンプの出力ピン。PWMが“L”的とき、 V_C ピンは高

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。トランジエ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、 $V_{ISP-ISN}$ 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 ピンが全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”的しきい値で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、1kの抵抗を介してINTV_{CC}に接続してください。

ピン機能

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、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ッチされます。PWMピンへの入力が再度“H”になると、OPENLEDピンの状態が更新されます。このピンは、例えば、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14 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) : スイッチ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、ユーザー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} に流れる消費電流は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。

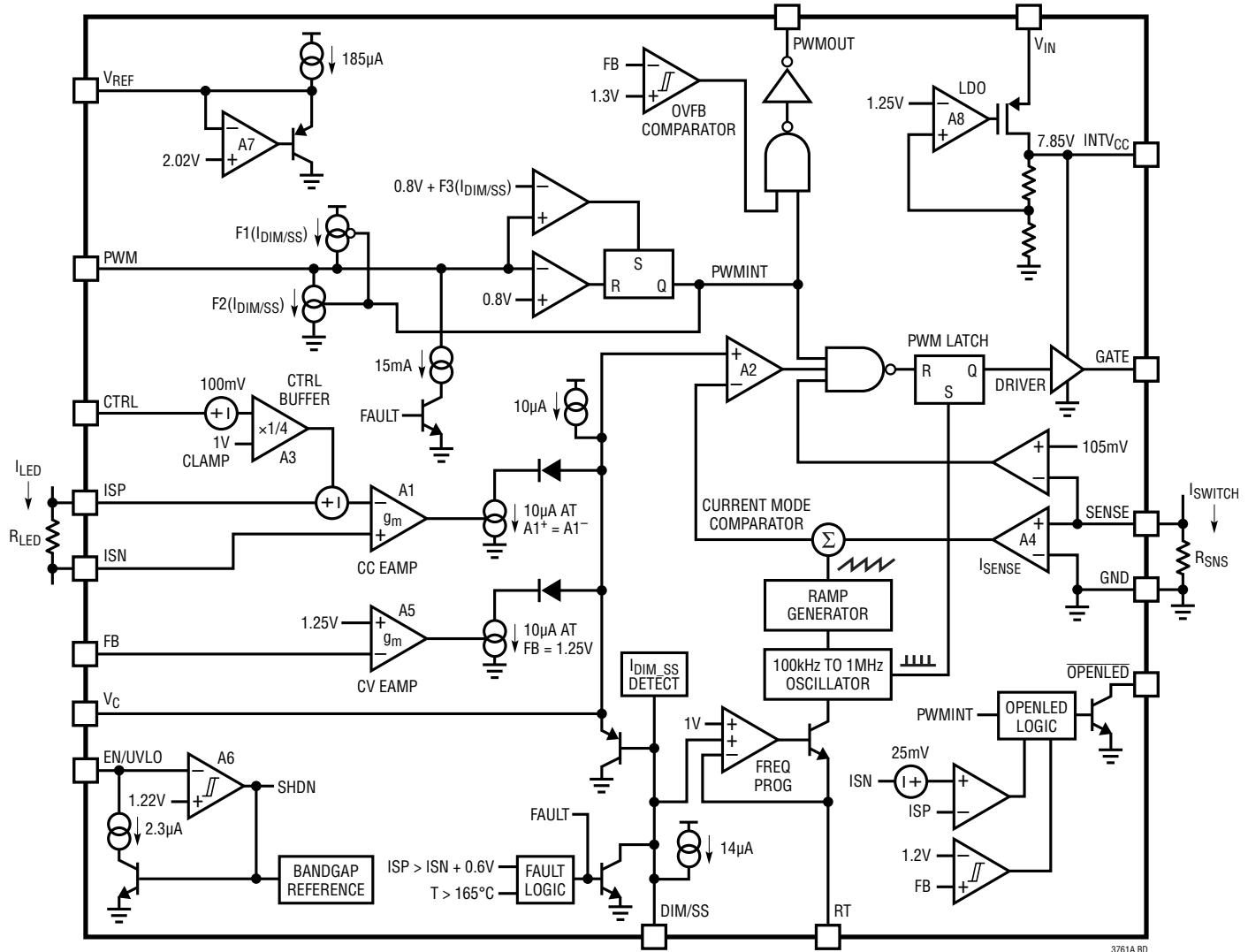
V_{IN} (ピン14) : 内部負荷およびINTV_{CC}レギュレータ用の電源ピン。このピンの近くに配置した0.22 μ F (以上)の低ESRコンデンサを使用して、短距離でバイパスする必要があります。

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、LT3761A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・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。

ブロック図



動作

LT3761A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て、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。

LT3761A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%)電圧を超えて、ISPピンとISNピンの間の差電圧が25mV(標準)よりも小さくなると、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。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なります。

アプリケーション情報

INTVCC 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、INTVCC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、INTVCC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。

INTVCC出力に内蔵の電流制限回路により、LT3761A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。

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。INTVCC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。INTVCC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、INTVCC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INTVCCの負荷になることに注意してください。この動作により、LT3761Aは4.5V程度の低い V_{IN} で動作できます。 V_{IN} の電圧がINTVCC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に近くになります。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INTVCC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のプルダウン電流が流れます。この電流の目的は、上昇時の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。

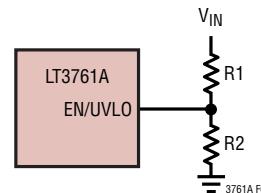


図1. V_{IN} の低電圧シャットダウンしきい値を設定するための抵抗接続

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

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

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。GNDでの検出という独特的な事例としては、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。

アプリケーション情報

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とISNの間に、スイッチング周波数で時間とともに変化する差動電圧信号（リップル）が生じ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なうので、ISPピンとISNピンの間の平均の電圧差はユーザー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を超えると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ー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。

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

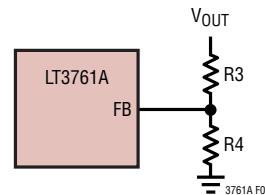


図2. 昇圧型LEDドライバまたはSEPIC型LEDドライバでの帰還抵抗の接続

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。

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

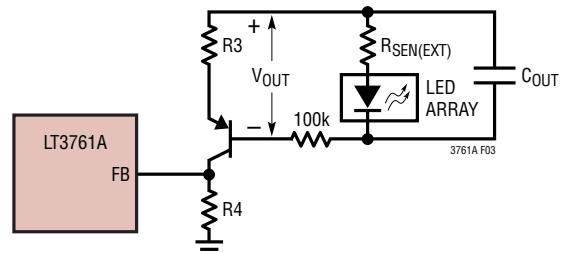


図3. 降圧モードまたは昇降圧モードのLEDドライバでの帰還抵抗の接続

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 $4\mu\text{s}$ 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、LT3761A 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 $7\mu\text{s}$)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

LT3761A 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 調光の精度を上げるために、PWM が“L”的静的フェーズの間に、スイッチに必要な電流が 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”になると回復時間は最小になります。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”的間にISP ノードが放電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 $3\mu\text{s}$ 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 信号によるソフトスタート・シーケンスの中止が許されると、PWM 信号のデューティ・サイクルが低いときに起動時間がかかりすぎることがあります。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LT3761A 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 $I_D(\text{MAX})$ 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」の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、トランジエント・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。

PWM 調光信号発生器

LT3761A 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。

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

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)。

アプリケーション情報

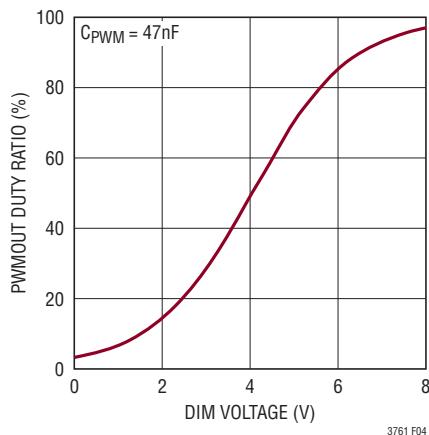


図4. PWMOUTピンのデューティ比とDIM/SSピンの電圧($R_{DIM} = 140k$)

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”的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(不安定な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、制御電流に正比例しません。

$$I_{PULL-UP} = F1(I_{DIM/SS}) = 7.2\mu A \cdot \exp(0.062 \cdot I_{DIM/SS})$$

$$I_{PULL-DOWN} = F2(I_{DIM/SS}) = 85\mu A \cdot \exp(-0.062 \cdot I_{DIM/SS})$$

指数関数内の負号により、 $I_{DIM/SS}$ が増加すると、 $I_{PULL-DOWN}$ が減少します。

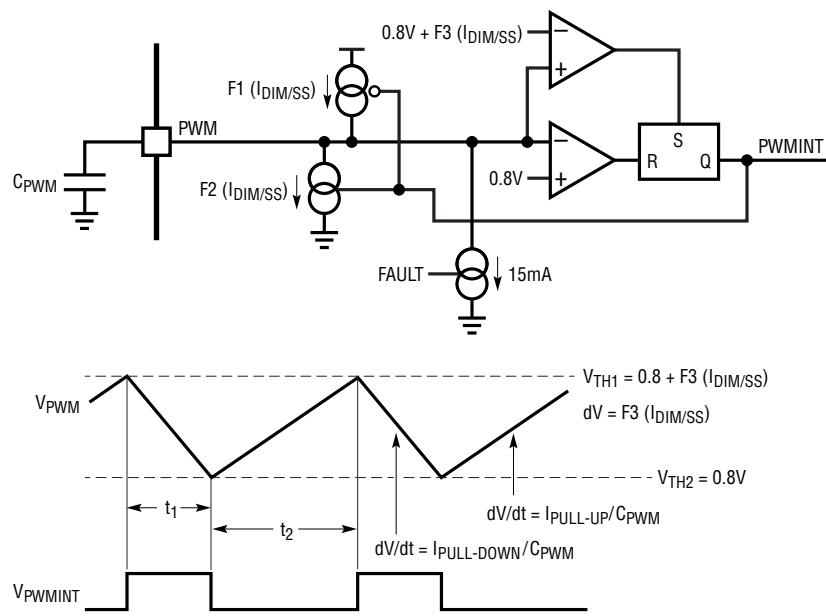


図5. 内部PWM発振器のロジックおよび波形

アプリケーション情報

外付けコンデンサの電圧は、 $dV/dt = I_{PULL-UP} / C_{PWM}$ で上昇します。PWM ピンが高しきい値($0.8V + F3 (I_{DIM/SS})$)に達すると、フリップ・フロップ SET および $I_{PULL-UP}$ がゼロになり、電流 $I_{PULL-DOWN}$ が $F2 (I_{DIM/SS})$ になります。

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

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

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

単純化した後に、 $I_{DIM/SS}$ の関数として、次の PWMOUT のデューティ・サイクルの式を取得できます。

$$\text{Duty Cycle} = \frac{1}{1 + 11.8 \cdot \exp(-0.124 \cdot I_{DIM/SS})}$$

DIM 信号の電圧が与えられた場合に、内部 PWM 信号発生器のデューティ・サイクルを計算するには、まず、次の式によって、DIM/SS ピンに流れる電流を決定します(図6を参照)。

$$I_{DIM/SS} = \frac{V_{DIM} - 1.20V}{R_{DIM} + 2.5k\Omega} \text{ in } \mu\text{A}$$

$I_{DIM/SS}$ (μA 単位) がわかっている場合、 $-10\mu\text{A} < I_{DIM/SS} < 55\mu\text{A}$ の範囲に対して、次のように PWMOUT ピンのデューティ・サイクルを計算できます。

$$\text{Duty (in\%)} = \frac{100\%}{1 + 11.8 \cdot \exp(-0.124 \cdot I_{DIM/SS})}$$

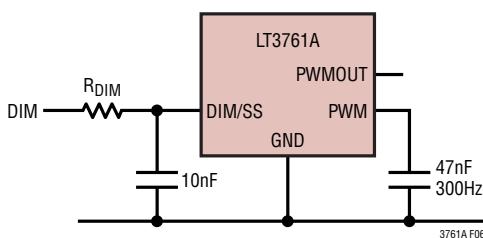


図6. 調光抵抗(R_{DIM})の構成

これらの式は、例えば、20%を使用する目的のデューティ・サイクルから初めて、 V_{REF} と DIM/SS の間に配置される抵抗値 R_{DIM} を解くというように、逆方向に計算することができます。

$$\begin{aligned} I_{DIM/SS} &= 8.06 \cdot \ln \left(11.8 \cdot \frac{\text{Duty}}{(1-\text{Duty})} \right) \\ &= 8.06 \cdot \ln \left(11.8 \cdot \frac{0.2}{0.8} \right) = 8.72\mu\text{A} \\ R_{DIM} &= -2.5k\Omega + \frac{V_{REF} - 1.20}{I_{DIM/SS}} \\ &= -2.5k\Omega + \frac{2.015 - 1.20}{0.00872} = 90.9k\Omega \end{aligned}$$

一部のアプリケーションでは、3%よりも低いデューティ・サイクルが必要になります。DIM/SS 電流を使用して達成可能な範囲よりも低いデューティ・サイクルの離散値を実現することができます。抵抗 R_{PD} 、および PWMOUT によって駆動されるスイッチを、図7に示すように追加できます。

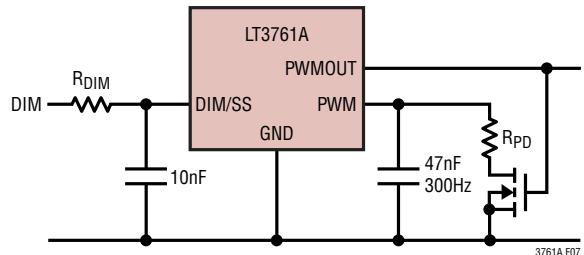


図7. 4%以下の PWM 調光機能のための構成

この抵抗を追加することによって、PWM のプルダウン電流が増加するため、スイッチング・レギュレータのオンの期間が減少します。低デューティ・サイクルでの PWM 周波数が、主にプルアップ電流によって決まるため、 R_{PD} からの追加プルダウン電流の PWM 期間に対する影響は少なく、そのため、周波数計算は変わりません。

1%のデューティ・サイクルを前提とした場合に R_{PD} を解く例を、下に示します。この例では、 R_{DIM} に流れる $I_{DIM/SS}$ 電流は、通常は約 8% のデューティ・サイクルをもたらすゼロであると仮定されます。PWM ピンの平均電圧は、この $I_{DIM/SS}$ の設定で約 1.05V になります。

アプリケーション情報

$$\begin{aligned} \text{Duty} &= \frac{I_{\text{PULL-UP}}}{I_{\text{PULL-UP}} + I_{\text{PULL-DOWN}} + I_{\text{RPD}}} \\ &= \frac{7.2}{7.2 + 85 + I_{\text{RPD}}} = 0.01 \\ I_{\text{RPD}} &= 629 \mu\text{A} = \frac{1.05\text{V}}{R_{\text{PD}}} \end{aligned}$$

従って、 R_{PD} は約 $1.65\text{k}\Omega$ になります。

スイッチング周波数の設定

RT周波数調整ピンを使用すると、ユーザーは $100\text{kHz} \sim 1\text{MHz}$ 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。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。周波数の低い動作にすると性能は向上しますが、外付け部品のサイズは大きくなります。 R_T の適切な抵抗値については、表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

$f_{\text{SW}}(\text{kHz})$	$R_T(\text{k}\Omega)$
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設定するときは、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。

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

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

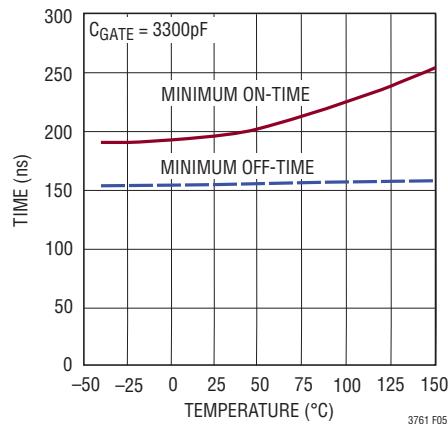


図8. 標準的な最小オン時間および最小オフ時間でのGATEピンのパルス幅と温度

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

LT3761A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。LT3761A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。

アプリケーション情報

デバイス内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。

$$I_{GATE} = f_{SW} \cdot Q_G$$

高い入力電圧で動作させるとときは、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。

$$T_J = T_A + [V_{IN} (I_Q + f_{SW} \cdot Q_G) \cdot \theta_{JA}]$$

ここで、 T_A は周囲温度、 I_Q はデバイスの静止電流(最大 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。例えば、アプリケーションの条件が T_A (MAX) = 85 °C、 V_{IN} (MAX) = 40V、 f_{SW} = 400kHz で、 Q_G = 20nC のFETを使用する場合、デバイスの最大接合部温度はおよそ次のようになります。

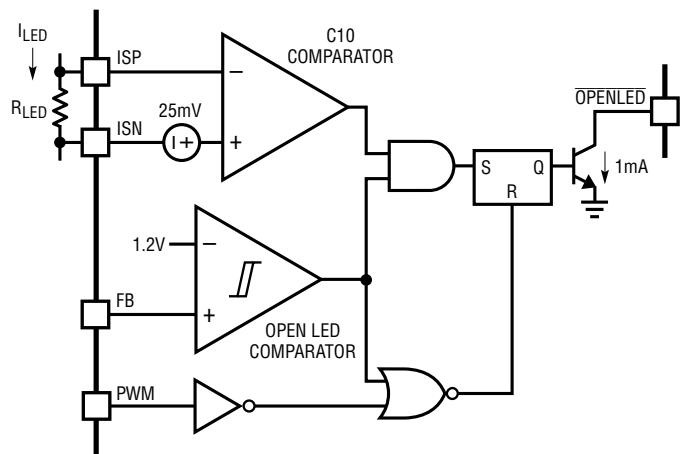
$$T_J = 85^\circ\text{C} + [40V \cdot (2\text{mA} + 400\text{kHz} \cdot 20\text{nC}) \cdot 43^\circ\text{C/W}] = 102^\circ\text{C}$$

パッケージ底面の露出パッドをグランド・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

LT3761Aには、オープンドレインの状態ピンである **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、 $V_{ISP-ISN}$ 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、**OPENLED** を使用してバッテリ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。

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9. **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エント入力電流を供給するので、トランジエ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。

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

3761af

アプリケーション情報

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。

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

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・メーカー

メーカー	WEBサイト
TDK	www.tdk.com
Kemet	www.kemet.com
Murata	www.murata.com
Taiyo Yuden	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。

$$T_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{1.2V}{14\mu A} = C_{SS} \cdot \frac{100\mu s}{nF}$$

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る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INTVCC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。

アプリケーション情報

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。LT3761A 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: $V_{DS} > V_{IN\ (MAX)} + V_{LED}$

LT3761A 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、LT3761A の全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、LT3761A 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

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間に導通します。「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ーを表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5. ショットキ・ダイオード整流器のメーカー

メーカー	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 チャンネル MOSFET のソースと GND の間に接続する抵抗 R_{SENSE} は、LT3761A 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。

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

アプリケーション情報

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、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LT3761AのGNDの近くに配置してください。LT3761AのSENSE入力は、 R_{SENSE} の正端子にケルビン接続してください。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

LT3761A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)。

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

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

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

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・メーカーを表6に示します。

表6. 推奨するインダクタ・メーカー

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

ループ補償

LT3761Aは内部のトランスコンダクタンス・エラーアンプを使用しており、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エント時に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。

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

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またはX7Rタイプのセラミック・コンデンサを推奨します。

アプリケーション情報

昇圧された出力での短絡保護

LT3761Aは、昇圧時の短絡負荷からの保護を提供する2つの機能を備えています。それらのうちの1つは、ISP/ISNに基づく過電流応答です。もう1つは、FB過電圧応答です。これら2つの機能の作用の主なモードは、PWMOUTピンを“L”に駆動することです。これによって、出力を負荷に接続するスイッチがオフになります。ISP/ISNの短絡保護は、短時間の間、PWMピンおよびDIM/SSピンも“L”に駆動します。最高の保護を実現するには、PMOS 切断スイッチM1を、図10に示すように配置します。LED列の両端が短絡することによって過電流が発生している間、PNP Q1がオンになってM1のゲート電圧を引き上げて電流を抑制するまで、 R_S に流れる電流が増加します。約1μs以内に、ISP/ISNの過電流応答が、PWMOUTピンを“L”に駆動して、M1を完全にオフにします。外部PWM信号を使用する場合は、Q3、1N4148ダイオード、および2つの抵抗を含む回路を使用して、出力がフォルト状態の間、スイッチがオフのままになるのを保証する必要があります。このサブ回路は、FBピンを過電圧状態に駆動します。

「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で示すようにPWMピンを(コンデンサ負荷を使用して)構成した場合、FBを駆動する小さい回路を省略できます。この場合、昇圧コンバータが、PWMコンデンサによって決定された間隔でM1をオンにしてから、約1μs後に過剰な電流のためにオフにする一時中断モード応答を示し、フォルトが解消されるまでこれを継続します。

基板のレイアウト

LT3761Aは高速で動作するので、基板レイアウトと部品配置には細心の注意が必要です。昇圧コンバータの簡略レイアウトを図11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、誘導性リンク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。

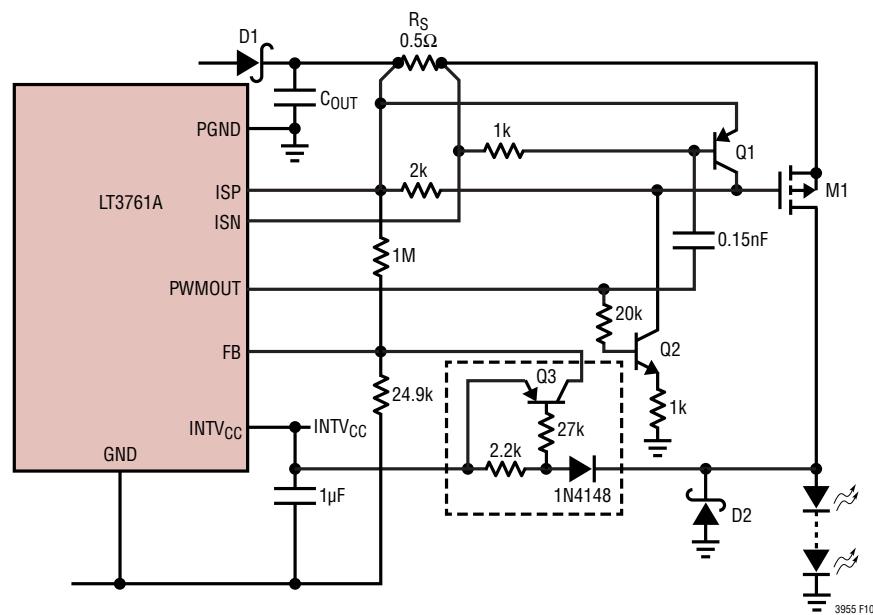


図10. LED負荷での接地フォルトに対する保護回路。PWMスイッチM1の高速レベル・シフトを含む。

アプリケーション情報

- 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。

スイッチ電流検出抵抗のグランド側端子は、LT3761A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)。4層基板を使用して、全体的に最適な結果を得ることができます。この製品専用の実績のある基板設計の設計ファイルを、linear-tech.co.jp/demoからダウンロードできます。

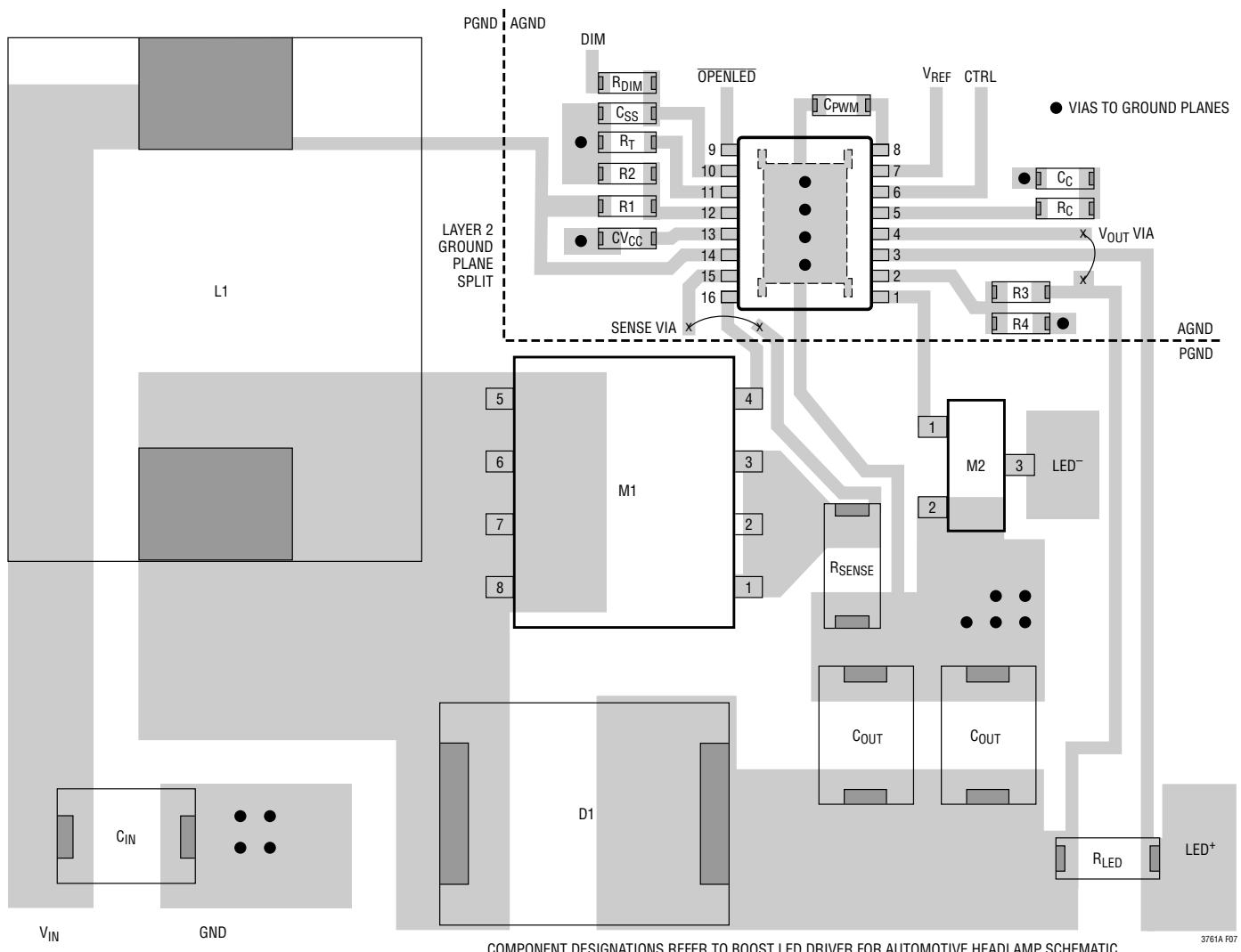
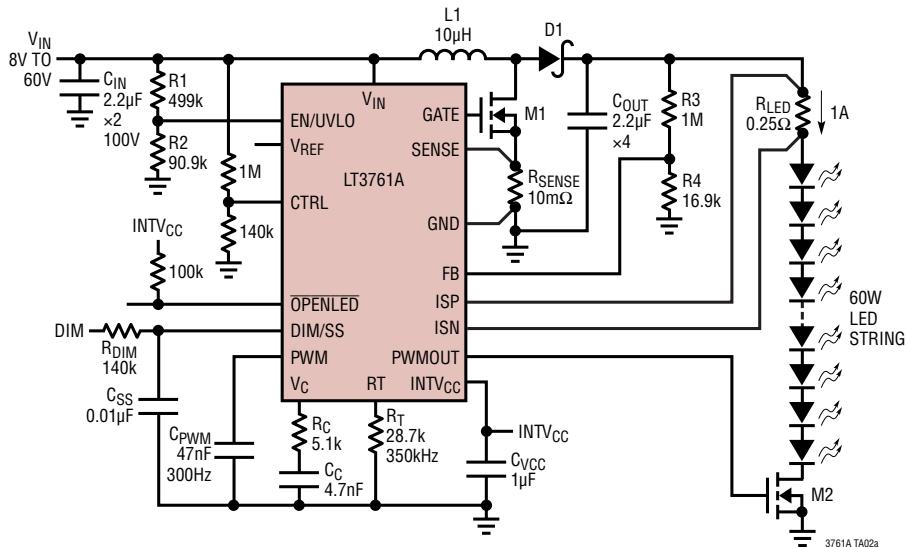


図11.「標準的応用例」セクションの自動車用ヘッドライト向け昇圧型LEDドライバの簡略2層レイアウト

標準的応用例

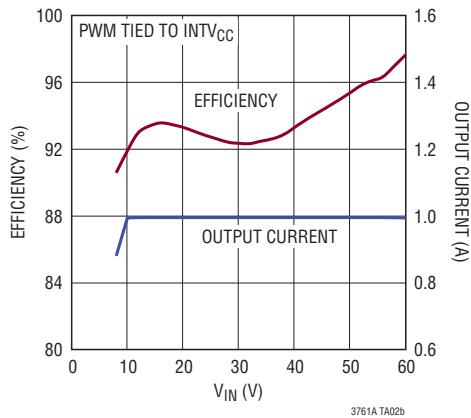
PWM調光比が25:1で効率が94%の自動車用ヘッドランプ向け昇圧型LEDドライバ



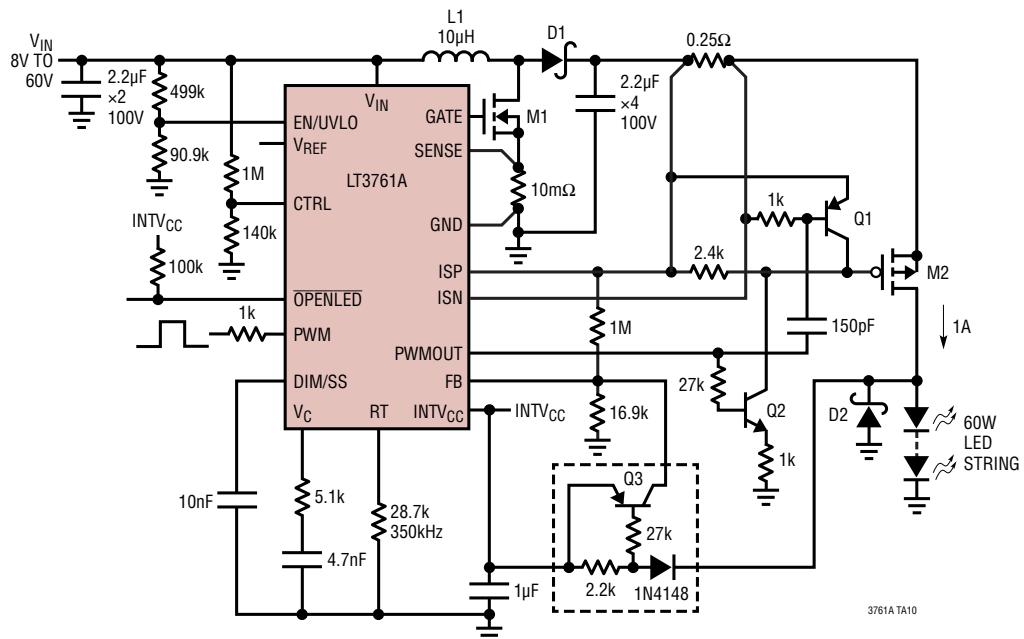
M1: INFINEON BSC123N08NS3-G
D1: DIODES INC PDS5100
L1: COILTRONICS HC9-100-R
M2: VISHAY SILICONIX Si2328DS
 C_{OUT}, C_{IN} : MURATA GRM42-2X7R225K100R

SEE SUGGESTED LAYOUT FIGURE 7

昇圧型の効率および出力電流と V_{IN}



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)

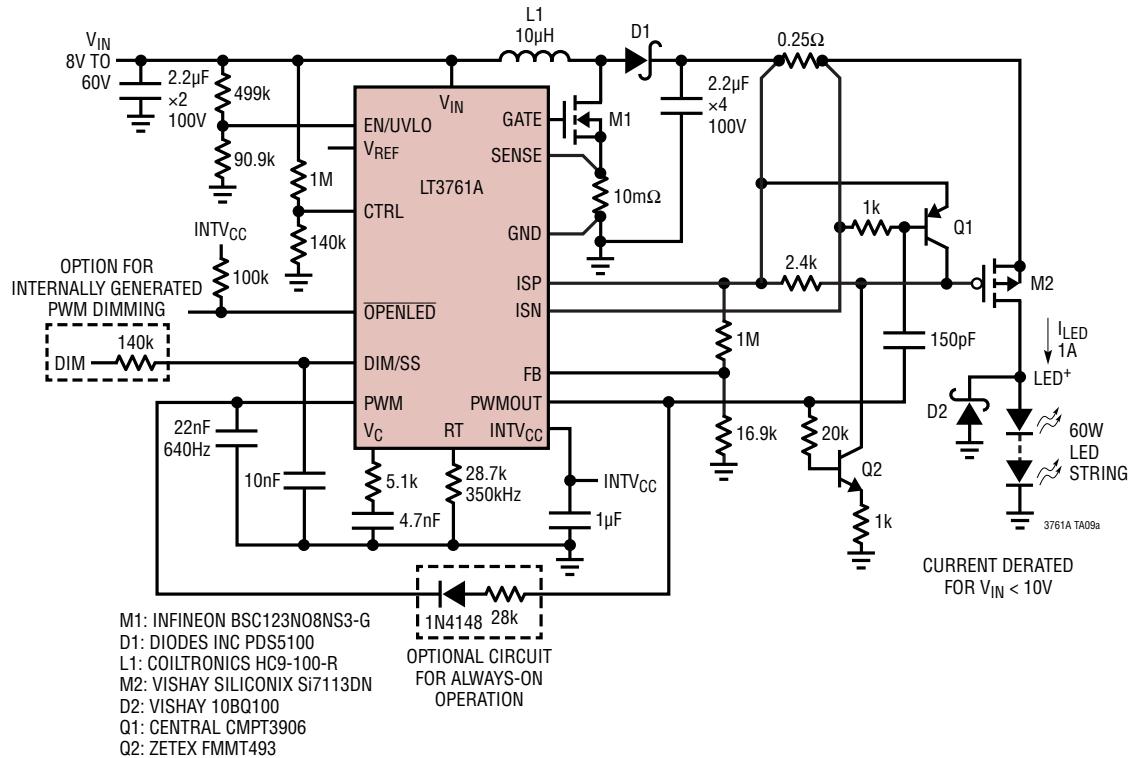


M1: INFINEON BSC123N08NS3-G
D1: DIODES INC PDS5100
L1: COILTRONICS HC9-100-R
M2: VISHAY SILICONIX Si7113DN
D2: VISHAY 10BQ100
Q1, Q3: CENTRAL CMPT3906
Q2: ZETEX FMMT493

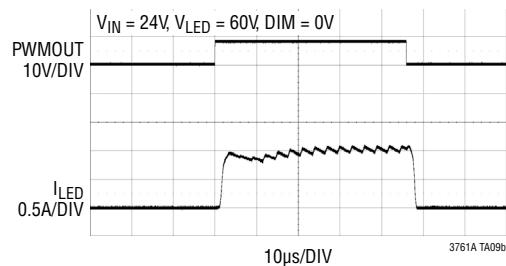
3761af

標準的応用例

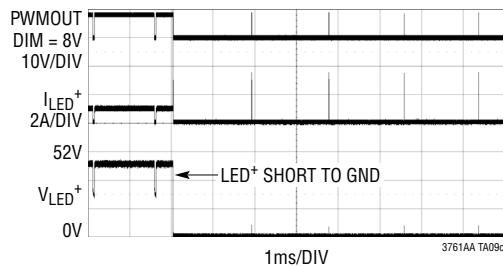
出力短絡保護回路を備えた昇圧型LEDドライバ(PWM信号を内部で発生させた場合)



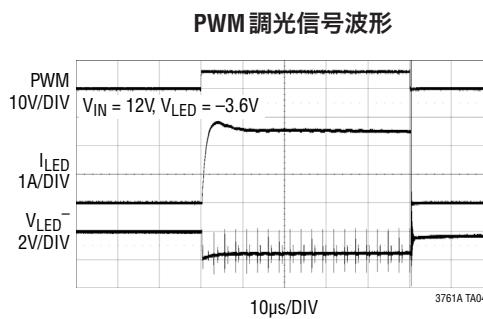
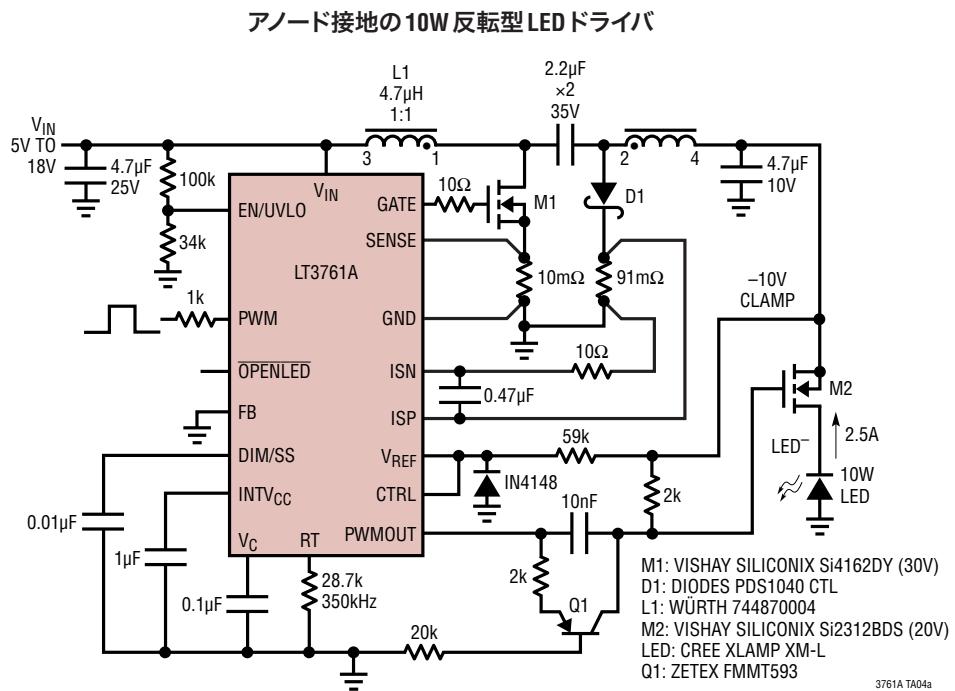
高電位側切断スイッチの内部で発生させた PWM調光信号波形



一時中断モード動作を示す出力短絡時の波形 (PWM信号を内部で発生させた場合)

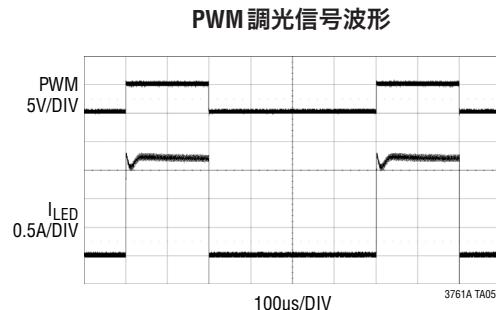
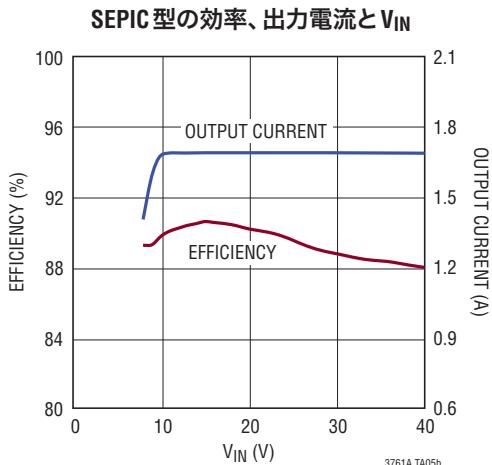
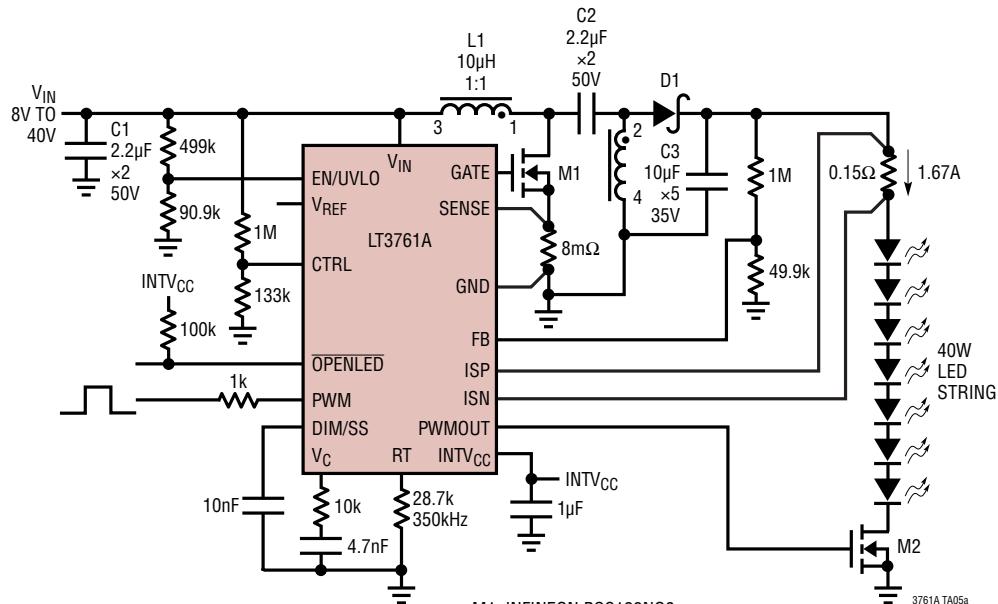


標準的応用例



標準的応用例

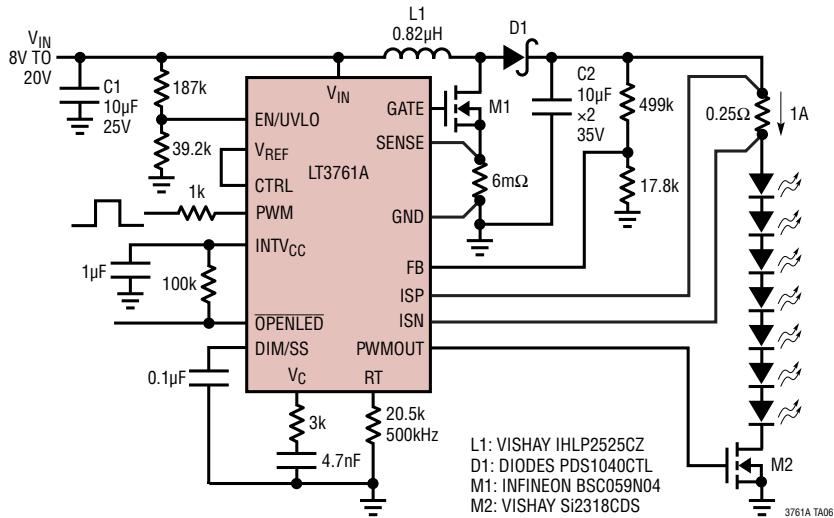
40W SEPIC型LEDドライバ



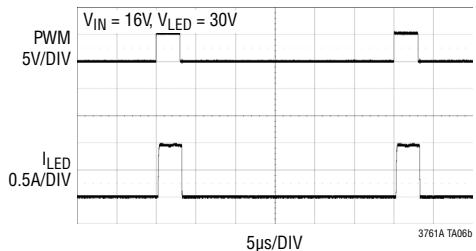
LT3761A

標準的応用例

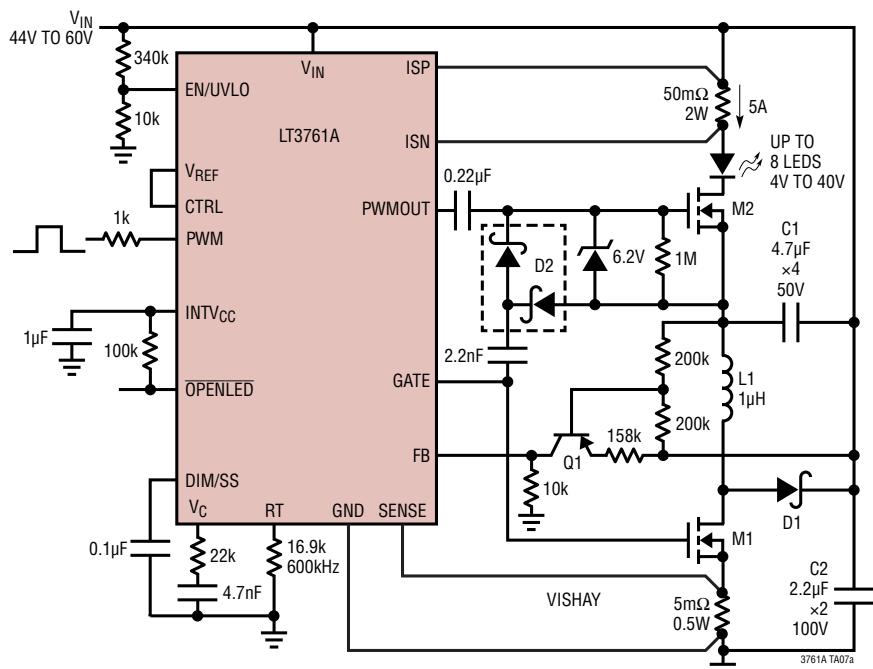
30kHz PWM調光用の昇圧型LEDドライバ



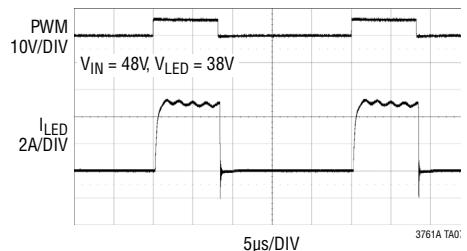
昇圧モードでのPWM調光信号波形



40kHz PWM調光用の降圧モード5A LEDドライバ



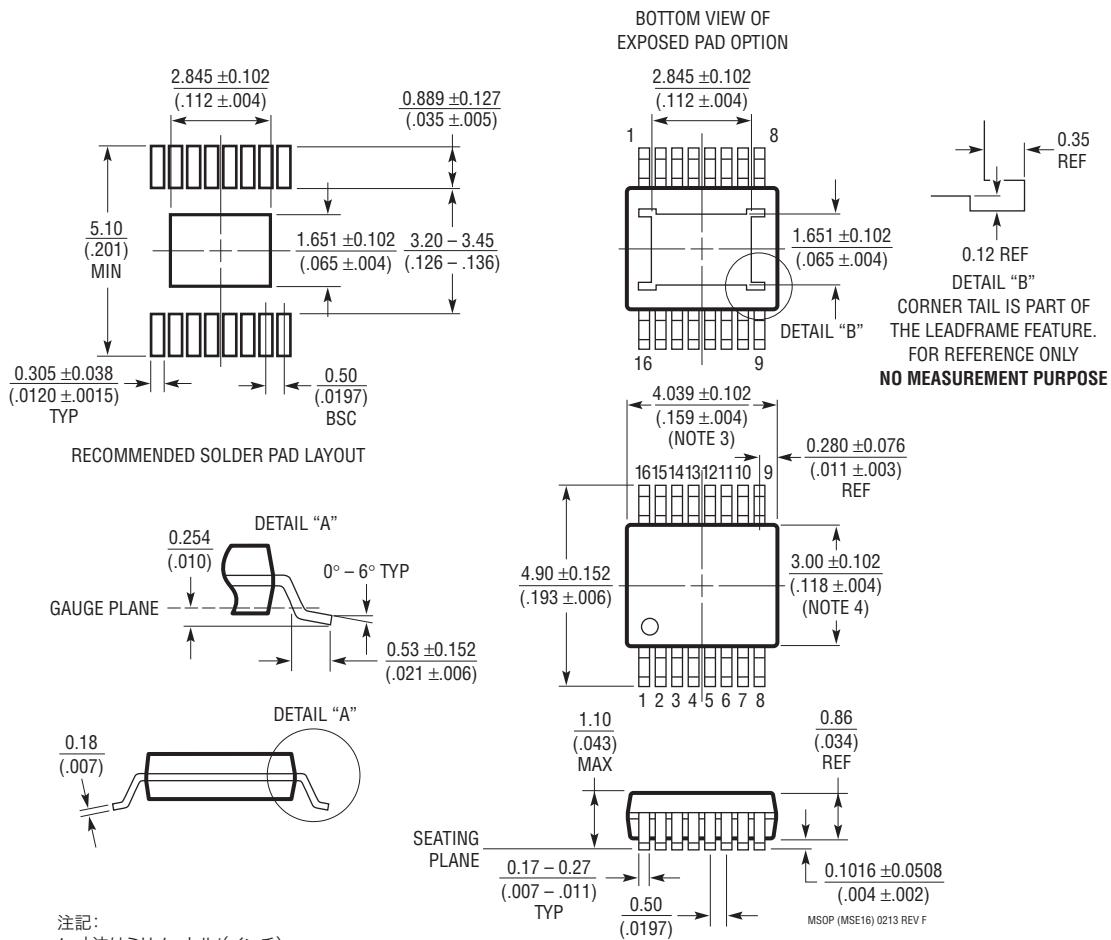
降圧モードでのPWM調光信号波形



パッケージ寸法

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT3761A#packaging> を参照してください。

MSE Package
16-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad
 (Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev F)



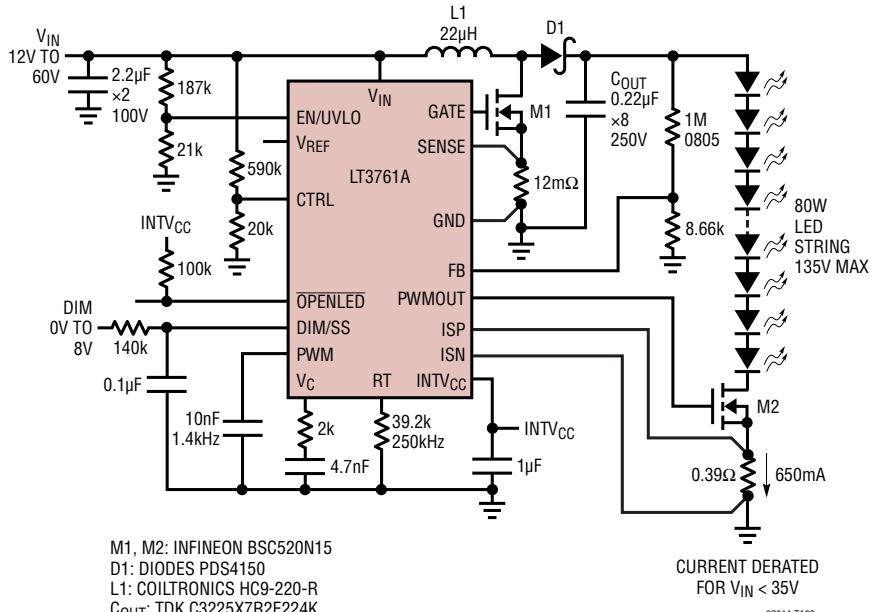
注記:

- 寸法はミリメートル/(インチ)
- 図は実寸とは異なる
- 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
- 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
- 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
- 露出パッドの寸法には、モールドのバリを含む。E-PAD上のモールドのバリは、各サイドで0.254mm(0.010")を超えないこと

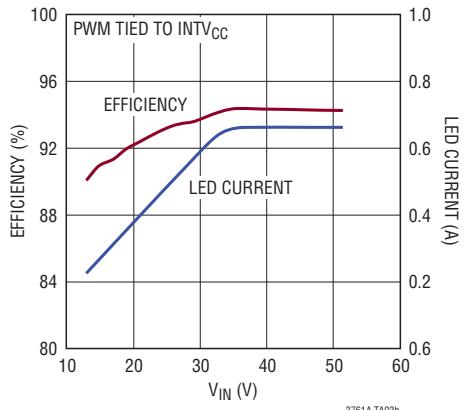
LT3761A

標準的応用例

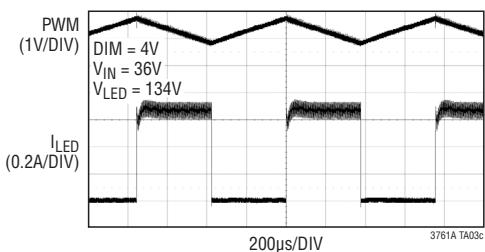
内部で発生させた25:1のPWM調光信号を使用する80W高電圧の昇圧型LEDドライバ



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
LT3761	3000:1の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～60V、V _{OUT} (MAX)=75V、3000:1のPWM調光、I _{SD} <1μA、MSOP-16Eパッケージ
LT3755/LT3755-1/ LT3755-2	3000:1のPWM調光機能を備えた高電位側40V、1MHz LEDコントローラ	V _{IN} :4.5V～40V、V _{OUT} (MAX)=75V、3000:1のPWM調光、I _{SD} <1μA、3mm×3mm QFN-16およびMSOP-16Eパッケージ
LT3756/LT3756-1/ LT3756-2	3000:1の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PWM調光、I _{SD} <1μA、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～100V、V _{OUT} (MAX)=100V、3000:1のPWM調光、I _{SD} <1μA、TSSOP-28Eパッケージ
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、PWM調光=3000:1、I _{SD} <1μA、5mm×6mm QFN-36パッケージ
LT3754	60V、1MHz昇圧16チャネル40mA LEDドライバ、3000:1のPWM調光および2%電流整合	V _{IN} :4.5V～40V、V _{OUT} (MAX)=60V、PWM調光=3000:1、I _{SD} <1μA、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～30V、V _{OUT} (MAX)=45V、3000:1のPWM調光、I _{SD} <1μA、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～36V、V _{OUT} (MAX)=40V、3000:1のPWM調光、I _{SD} <1μA、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～60V、V _{OUT} の範囲:0V～60V、PWM調光、アナログ調光=100:1、I _{SD} <1μA、TSSOP-38Eパッケージ