

指数PWMを使用しスケーラブルな調光機能を持つ 100V_{IN}/120V_{OUT} LED コントローラ

特長

- 128:1の指数PWM調光機能を内蔵
- 2個のピンによる乗算アナログ調光
- スペクトラム拡散周波数変調内蔵
- 20,000:1の外部PWM調光(100Hz)
- レールtoレールのLED電流検出:0V~120V
- LED電流レギュレーション:±2%
- 出力電圧レギュレーション:±2%
- LED短絡/開放保護および通知
- 広い入力電圧範囲:5V~100V
- PWMおよび出力切断用のPMOSスイッチ・ドライバ
- 定電圧および定電流レギュレーション
- 調整可能スイッチング周波数範囲:最大2MHz
- V_{IN}が調整可能なヒステリシス付きUVLO
- 側面からハンダ付け可能な20ピン3mm×4mm QFNパッケージ
- オートモーティブ・アプリケーション向けのAEC-Q100に適合

アプリケーション

- 高電圧LEDアプリケーション
- 自動車のヘッド・ライト/ランニング・ライト
- 高精度の電流制限電圧レギュレータ

概要

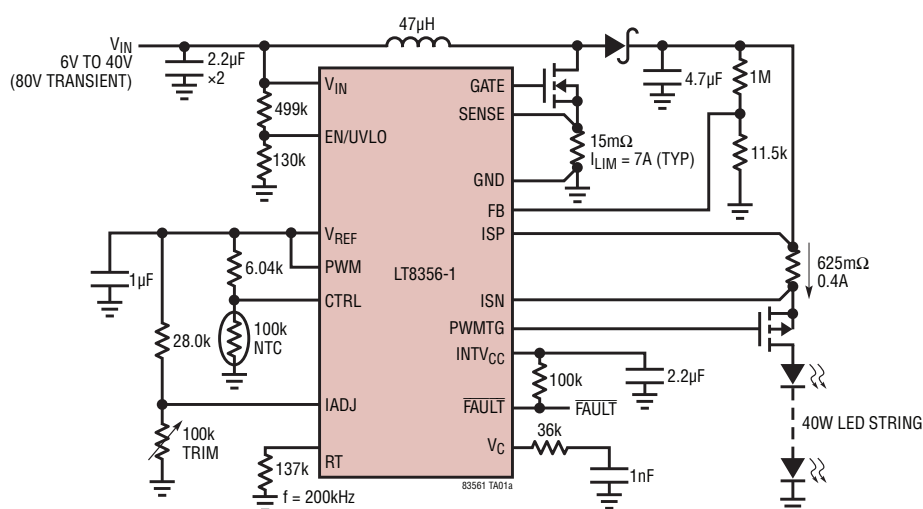
LT[®]8356-1は、大電流LEDを駆動するために設計されたDC/DCコントローラです。固定周波数の電流モード・アーキテクチャにより、広い範囲の電源電圧および出力電圧において安定した動作を実現します。電圧帰還ピンは複数のLED保護機能の入力として機能し、そのためコンバータを定電圧源として動作させることができます。LT8356-1は、昇圧、バッテリー電圧への昇圧、降圧モード、SEPIC、およびフライバックの各LEDドライバを実装できます。

LT8356-1は、負荷の高電圧側または低電圧側の出力電流を検出します。CTRL入力とIADJ入力の積により出力電流のアナログ・プログラミングが行えます。PWM入力およびPWMTGハイ・サイドPMOSドライバが、高精度の時間ベースLED調光機能を可能とします。外部デジタル信号で駆動している場合、PWM入力は100Hzで最大20,000:1のLED調光比を実現します。定電圧で駆動している場合は、PWM入力により、内部生成された高精度な指数スケールでの128の調光比(0.78%~100%)の1つが選択されます。

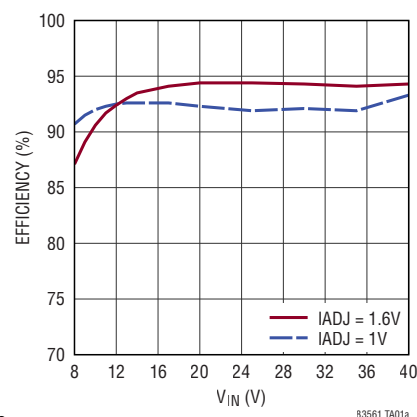
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。米国特許7199560、7321203、7746300、8116045により保護されています。

標準的応用例

熱ディレーティングを備え調整機能を持つ40W昇圧LEDドライバ



効率とV_{IN}の関係

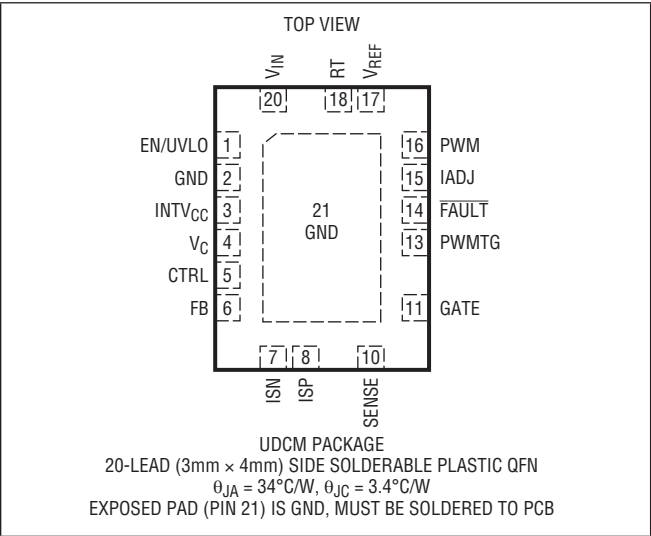


LT8356-1

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN}	100V
EN/UVLO	100V
ISP および ISN	120V
ISP-ISN	$\pm 1V$, (Note 2)
CTRL, IADJ, PWM, FB	15V
FAULT	40V
INTV _{CC}	$V_{IN} + 0.3V$, 8V
SENSE	0.5V
RT, GATE, PWMTG	(Note 3)
V_C および V_{REF}	(Note 3)
動作ジャンクション温度範囲 (Note 4, 5)	
LT8356I-1	-40°C ~ 125°C
保管温度範囲	-65°C ~ 150°C
リード温度 (ハンダ処理、10 秒)	300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング	パッケージの説明	温度範囲
オートモーティブ製品*				
LT8356IUDCM-1#WPBF	LT8356IUDCM-1#WTRPBF	LHNV	20ピン (3mm × 4mm) プラスチック QFN	-40°C ~ 125°C

更に広い動作温度範囲で仕様規定されたデバイスについては弊社までお問い合わせください。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは指定された販売チャンネルを通じて500個単位のリールで供給され、製品番号末尾に「#TRMPBF」という記号が付いています。

*このデバイスの各バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう管理された製造工程により提供されています。これらのモデルは末尾に#Wという記号を付けて指定されます。オートモーティブ・アプリケーション向けには、上記のオートモーティブ・グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデル固有のオートモーティブ信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイスまでお問い合わせください。

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は $T_A = 25^{\circ}C$ での値です (Note 3)。特に指定のない限り、 $V_{IN} = EN/UVLO = 12V$, $ISP = ISN = 60V$, $CTRL = IADJ = 2V$, $PWM = INTV_{CC}$, $FB = 1V$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Range		●	5		100	V
Input (V _{IN}) Quiescent Current	PWM = 0V			3		mA
Input (V _{IN}) Shutdown Current	EN/UVLO = 0V EN/UVLO = 1.1V, EN/UVLO Rising			0 12	6 20	μA μA
EN/UVLO Shutdown Threshold	EN/UVLO Falling	●	1.150	1.250	1.350	V
EN/UVLO Rising Hysteresis	EN/UVLO Rising			60		mV
EN/UVLO Pin Current (Device Off)	EN/UVLO = 1.1V, EN/UVLO Rising			2.3		μA
EN/UVLO Pin Current (Device On)	EN/UVLO = 1.35V			0		μA

電氣的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値です (Note 3)。特に指定のない限り、 $V_{IN} = \text{EN}/\text{UVLO} = 12\text{V}$ 、 $\text{ISP} = \text{ISN} = 60\text{V}$ 、 $\text{CTRL} = \text{IADJ} = 2\text{V}$ 、 $\text{PWM} = \text{INTV}_{\text{CC}}$ 、 $\text{FB} = 1\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Internal Voltage Regulator						
INTV _{CC} Regulation Voltage	PWM = 0V, $12\text{V} < V_{IN} < 100\text{V}$, $I_{\text{INTVCC}} = 1\text{mA}$		7.35	7.5	7.65	V
INTV _{CC} Line Regulation	PWM = 0V, $10 < V_{IN} < 100\text{V}$			0.75	3.0	mV/V
INTV _{CC} Load Regulation	PWM = 0V, $1\text{mA} < I_{\text{INTVCC}} < 30\text{mA}$			2.25	4.5	mV/mA
INTV _{CC} Current Limit	PWM = 0V, $V_{IN} = 12\text{V}$, $\text{INTV}_{\text{CC}} = 7\text{V}$		65	90	115	mA
	PWM = 0V, $V_{IN} = 100\text{V}$, $\text{INTV}_{\text{CC}} = 7\text{V}$		45	60	75	mA
INTV _{CC} Dropout Voltage	PWM = 0V, $V_{IN} = 7.5\text{V}$, $I_{\text{LOAD}} = 10\text{mA}$			150		mV
INTV _{CC} Undervoltage Lockout Threshold	PWM = 0V, INTV _{CC} Falling			4.3		V
V _{REF} Voltage	$I_{\text{VREF}} = 0.5\text{mA}$	●	1.96	1.99	2.02	V
V _{REF} Load Regulation	$I_{\text{VREF}} = 0.1\text{mA}$ to 1mA			5	8	mV/mA
V _{REF} Current Limit	$V_{\text{REF}} = 1.8\text{V}$		4	6	8	mA
Current Regulation (Note 6)						
ISP, ISN Common Mode Voltage Range		●	0		110	V
LED Current Sense Threshold ($V_{\text{ISP}} - V_{\text{ISN}}$)	CTRL = 2V, IADJ = 2V (100%), ISP = 100V	●	245	250	255	mV
	CTRL = 1V, IADJ = 2V (50%), ISP = 100V	●	120	125	130	mV
	CTRL = 0.6V, IADJ = 2V (10%), ISP = 100V	●	20	25	30	mV
	CTRL = 2V, IADJ = 2V (100%), ISN = 0V		240	250	260	mV
LED Current Sense Threshold ($V_{\text{ISP}} - V_{\text{ISN}}$)	CTRL = 2V, IADJ = 1V (50%), ISP = 100V	●	118	125	134	mV
SENSE Current Limit Threshold	50% Duty Cycle at GATE (Note 7)	●	95	105	115	mV
CTRL Off Threshold (Falling)		●	280	300	320	mV
CTRL Off Hysteresis				30		mV
IADJ Off Threshold (Falling)				500		mV
IADJ Off Hysteresis				20		mV
CTRL Pin Current	Current Out of Pin, CTRL = 0V			20		nA
IADJ Pin Current	IADJ = 1.5V			0		nA
ISP, ISN Pin Current (Combined)	PWM = INTV _{CC} , ISP = 100V (Active)			600		μA
	PWM = 0V, ISP = 100V (Standby)			20	25	μA
Error Amp Transconductance	CTRL = 2V, IADJ = 2V (Full-Scale)			65		μS
Error Amp Output Resistance				15		MΩ
Output Voltage Regulation						
FB Regulation Voltage (V_{FB})	CTRL = 2V, IADJ = 2V		1.188	1.200	1.212	V
	CTRL = 2V, IADJ = 2V	●	1.176	1.200	1.224	V
FB Pin Current	Current Out of Pin, $V_{\text{FB}} = 1.18\text{V}$			20		nA
FB Amplifier Transconductance				380		μS
Oscillator						
Programmed Switching Frequency (f_{SW})	$R_T = 8.66\text{k}\Omega$		1800	1950	2100	kHz
	$R_T = 63.4\text{k}\Omega$	●	380	400	420	kHz
	$R_T = 137\text{k}\Omega$		185	200	215	kHz
Spread Spectrum Frequency Range			100		125	% f_{SW}
Minimum Off-Time	$R_T = 63.4\text{k}\Omega$	●	40	60	80	ns

電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値です (Note 3)。特に指定のない限り、 $V_{IN} = \text{EN}/\text{UVLO} = 12\text{V}$, $\text{ISP} = \text{ISN} = 60\text{V}$, $\text{CTRL} = \text{IADJ} = 2\text{V}$, $\text{PWM} = \text{INTV}_{\text{CC}}$, $\text{FB} = 1\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum On-Time	$C_{\text{GATE}} = 3.3\text{nF}$, $R_T = 63.4\text{k}\Omega$ (Note 8) $C_{\text{GATE}} = 10\text{nF}$, $R_T = 63.4\text{k}\Omega$ (Note 8)		100 180		ns ns
External NMOS Power Switch Driver					
Pull-Up Device On-Resistance			5		Ω
Pull-Down Device On-Resistance			3		Ω
GATE Rise Time (Note 9)	$C_{\text{GATE}} = 3.3\text{nF}$, 10% to 90%		45		ns
GATE Fall Time (Note 9)	$C_{\text{GATE}} = 3.3\text{nF}$, 90% to 10%		40		ns
External PMOS Driver					
PWMTG ON Voltage ($V_{\text{ISP}} - V_{\text{PMTG}}$)	$V_{\text{ISP}} = 100\text{V}$	7.5	8.5	9.5	V
PWMTG OFF Voltage ($V_{\text{ISP}} - V_{\text{PMTG}}$)	$V_{\text{ISP}} = 100\text{V}$		0	0.3	V
PWMTG Turn-On Time	$C_L = 470\text{pF}$, $V_{\text{ISP}} = 100\text{V}$		150		ns
PWMTG Turn-Off Time	$C_L = 470\text{pF}$, $V_{\text{ISP}} = 100\text{V}$		180		ns
Fault Detection					
FB LED Open Threshold	$V_{\text{ISP}} - V_{\text{ISN}} = 0\text{V}$, FB rising	1.116	1.140	1.164	V
FB Overvoltage Threshold	FB rising	1.235	1.260	1.285	V
FB Shorted LED Threshold	FB Falling		300	330	mV
LED Overcurrent Protection Threshold ($V_{\text{ISP}} - V_{\text{ISN}}$)		610	670	730	mV
		450		850	mV
FAULT Pins Pull-Down Current	$V_{\text{FAULT}} = 0.3\text{V}$, $V_{\text{FB}} = 1.3\text{V}$	0.5			mA
FAULT Pin Leakage Current	$V_{\text{FAULT}} = 40\text{V}$, $V_{\text{FB}} = 0.7\text{V}$			100	nA
Internal PWM Generator					
PWM Pin Voltage for Max Duty Ratio			1.5		V
PWM Pin Voltage for Min Duty Ratio			0.5		V
PWM Off Threshold (Falling)			0.4		V
PWM On Threshold (Rising)			1.6		V
Minimum Duty Ratio	$V_{\text{PWM}} = 0.5\text{V}$, $R_T = 63.4\text{k}\Omega$		0.78		%
Maximum Duty Ratio	$V_{\text{PWM}} = 1.5\text{V}$, $R_T = 63.4\text{k}\Omega$		100		%
PWM Voltage Step per Duty Ratio Setting	(Note 9)		7.8		mV
PWM Pin Current	$\text{PWM} = 1\text{V}$		0		nA
PWM Clock Frequency			$f_{\text{SW}}/1000$		Hz
Fraction of V_{REF} for 10% Duty	$R_T = 63.4\text{k}\Omega$		$0.511 V_{\text{REF}}$		V

Note 1: 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性と寿命に影響を与えることがあります。

Note 2: $\text{ISP} - \text{ISN}$ は徐々に 1V を超える可能性があります。 $\text{ISP} - \text{ISN}$ が 10V を上回る時間が 1ms を超えないようにしてください。

Note 3: PMTG , R_T , V_{REF} , V_C または GATE の各ピンには正または負の電圧を印加しないでください。印加すると、デバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。これらのピンは、ピン機能のセクションおよびアプリケーション情報のセクションに指定されているとおりに使用してください。

Note 4: LT8356-1 は、 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ のジャンクション温度で性能仕様を満たすよう設計されています。ジャンクション温度が 125°C を超えると、動作寿命は定格値より短くなります。

Note 5: この IC には一時的な過負荷からデバイスを保護するための過熱保護機能が備わっています。この保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が最大定格を超えています。仕様に規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超える温度での連続動作は、デバイスの信頼性を損なったり、デバイスに恒久的な損傷を生じさせたりする可能性があります。

Note 6: LED の電圧および電流検出アンプの各パラメータは、 V_C を使用したサーボ・ループで測定されています。

Note 7: 非スイッチング・セットアップで試験され、設計により相関付けられています。

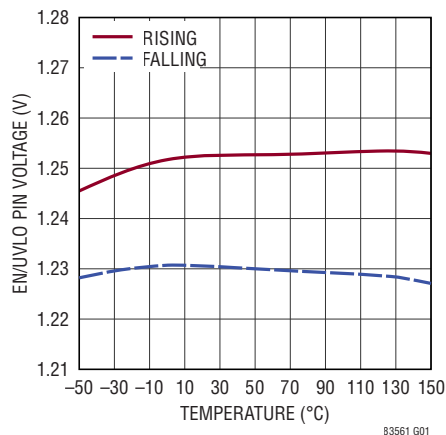
Note 8: $R_T = 63.4\text{k}\Omega$ で試験され、全 R_T について満たすよう設計されています。

Note 9: GATE の立上がり時間と立下がり時間および PWM ADC のステップ・サイズは、設計により性能を確保していますが、試験は行っていない。

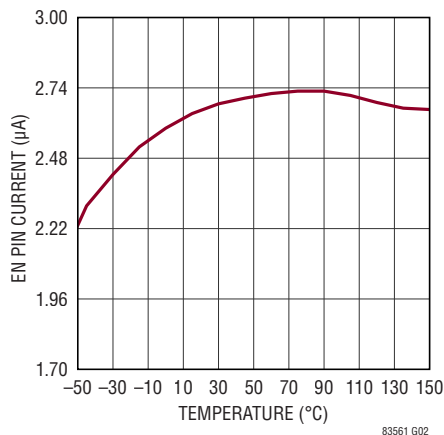
代表的な性能特性

特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

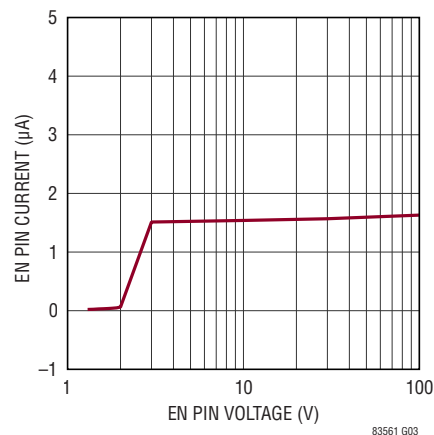
EN/UVLOの閾値と温度の関係



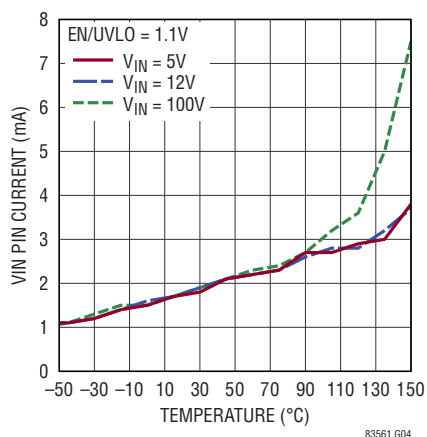
EN/UVLOのヒステリシス電流と温度の関係



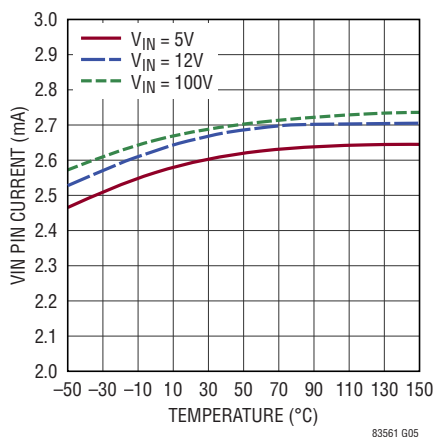
EN/UVLOの電流とターンオン閾値を超える電圧の関係



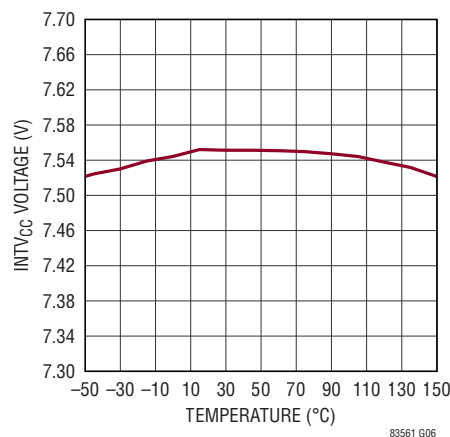
V_{IN} のシャットダウン電流と温度の関係



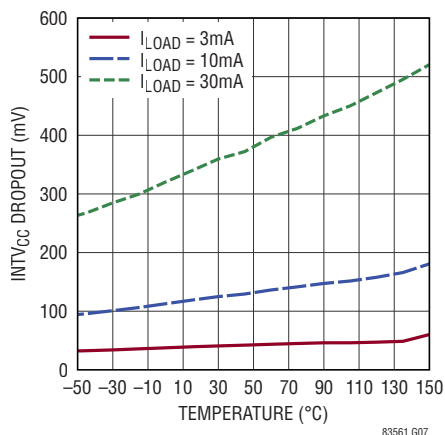
V_{IN} の静止電流と温度の関係



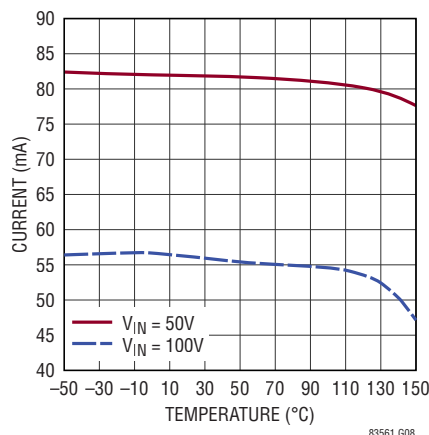
INTV_{CC}の電圧と温度の関係



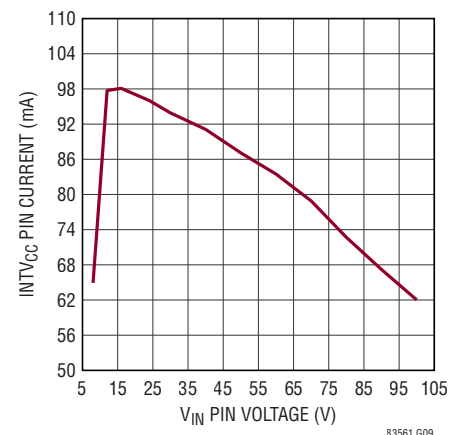
INTV_{CC}のドロップアウトと温度の関係



INTV_{CC}の電流制限と温度の関係



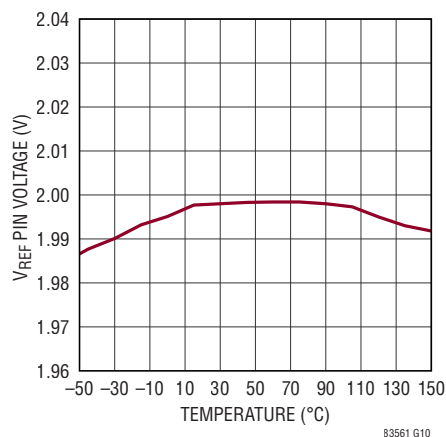
INTV_{CC}の電流制限とVINの関係



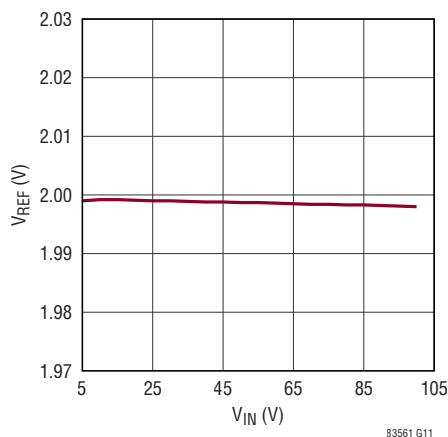
代表的な性能特性

特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

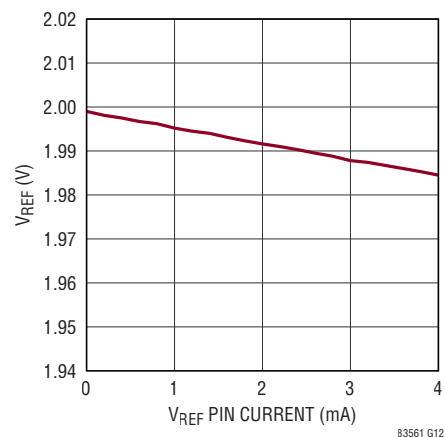
V_{REF} の電圧と温度の関係



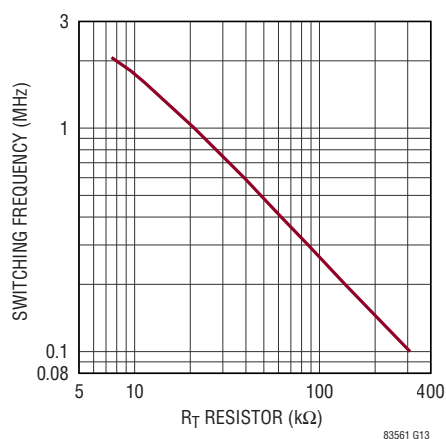
V_{REF} のライン・レギュレーション



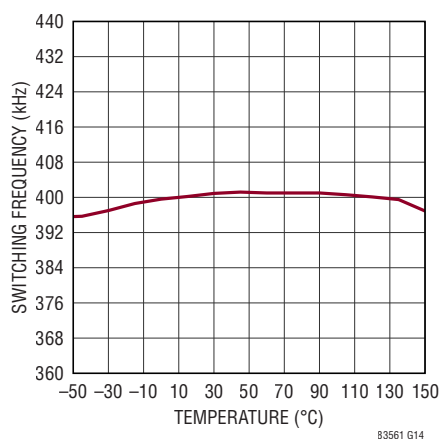
V_{REF} 負荷レギュレーション



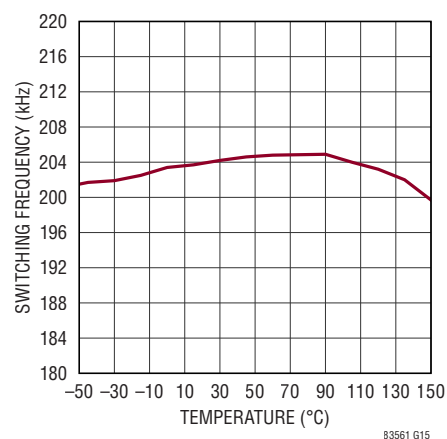
スイッチング周波数と R_T 抵抗値の関係



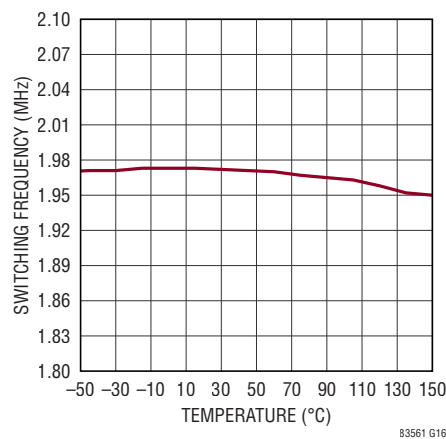
スイッチング周波数 (400kHz) と温度の関係



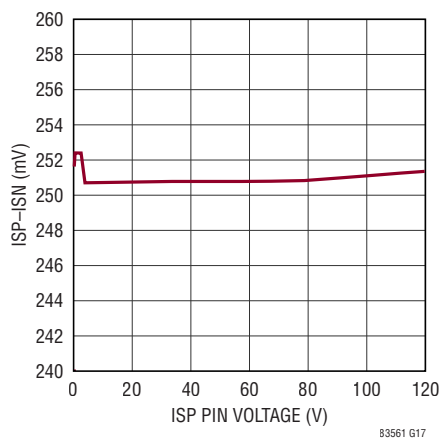
スイッチング周波数 (200kHz) と温度の関係



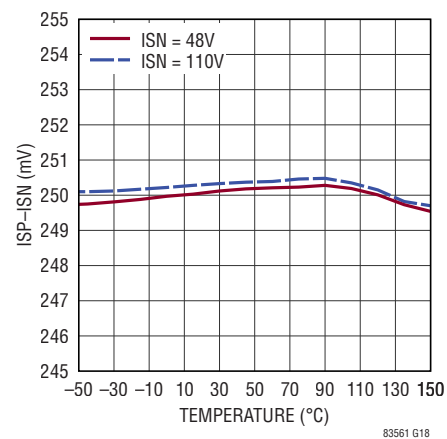
スイッチング周波数 (2MHz) と温度の関係



ISP- I_{SN} の電圧と ISP の電圧の関係



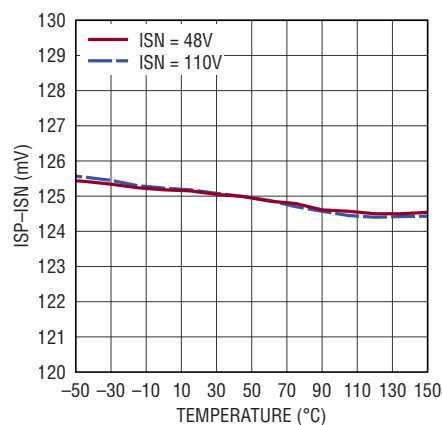
ISP- I_{SN} のフルスケール閾値と温度の関係



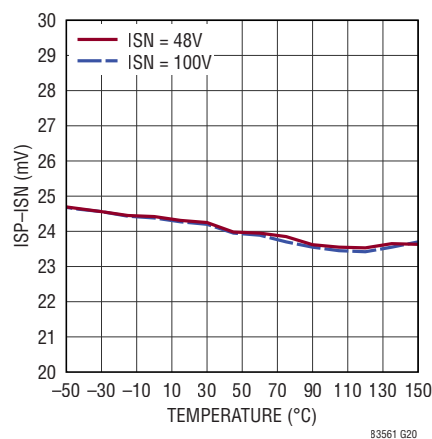
代表的な性能特性

特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

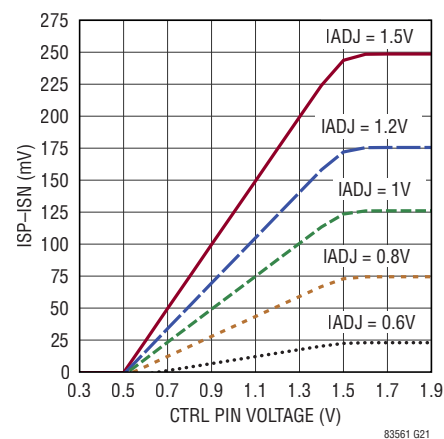
CTRL = 1VでのISP-ISNの閾値と温度の関係



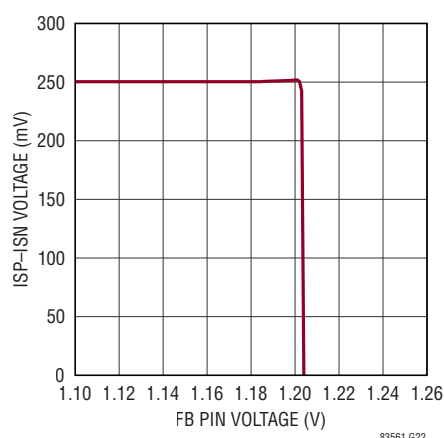
CTRL = 0.6VでのISP-ISNの閾値と温度の関係



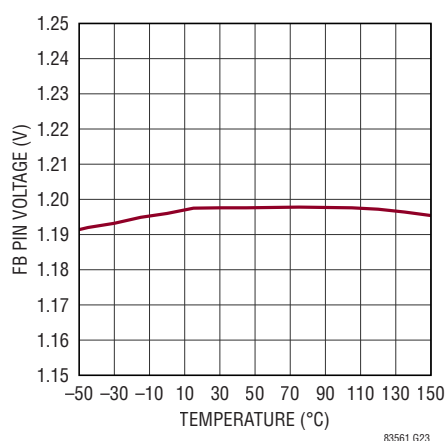
ISP-ISNの閾値とCTRL、IADJピンの電圧の関係



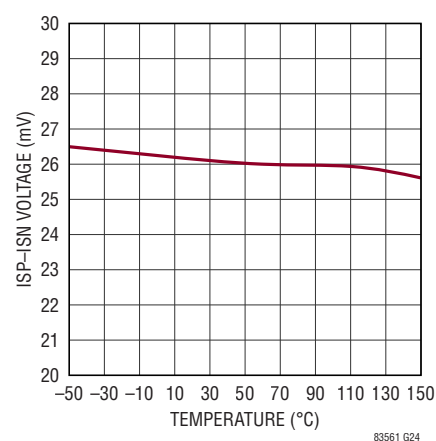
ISP-ISNの電圧とFBピンの電圧の関係



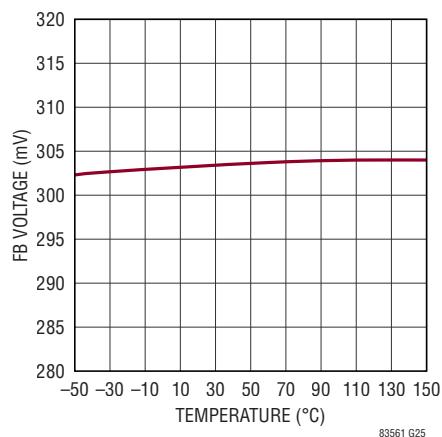
出力電圧レギュレーションと温度の関係



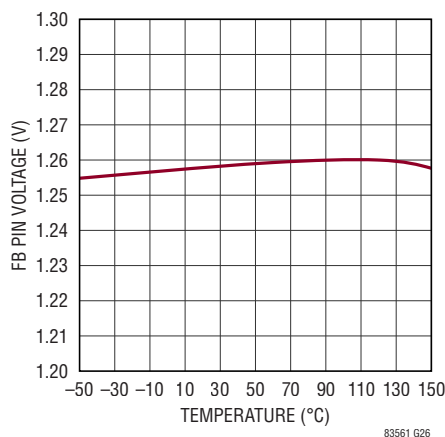
C/10 閾値と温度の関係



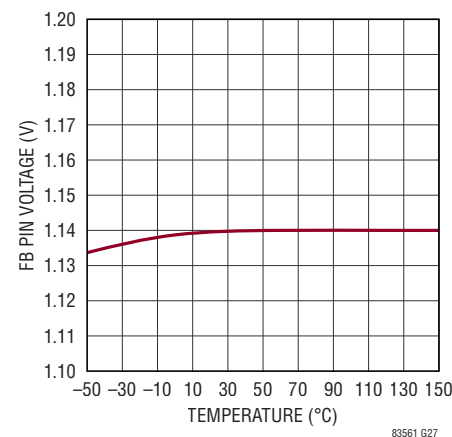
FB 短絡LED 閾値と温度の関係



FB 過電圧閾値と温度の関係



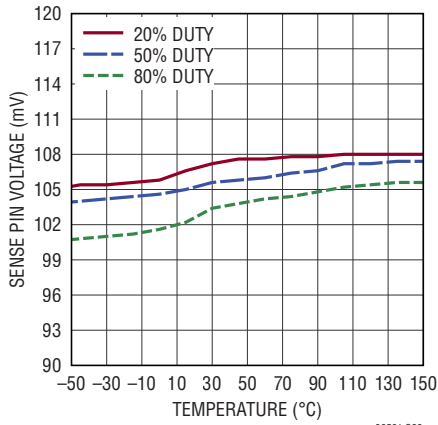
FB 開放LED 閾値と温度の関係



代表的な性能特性

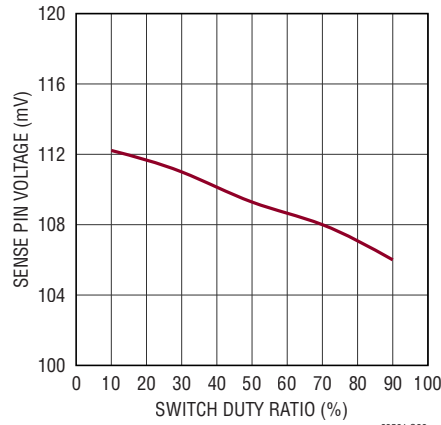
特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

SENSE の電流制限と温度の関係



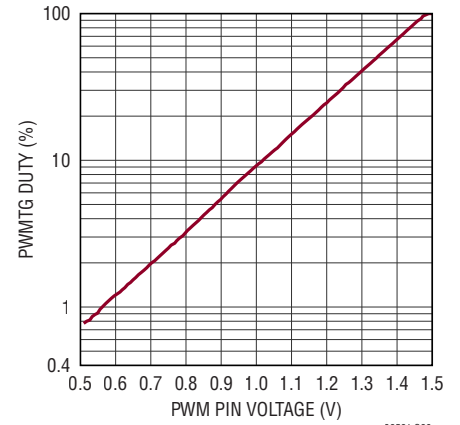
83561 G28

SENSE 電流制限値と
デューティ比の関係



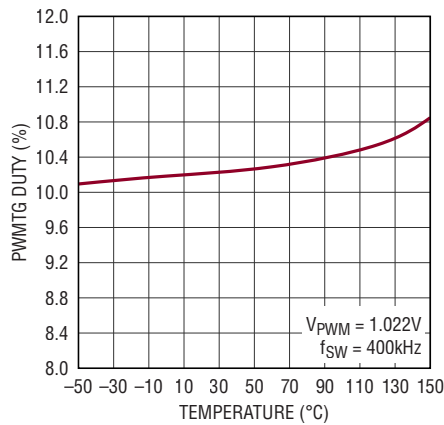
83561 G29

PWMTG のデューティ比と
PWM ピンの電圧の関係



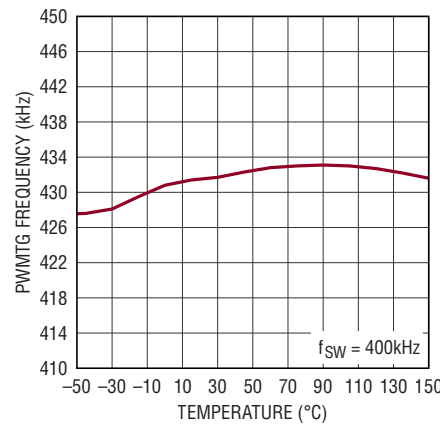
83561 G30

PWMTG のデューティ比と温度の関係



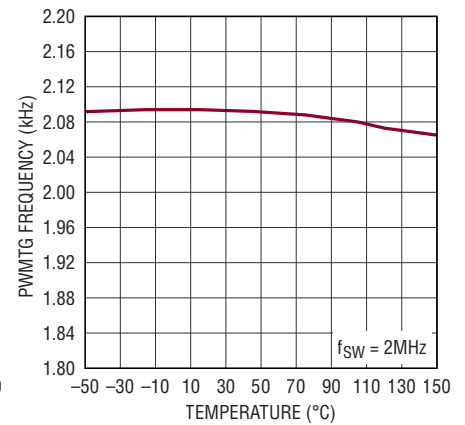
83561 G31

PWMTG の周波数と温度の関係



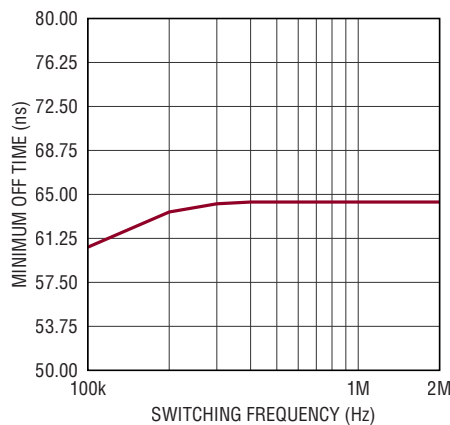
83561 G32

PWMTG の周波数と温度の関係



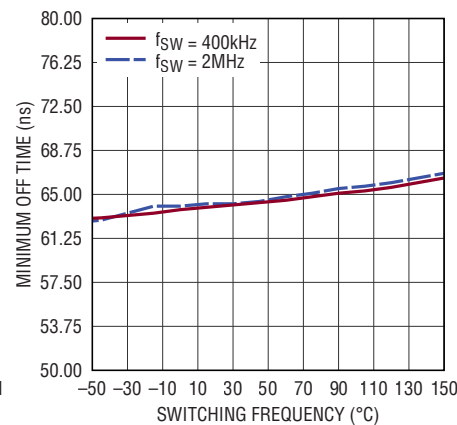
83561 G33

最小オフ時間とスイッチング周波数の
関係



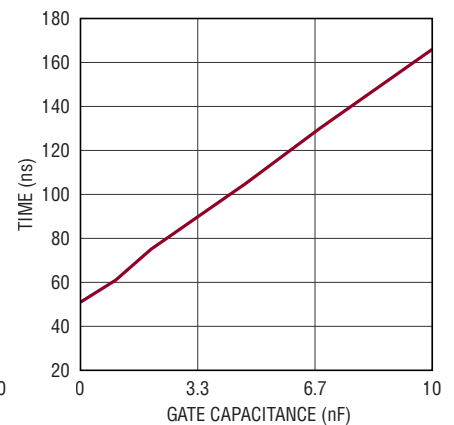
83561 G34

最小オフ時間と温度の関係



83561 G35

最小オン時間とゲート容量の関係

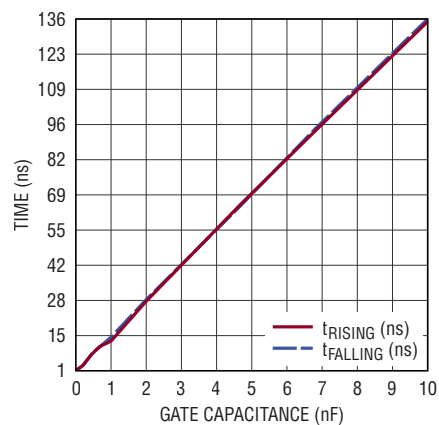


83561 G36

代表的な性能特性

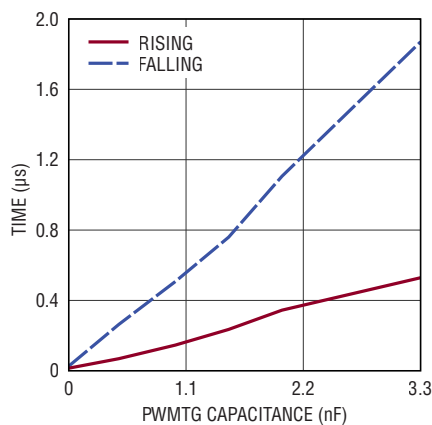
特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

GATE の立上がり／立下がり時間と
GATE の容量の関係



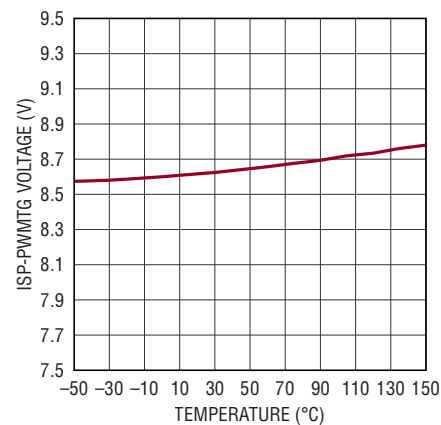
83561 G37

PWMTG ドライバの立上がり／
立下がり時間と PWMTG の容量の関係



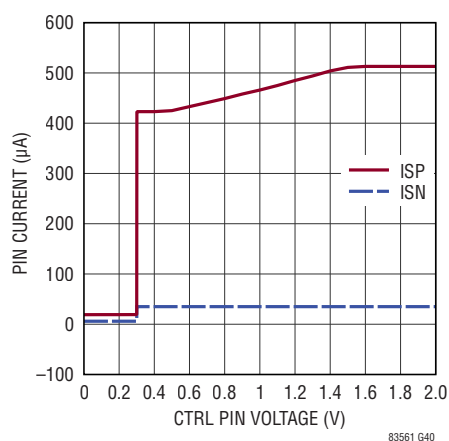
83561 G38

PWMTG のオン電圧と温度の関係



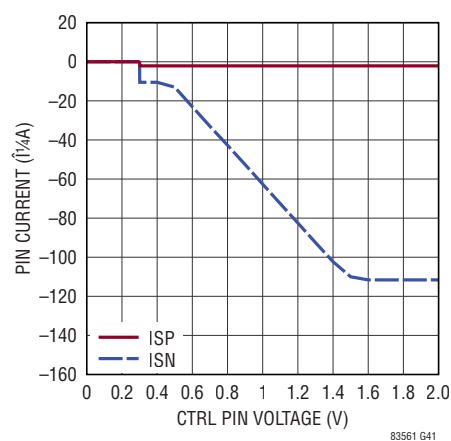
83561 G39

ISP/ISN ピンの電流と CTRL 電圧の関係 (ISP = 100V)



83561 G40

ISP/ISN ピンの電流と CTRL 電圧の関係 (ISN = 0V)



83561 G41

ピン機能

EN/UVLO (ピン1) : このピンの電圧が1.25V (代表値) を下回ると、スイッチングが停止しデバイスはシャットダウンします。1.25Vを超える値に戻る場合、約60mVのヒステリシスがあります。このピンを1.4Vを超えるロジック・レベルでハイに駆動するか、0.3Vを下回るロジック・レベルでローに駆動すると、単純なオン／オフ機能可以实现できます。または、抵抗分圧器を介して V_{IN} に接続すると、高精度の入力低電圧シャットダウン閾値を設定できます。

GND (ピン2、ピン21 露出パッド) : グラウンド。露出パッドはグラウンド・プレーンに直接ハンダ付けします。接地をピン2のみで行うことはしないでください。露出パッドが未接続のままにならないようにしてください。

INTV_{CC} (ピン3) : 内部回路が使用する電圧源。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続します。必要な最低容量は2.2μFですが、温度係数と電圧係数を考慮し、4.7μFを推奨します。INTV_{CC}の電圧の代表値は7.5Vで、通常は16V定格のコンデンサが適しています。このピンは外部負荷用の電源として使用することを意図したのではなく、これを特定の外部負荷に接続するとデバイス動作に影響を与える可能性があります。[アプリケーション情報](#)のセクションに記載した以外の目的でINTV_{CC}ピンを使用することは推奨しません。

V_C (ピン4) : 補償に使用する内部エラー・アンプ・ノード。このピンとグラウンドの間にコンデンサまたはRCネットワークを接続することでループを安定化できます。補償についての詳細は[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

CTRL, IADJ (ピン5、15) : PWM調光に対する2ピンのアナログ代替機能。CTRLとIADJを V_{REF} またはINTV_{CC}に接続すると R_{ILED} の電流をフルスケールに設定できます。CTRLピンとIADJピンの電圧が0.5V～1.5Vの範囲で変化する場合、CTRLピンとIADJピンの電圧オフセットの積により、 R_{ILED} の電流が $[(CTRL - 0.48V) \cdot (IADJ - 0.5V) - 0.02V] / (4R_{ILED})$ に設定されます。

FB (ピン6) : 出力電圧帰還ピン。このピンは出力電圧のレギュレーションや制限のために使用されます。このピンを出力電圧からの抵抗分圧器に接続します。FBの電圧が1.2V (代表値) に達すると、制御ループがスイッチ電流を減少させ、FBが1.2V付近にとどまるよう出力電圧をレギュレーションします。FBの電圧が1.26V (代表値) を超えると、PWMTGがハイに駆動されスイッチングは一時的に停止します。ソフ

トスタートの終了後、FBの電圧が300mV (代表値) 未満に低下した場合、PWMTGはハイに駆動され、ソフトスタートがリセットされ、スイッチングは停止します。冷却期間が終了すると、デバイスはソフトスタートを再開します。一般的なアプリケーション向けのFBの使用に関する詳細は、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

ISN (ピン7) : このピンは、LED電流帰還検出抵抗 R_{ILED} のロー・サイドにケルビン接続します。CTRL > 1.5VかつIADJ > 1.5Vの場合、検出抵抗 R_{ILED} を流れる電流は250mV/ R_{ILED} です。CTRLピンとIADJピンの電圧が0.5V～1.5Vの範囲で変化する場合、この値は $(CTRL - 500mV) \cdot (IADJ - 500mV) / 4R_{ILED}$ の式に従って変化します。

ISP (ピン8) : このピンは、LED電流帰還検出抵抗 R_{ILED} のハイ・サイドにケルビン接続します。詳細についてはISNを参照してください。電圧差 $V_{ISP} - V_{ISN}$ が約670mV (代表値) を超えることがあった場合、スイッチングは停止し、PWMTGがハイになり負荷が切り離されてソフトスタートがリセットされます。冷却期間が終了すると、デバイスはソフトスタートを再開します。詳細については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

SENSE (ピン10) : このピンは、接地されたスイッチ電流検出抵抗の正側にケルビン接続します。同じ抵抗の負側はデバイスの露出パッドにケルビン接続します。詳細については、[アプリケーション情報](#)のセクションに記載するPCBレイアウト時のガイドラインおよび情報のガイドラインを参照してください。

GATE (ピン11) : 外部NMOSパワー・スイッチのゲート・ドライバ。このピンは、ソースがスイッチ電流検出抵抗に接続されたNMOSのゲートに接続します。

PWMTG (ピン13) : 外部直列PMOSスイッチ用のハイ・サイド・ゲート・ドライバ。このピンを使用すると、PWM調光用負荷やフォルト事象を切り離すことができます。PWMTGはPMOSゲートをISP-8.5V～ISP (代表値) の範囲に駆動し、LED負荷を切り離す必要がある場合に出力コンデンサからの残留電荷の流出を遮断すると共に、長期のPWMオフ期間の終了時に出力コンデンサを再充電する必要性から生じる長いトランジェントを抑止します。使用しない場合はオープンのままにします。PWMTGの電圧は、PMOSスイッチのゲートを保護するため、ISPの電圧より8.5V (代表値) 低い値に制限されます。

ピン機能

FAULT (ピン14) : LED 短絡、LED 開放、過電圧フォルト、過電流フォルトを指示する、オープンドレイン・フォルト指示ピン。このピンは、100k の抵抗を介して INTV_{CC} または 40V 未満の電源に接続します。あるいは、これをオープンドレイン信号として使用します。LT8356-1 はこのピンをローに引き下げることで、レポートされたすべてのフォルト・イベントを通知します。

PWM (ピン16) : パルス幅変調 (PWM) 調光発生制御ピン。このピンにアナログ信号を接続すると、内蔵の指数 PWM 調光ジェネレータを使用できます。このピンの電圧が 0.5V ~ 1.5V の範囲にある場合、内蔵調光 PWM ジェネレータのデューティ比はこのピン電圧に従って変化します。PWM ピンの電圧が、 $f_{sw}/1000$ の周波数で多数の PWMTG サイクル分だけ継続して 0.5V ~ 1.5V の範囲で直線的に増加すると、PWM のデューティ比は指数関数的に増加します。オン電圧が 1.6V を上回りオフ電圧が 0.4V を下回る外部 PWM 信号

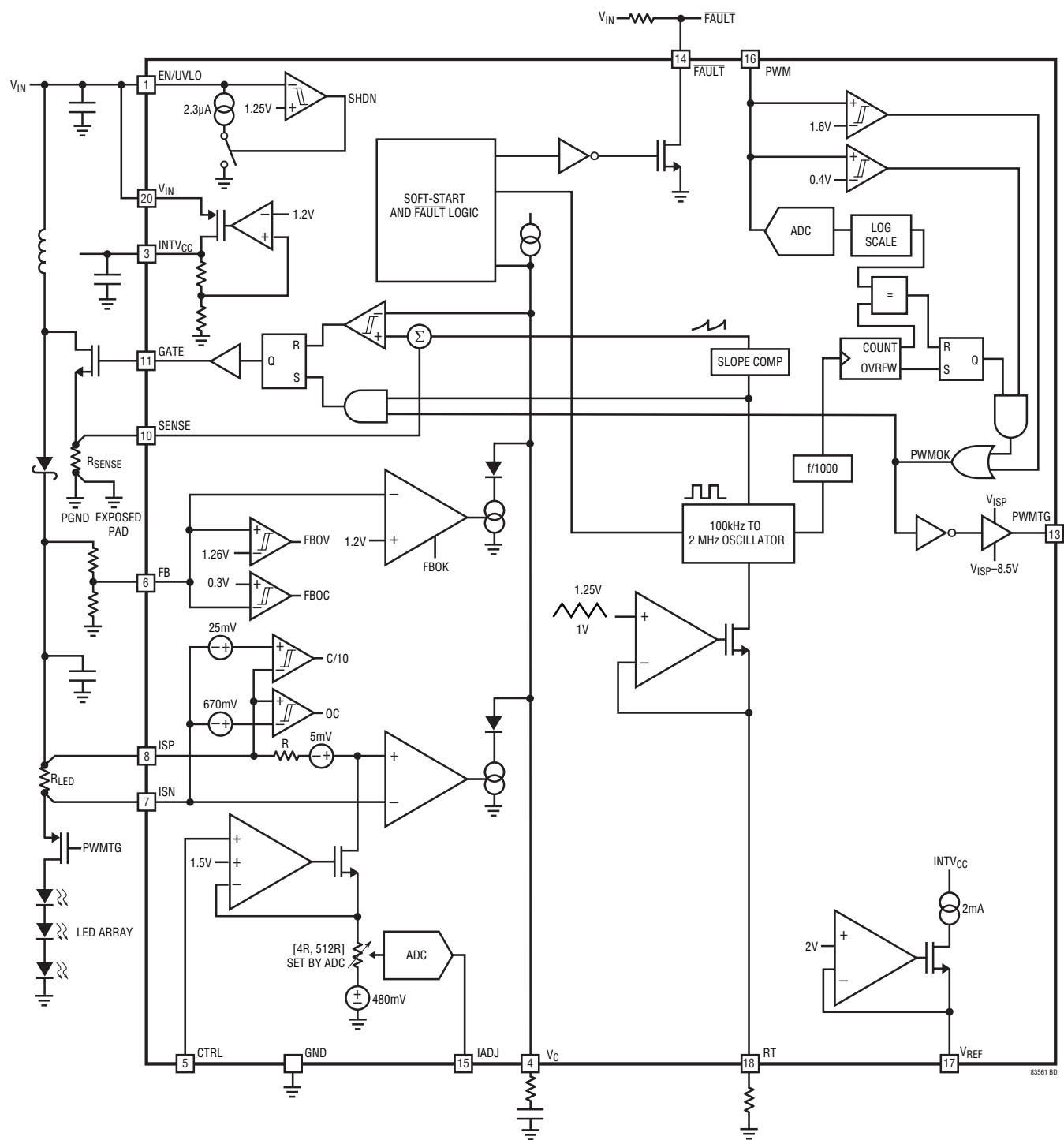
も、このピンを直接駆動します。PWM 調光を使用しない場合、このピンは INTV_{CC} または V_{REF} に接続します。

V_{REF} (ピン17) : 2V (代表値) のリファレンス電圧。室温で最大 2.5mA を供給できます。それは CTRL ピン、IADJ ピン、PWM ピンにわたって電圧を設定する抵抗ネットワークに便利です。局所的なバイパスを用いなくても出力は安定ですが、必要な場合は、このピンを 1 μ F のコンデンサを使用してグラウンドにバイパスします。負荷が接続されていない場合またはピンを使用しない場合は、フロートのままにします。

RT (ピン18) : このピンとグラウンドの間に抵抗を接続すると、スイッチング周波数および PWM 調光周波数を設定できます。このピンには抵抗以外は接続しないでください。デバイスが正しく機能しなくなる可能性があります。

V_{IN} (ピン20) : 入力電源ピン。局所的にバイパスする必要があります。

ブロック図



動作

LT8356-1は、一定周波数で定電流／定電圧(CC/CV)の昇圧電源ステージ・コントローラです。デバイスの動作は**ブロック図**をご覧ください。コントローラには、昇圧、SEPIC、降圧、または昇降圧モードのLEDドライバを実装できます。各クロック・サイクルの冒頭で、クロック信号はSRラッチを設定して、ゲート・ドライバを制御します。外部NMOSスイッチはオンになってインダクタをグラウンドに接続します。インダクタ両端の正の電圧差に比例して、インダクタ電流が増加します。電流コンパレータによってリセットされるまで、スイッチはオンのままとなります。このリセットは、スイッチ電流検出抵抗によって測定されるスイッチ電流が必要な内部電流値を超えると発生します。この必要電流値はエラー・アンプによって与えられます。負荷電流をプログラムするために使用する外部LED電流検出抵抗が、このエラー・アンプを駆動します。検出抵抗両端の電圧差にアンプのトランスコンダクタンスを乗じることで、必要な電流が定まります。強制的なオフセットがない場合、エラー・アンプは、LED電流検出抵抗両端の電圧に基づき、負荷をゼロ電流にレギュレーションします。

LED電流をプログラムするのに必要なエラー・アンプの正のオフセットを設定するために、内蔵の直列抵抗を通じてアンプの一方の入力のみから、わずかな電流が意図的に引き出されます。CTRLピンとIADJピンが、グラウンドに通じる2番目の内蔵抵抗両端の電圧を変えることで、このオフセット電流を設定します。CTRLピンの電圧を変更すると2番目の内蔵抵抗両端の電圧差が変化し、IADJピンの電圧を変更するとその抵抗値が変化します。これにより、LED電流検出抵抗のレギュレーション電圧が、真のゼロと250mVの間で変化します。

定電流動作時は、FBピンが過電圧保護機能を提供します。FBピンがレギュレーション閾値未満の場合、FBアンプは必要電流にはほとんど影響を与えません。しかし、FBピンの電圧が1.2Vに近づくにつれ、FBアンプが顕著な影響を及ぼすようになり、最終的にこれが必要電流の大部分を占めるようになります。FBピンがレギュレーション閾値を60mV(代表

値)上回ると、デバイスは過電圧イベントを検出します。同様に、FBピンの電圧が300mV未満に低下すると(代表値、起動時を除く)、デバイスはLED短絡イベントを検出します。

高速の過電流保護は、メインのLED電流検出アンプではなく、別の信号経路に依存します。LED電流検出抵抗の電圧($V_{ISP}-V_{ISN}$)が670mVを超えると、スイッチングは停止します。これが生じると、スイッチングは短時間中断されますが、ソフトスタートがリセットされ、その後スイッチングのソフトスタートが始まります。

LT8356-1は、LED負荷を調光するために4種類の方法を備えています。まず、CTRLピンの電圧およびIADJピンの電圧です。これらはLED電流検出抵抗のレギュレーション閾値を設定するもので、LED負荷を連続的にアナログ調光できます。更に、2つのPWM調光法があります。まず、外部PWMで、これはユーザが供給するPWM信号に依存します。この信号がPWMピンを駆動して、LED負荷を直接オン／オフします。この方法は、100HzのPWM周波数で20,000:1の調光比を実現できます。また、このデバイスは、PWMピンのアナログ制御信号を使用してPWM信号を内部生成できます。

内蔵の調光PWMジェネレータは、128通りある事前設定済みデューティ比の値の1つを、PWMピンのアナログ電圧に応じて選択します。PWMピンの電圧とこれらのデューティ比の値の関係は指数関数的です。例えば、PWMピンの電圧が0Vから増加する場合を考えます。デューティ比が9.6%となるまで電圧が増加した場合、ここから更に7.8mV(代表値)だけ増加するとデューティ比は10%に変化します。電圧が96%のデューティ比を設定する値にまで増加しているときには、同じ7.8mV(代表値)の増加でデューティ比は100%に変化します。PWMピンの単調増加が R_T で設定されたPWMTG調光周期の多数倍にわたって継続すると、LED負荷のPWMデューティ比は指数関数的に増加します。

アプリケーション情報

はじめに

LT8356-1には、広い範囲のアプリケーション・オプションを可能にする様々な機能が備わっています。パッケージ・サイズが小さくピン数も少ないため、多くのピンが複数の機能をこなします。LT8356-1の最も単純なアプリケーションは、わずかなチップ外部品を使用するだけでユーザによる設計上の選択をほとんど行う必要がなく実現できます。ただし、このデバイスの機能をフルに活用するには、個々の機能が互いにどのように関連するのかを十分に理解しておく必要があります。以下に示す各機能の詳細な説明といくつかのアプリケーション回路例は、デバイスを深く理解する助けとなるものです。

LED電流のプログラミング

一連のLEDを流れるフルスケール電流は、1個の抵抗 (R_{ILED}) をこのLED列と直列に接続することで容易に設定できます。ほとんどのアプリケーションで、このLED電流検出抵抗はLED列の高電圧側に配置し、また、LED電流検出ピンISPおよびISNにケルビン接続する必要があります。ループが、後述のようにCTRLピンとIADJピンの電圧でスケールされる、LED電流検出抵抗両端の250mVの電圧差をレギュレーションします。設定されたLED電流に対し十分な消費電力性能を持った抵抗を選択してください。LED電流が1.5A未満の場合は、通常、0.5Wの抵抗で十分です。ループにより R_{ILED} 両端の電圧差がレギュレーションされるため、代表的なフルスケール負荷電流 (IFS) は式1で表されます。

$$IFS = \frac{1}{4R_{ILED}} A \quad (1)$$

性能と保護機能を最大限に発揮するために、LED列で最も高い電位を検出し、外部PWM調光PMOSのソースをISNに接続してください。PWM調光PMOSの詳細については後述します。なお、ISPの電圧が0Vの場合はループがLED電流をレギュレーションできませんが、多くのアプリケーションではグラウンド検出構成は好ましいものではありません。詳細については、[低電圧 \(SEPIC\) 起動](#)のセクションを参照してください。

CTRLピンとIADJピンによるLED電流調整

CTRLピンとIADJピンにはPWM調光に対しアナログ代替機能があります。LED電流検出抵抗両端のレギュレーションされた電圧値は、CTRLピンやIADJピンで調整できます。どちらのピンの電圧も個別に変えられるため、LED電流検出抵抗両端の電圧差は0Vから250mVの範囲で変化します。CTRLピンの電圧が500mV未満またはIADJピンの電圧が500mV未満に低下した場合はシステムは電流を供給せず、CTRLピンの電圧が1.5Vを超え、かつ、IADJピンの電圧が1.5Vを超えている場合はフルスケール電流を供給し続けます。合計LED電流 I_{LED} は、CTRLピンとIADJピンの影響を考慮すると式2で示されます。

$$I_{LED} = \frac{(V_{CTRL} - 0.48)(V_{IADJ} - 0.5) - 0.02}{4R_{ILED}} A, \quad 0.5V < V_{CTRL}, V_{IADJ} < 1.5V \quad (2)$$

IADJの機能では意図的にわずかなオフセットが加えられており、LED電流レギュレーションで真のゼロに確実に到達できるようになっています。その結果、範囲の下の方でCTRLとIADJを組み合わせると、負荷に電流が流れない場合があります。CTRLピンおよびIADJピンは、低値が300mV未満で高値が1.6Vを超えるデジタル信号で駆動することで、PWM用に使用することもできます。[図1](#)に、様々なIADJ値に対し、CTRLピンの電圧がLED電流にどのように影響するかを示します。

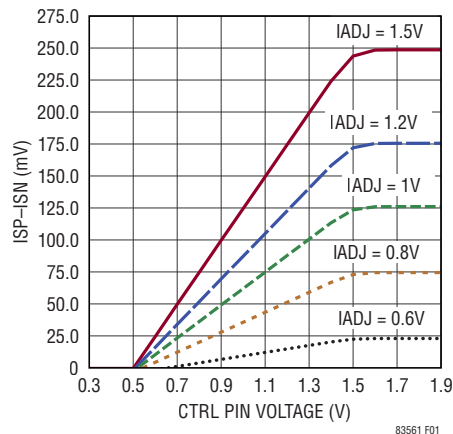


図1. $V_{ISP}-V_{ISN}$ と CTRL および V_{IADJ} ピン電圧の関係

アプリケーション情報

出力レギュレーション電圧の関係

出力電流レギュレーションの他、LT8356-1は出力電圧レギュレーション機能も備えています。FBピンの電圧が1.2Vに近付くとループは電圧レギュレーション・モードに入り、出力電圧のレギュレーションによってLED電流は設定値未満に減少します。電圧レギュレーション・モードは主として保護機能として含まれており、デバイスが開放LED列などのフォルトをスムーズに管理できるようにします。出力レギュレーション電圧を設定するには、図2に示すように、出力電圧とFBピンの間に抵抗分圧器を接続します。式3に従いR_{FB1}およびR_{FB2}を選択して出力電圧を設定します。

$$V_{OUT} = \left(1 + \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}}\right) \cdot 1.2V \quad (3)$$

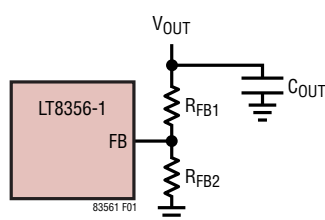


図2. 電圧帰還ネットワーク

分圧器は、図2に示すように、出力コンデンサに接続されることが重要です。R_{FB1} および R_{FB2} の抵抗は、その合計値が1k～1Mとなるように選択する必要があります。より高い出力電圧の場合、抵抗の消費電力性能を念頭に置いてください。

降圧モードの場合など、負荷電圧がグラウンドを直接に基準としていない構成では、定電圧モード制御を使用するためにレベル・シフタが必要となる場合があります。図3は、降圧および昇降圧構成の場合に出力電圧制御を行うための回路例を示します。PNPのバイアスを適切なものに維持するために、降圧モード動作ではR1を使用する点に注意してください。

開放LEDクランプ電圧が抵抗分圧器を使用して適切に設定されている場合、LEDの接続時にはFBピンが1.12Vを超えることはありません。

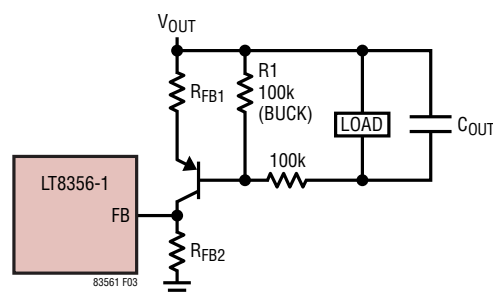


図3. レベル・シフタ付き電圧帰還ネットワーク

スイッチング周波数およびPWM周波数の設定

LT8356-1のスイッチング周波数を設定するには、1個の抵抗をRTピンとグラウンドの間に接続します。RTピンの抵抗のおおよその開始値を求めるには式4を用います。または表1の推奨値を使用することもできます。RTピンではGNDに対し1個の抵抗のみを接続することが重要です。

$$R_T = \frac{3.15 \cdot 10^{11}}{(f_{SW})^{1.2}} \quad (4)$$

表1. 選択したスイッチング周波数に対するRTの値

SWITCHING FREQUENCY	R _T VALUE (kΩ)
100kHz	309
200kHz	137
300kHz	86.6
400kHz	63.4
500kHz	48.7
1MHz	21
1.95MHz	8.66

起動時には、スイッチング周波数が減少し、特に2MHz動作の場合は、十分なスイッチオフ時間が与えられます。そのため、オフ時間中のインダクタ両端に最小電圧が印加されている場合、インダクタ電流は電流制限値未満まで増加できます。この条件は起動時、またはフォルト後（出力が低いままの場合）に、満たされます。起動時またはフォルト後の再起動時、スイッチング周波数は公称値の約20%に低下し、公称スイッチング周期の約256倍の時間にわたってステップ上に増加します。詳細については、ソフトスタートのセクションを参照してください。

アプリケーション情報

内蔵の調光PWMジェネレータ・クロックは、約 $f_{SW1}/1000$ で動作します。

パルス幅変調(PWM)調光

パルス幅変調(PWM)を使用すると、LED負荷を高ダイナミック・レンジで調光することが可能となります。PWM調光を使用する場合、目的のLED電流に比例するデューティ比を持つパルス列が負荷を制御します。オンの期間はデバイスは正常に動作します。オフの期間にはデバイスはスイッチングを停止します。デバイスがスイッチングを行っていない場合、補償ノードが高インピーダンスになり、補償コンデンサの電圧の変動を最小限に抑えます。これにより、次のオン周期が来たときのトランジェントのセtring時間が短くなります。その他、LT8356-1にはオプションの負荷切断機能があります。負荷を切り離すことで、出力コンデンサが負荷への電流供給を続行しなくなるため、ターンオフが非常に高速となります。オンに戻る場合、トランジェントのセtring時間も短くなります。出力コンデンサの状態に対する負荷の影響が小さくなるためです。外部負荷を使用するには、切断PMOSを負荷に直列に接続し、PMOSのソースがISNノードに接続しドレインがLED負荷に接続するようにします。PMOSのゲートはPWMTGピンに接続します。PWMTGピンの電圧は、 $V_{ISP} \sim V_{ISP} - 8.5V$ (代表値)の間で変化し、PMOSをオフ／オンします。この構成は、サポートされているいずれの電力段回路でも機能します。電力段回路の詳細については、[標準的応用例](#)のセクションを参照してください。

PWMピンでは2つのモードのPWM調光が可能です。最初のモードは外部PWMです。このモードでは、マイクロプロセッサなど、別のいくつかのデバイスで生成されたデジタル信号がPWMピンを駆動します。このPWM信号がデバイスを直接制御します。つまり、この信号がハイの場合デバイスは動作し、信号がローの場合はデバイスは動作せず、外部PMOSが使用されている場合は負荷を切り離します。PWMピンをINTV_{CC}またはV_{REF}に接続すると、連続的な中断されることのない動作となります。逆に、PWMピンをグラウンドに接続すると、システムは無期限にアイドル状態を維持します。外部PWM調光は、500ns未満のオン時間に対応でき、これによって100Hzで20,000:1というPWM調光のダイナミック・レンジが可能となります。寄生インダクタンスを減らすために長さを短くするなど、LED負荷への配線を慎重に設計することで、短い(<1 μ s)大電流(>0.5A)パルスに対しても、ターンオン速度とレギュレーション精度が向上します。LT8356-1は、マイクロ秒未満のPWM調光オン時間には対

応していますが、非常に短時間のオフ時間(<0.3 μ s)には対応していません。つまり、CTRL、IADJ、PWMの各ピンでは、負の方向に向かうグリッチは避ける必要があります。PWM調光の2番目のモードは内部PWMです。

内部PWM調光を使用する場合、PWMピンのアナログ電圧によってPWMTG信号のデューティ比が制御されます。内部PWM調光の電圧範囲は0.5V～1.5V(PWMピンの電圧)です。内蔵のPWMジェネレータが、PWMピンの電圧を7ビットのデジタル信号に変換します。これを受け持つA/Dコンバータはリニア・スケールを使用し、各コードは約7.8mVの幅を持ちます。各7ビット・コードが固有のデューティ比の値に対応します。デューティ比の値は指数関数的な間隔となっています。この関係を図示したものについては[図4](#)、選択したPWMデューティに推奨されるPWM電圧については[表2](#)を参照してください。

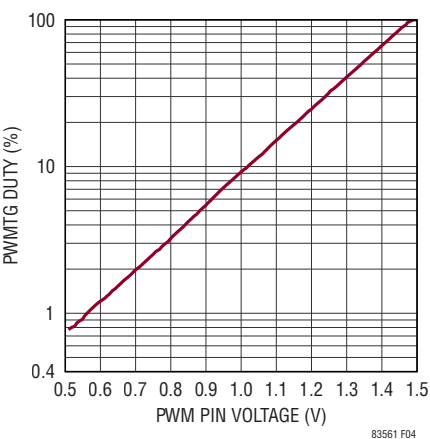


図4. PWMのデューティ比とPWMピンの電圧の関係

表2. 選択したPWMデューティ比に対して推奨されるPWM電圧

PWM DUTY (%)	FRACTION OF V _{REF} VOLTAGE AT PWM
1	0.282
5	0.413
10	0.511
15	0.55
20	0.581
25	0.6
33.3	0.631
50	0.702
76.5	0.713
100	>0.8

アプリケーション情報

スペクトラム拡散スイッチング周波数

LT8356-1では、内蔵のスペクトラム拡散変調が常時有効化されています。変調波形は、正のピークと負のピークにステップを持つ三角波です。変調周波数は約3kHzで、スイッチング周波数範囲は設定された値の100%~125%です。PCB設計が良好であってもEMIがスペクトラム拡散変調によって十分に減衰しない場合、GATEピンと外部NMOSスイッチの間の抵抗を5Ωから10Ωに置き換えて、スイッチのターンオン速度を低下させることを検討してください。リファレンス設計についてはアナログ・デバイセズにお問い合わせください。

最大デューティ比

LT8356-1はスイッチを使用してインダクタを V_{IN} からグラウンドに接続するため、デューティ比が100%になると負荷に流れる電流はゼロになります。この状況を避けるため、デバイスには最小オフ時間が設定されています。この時間中は、負荷や条件に関わらずスイッチがオフになり、インダクタ電流は負荷に流れることができます。そのため、デューティ比は決して100%に達することはありません。最大デューティ比は周波数によって異なります。コンポーネントの値のばらつきとLT8356-1のスイッチング周波数のばらつきを補うためにマージンを追加することを検討してください。

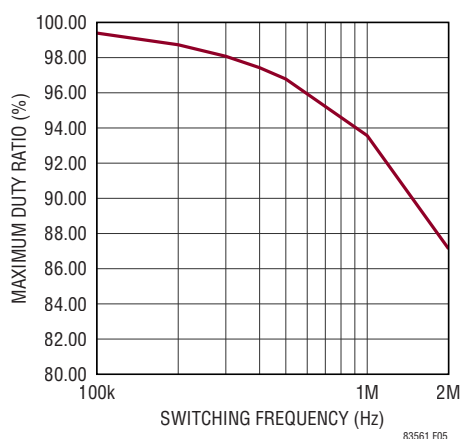


図5. 最大デューティ比のスイッチング周波数依存性

最大スイッチ電流

重要なシステム・パラメータの1つは電流制限値です。パワー・スイッチを流れる最大瞬時電流を制限することで、シ

ステム・コンポーネントの損傷を防ぐことができます。設計の良好なシステムでは、LED負荷を駆動する最大スイッチ電流とスイッチ電流制限値の間にはマージンが設けられています。LT8356-1では、十分な勾配補償を持った電流制限値が設けられており、電源ラインや負荷のトランジェント時に電流制限値に達した場合でも、低調波振動を生じることはありません。スイッチ電流検出抵抗によって、 $0.1/R_{SENSE}$ のようにスイッチ電流制限が設定されます。通常、検出抵抗の値に基づき、ループがスイッチ電流を制限します。

ループは、通常は105mVを超える V_{SENSE} 電圧をコマンドすることはありません。昇圧および昇降圧電力段の最大LED電流を設定するための大まかな目安は、式5で表されます。この式は、使用するインダクタの選択によって、電流リップルが平均電流の約20%に制限されていることを前提としています。詳細については、インダクタの選択のセクションを参照してください。

$$I_{LED,MAX(20\% \text{ Ripple})} = \frac{0.9 (100mV)}{R_{SENSE}} \cdot \frac{V_{IN}}{V_{ISP}} \quad (5)$$

昇圧および昇降圧の回路では、平均スイッチ電流は、 V_{IN} と V_{ISP} の比によって平均LED電流と関連しています。降圧の回路では、平均LED電流は平均インダクタ電流と概ね等しくなります。そのため、降圧回路では、可能なLED電流能力が最も高くなります。したがって、ピーク瞬時スイッチ電流は平均LED電流にピークtoピーク・リップル電流の2分の1を加えたものになります。これにより、降圧モードの電流制限値は、式6のようになります。

$$I_{LED,MAX(BUCK)} = \frac{100mV}{R_{SENSE}} \cdot \frac{V_{LED} (V_{IN} - V_{LED})}{2 \cdot V_{IN} \cdot L \cdot f_{SW}} \quad (6)$$

電力段回路の詳細については、標準的応用例のセクションを確認してください。LT8356-1のスイッチ電流制限値はデューティ比によって大きく変化することがないため、このスイッチ電流制限値は入力電流を制限することもできます。負荷電流と同様、平均入力電流と平均スイッチ電流は、必ずしも同じではありません。しかし、スイッチがオンの間、スイッチとインダクタには同じ瞬時電流が流れます。インダクタは入力に直接接続されているため、ピーク・インダクタ電流でもあ

アプリケーション情報

るピーク入力電流は設定されたスイッチ電流制限値を超えることができません。なお、平均の入力電流と負荷電流は、最大ピーク・スイッチ電流を厳格に下回ります。

ループ補償

LT8356-1で採用されている制御ループを安定して動作させるためには、ループ帯域幅を制限することが必要です。これを行うには、RCネットワークをV_Cピンとグラウンドの間に接続します。PCB領域が極めて限定されている場合は、1個のコンデンサで安定化条件を満たすことができます。しかし、直列抵抗を追加することで、応答速度が増加し、位相マージンを回復することもできます。代表的な補償手法の回路図を図6に示します。多くの場合、1nFのコンデンサと47kの抵抗で十分です。これらの値がすべてのアプリケーションでの良好な開始点となります。セトリング時間が許容可能なものでない場合、リングングが過大な場合、あるいはループが不安定のままである場合は、次の手順が役に立つ場合があります。まず、特に過渡応答がリングングまたは不足減衰の場合、補償抵抗R_Cを10kに減じるか除去してみます。補償抵抗を減じるとセトリング時間が長くなり、PWM調光のような負荷ステップからの偏差が大きくなります。次に、補償コンデンサC_Cを大きくします。これにより、ドミナント(低周波数)ポールの周波数が低下し、その結果ユニティ・ゲイン周波数も低下します。通常、十分に大きな補償コンデンサであればループを安定化できます。補償コンデンサを大きくすると、電源ラインや負荷の変動に対する過渡応答が遅くなります。安定性を実現するために補償コンデンサをわずかも大きくすることができない場合は、代わりに出力コンデンサを小さくするかインダクタを小さくして負荷のポールと右半面ゼロを分離することを検討してください(昇圧およびSEPIC回路の場合)。

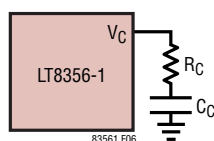


図6. LT8356-1補償ネットワーク

入力コンデンサと出力コンデンサの選択

入力コンデンサと出力コンデンサは電力段に過渡電流を供給するもので、過渡電流条件に応じて選択して配置する必要があります。通常、X7Rタイプのセラミック・コンデンサが、

入力コンデンサと出力コンデンサの両方に対して良い選択となります。セラミック・コンデンサは大きな電圧係数(つまり、定格電圧付近にバイアスされると容量が低下する)を持っています。電圧係数を補償するには、60%大きい容量を選択することが一般的に良い目安となります。コンデンサ・メーカーに確認し、容量が動作電圧に十分なものとなるようにしてください。

スイッチング周波数、出力電流、インダクタ・リップル電流、許容入力電圧リップルは、入力コンデンサの値を決めるうえで重要なパラメータです。通常、昇圧コンバータとSEPICコンバータでは、降圧モードのコンバータよりも小さい値の入力コンデンサが必要です。入力コンデンサの値を見積もるには式7を使用します。インダクタがインダクタの選択のセクションの記載に従って選択されている場合、入力コンデンサの値は次式で計算できます。

$$C_{IN(BOOST)} = \frac{20mV}{0.8 \cdot \Delta V_{IN} \cdot R_{SENSE} \cdot f_{SW}} \quad (7)$$

200kHzでスイッチングする昇圧コンバータでは多くの場合、10μFの入力コンデンサで十分です。降圧モード構成では、スイッチがオフになった場合にショットキー・ダイオードを通じて電流が戻されるため、入力コンデンサには大きなパルス電流が印加されます。最小の入力容量は式8で推定できます。

$$C_{IN(BUCK)} = \frac{I_{LED}}{\Delta V_{IN} \cdot f_{SW}} \quad (8)$$

2MHzの降圧の場合、I_{LED} = 1.5Aのときに入力電圧リップルを100mV未満に抑えるには、10μFの入力コンデンサで適切かもしれませんが、マージンを追加することを推奨します。降圧コンバータの場合、コンデンサをショットキー・ダイオード、外部NMOSスイッチ、検出抵抗のできるだけ近くに配置することが重要です。また、コンデンサのリップル電流定格を考慮することも大事です。最高の信頼性を得るためには、このコンデンサのESR(等価直列抵抗)とESL(等価直列インダクタンス)が低く、リップル電流定格が適切であることが必要です。降圧コンバータの場合のRMS入力コンデンサ電流を見積もるには、式9を用います。

$$I_{CIN(BUCK)} = I_{LED} \sqrt{\frac{V_{LED}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{LED}}{V_{IN}} \right)} \quad (9)$$

アプリケーション情報

出力コンデンサの選択は、負荷と電力段構成によって異なります。例えば、昇圧または昇降圧モードのコンバータでは、同じ条件の降圧モード・コンバータよりはるかに大きな出力コンデンサが必要です。また、昇圧および昇降圧モード構成では、降圧モードの場合の入力コンデンサと同様に低ESR低ESLのコンデンサが必要です。コンデンサの値は、リップル電圧が同じ場合、スイッチング周波数の低下に比例して増加します。多くの場合、LED負荷によって生じる等価抵抗は低いため、電圧リップルを更に下げするためにはコンデンサを大きくすることが必要です。適切な出力コンデンサ値は10μF～47μFであることが多いと思われます。出力コンデンサ選択の開始点として、アプリケーション例を活用してください。

ショットキー整流器の選択

逆降伏電圧が最大設定出力電圧より大きく、電流定格がピーク・インダクタ電流より大きなショットキー・ダイオードを選択してください。プログラマブルなスイッチ電流制限値は、選択したショットキー整流器の最大順方向電流よりも低くなるようにします。約500pF以下の低等価容量を持つ整流器を選択することが最善です。デバイスを低周波数のPWM調光状態で使用する場合には、逆リーク電流に注意してください。逆リーク電流は出力コンデンサを放電させる可能性があります。これによりターンオン・トランジェントが長くなり、PWM調光の最大ダイナミック・レンジが狭くなる可能性があります。この整流器の高い逆電圧と大きな順方向電流の組み合わせは、すべてのアプリケーションで必要となるわけではありません。

インダクタの選択

LT8356-1と共に使用するには、飽和電流がスイッチ電流検出抵抗によって $0.1V/R_{SENSE}$ と設定されるスイッチ電流制限値より、大きなインダクタを選択します。飽和電流を考慮して、ある程度のマージンを確保してください。インダクタ値の選択は、目標のリップル電流および所定の入力電圧、出力電圧、スイッチング周波数に基づいて行います。約20%のリップルのあるインダクタを選択するには式10を使用します。

$$L_{BOOST} = \frac{R_{SENSE} \cdot V_{IN}}{0.02V \cdot f_{SW}} \left(1 - \frac{V_{IN}}{V_{ISP}} \right)$$

$$L_{BUCK} = \frac{R_{SENSE} \cdot V_{LED}}{0.02V \cdot f_{SW}} \left(1 - \frac{V_{LED}}{V_{IN}} \right) \quad (10)$$

表3に、いくつかの推奨インダクタ・メーカーを示します。

表3. 推奨インダクタ・メーカー

VENDOR	WEB
Sumida	www.sumida.com
Würth Elektronik	www.we-online.com
Coiltronics	www.cooperet.com
Vishay	www.vishay.com
Coilcraft	www.coilcraft.com

パワーPMOSの選択

PWMTGで使用するPMOSには、ドレイン・ソース電圧定格が外部NMOSスイッチおよびショットキー整流器よりも高いものを選択します。ゲート・ソース電圧定格は12Vより高いことが必要です。ドレイン電流定格は、設定されたLED電流を完全に流すことができ、更にマージンを持つ必要があります。8.5VのPWMTGドライブ電圧でPMOSを完全にエンハンスできるようにしてください。PMOSを選択する場合には、電流定格を高くするとゲート電荷(Qg)にどう影響するかを考慮するよう、注意してください。Qgが非常に大きいとPMOSのターンオン時間およびターンオフ時間が長くなり、オン時間が非常に短い(500ns未満)PWM調光の場合、オフセットが生じる可能性があります。長いケーブルを通じてグラウンドに短絡された場合にドレイン・リングングがグラウンドよりかなり低下してしまうのを防ぐために、クランピング・ダイオードをPMOSのドレイン付近に接続することが必要となる場合があります。

パワーNMOSの選択

外部NMOSスイッチは、降伏電圧が設定出力電圧より少なくとも20%高いものを選択します。順方向電流定格は、負荷条件およびスイッチを流れる最大電流に基づいて選択します。プログラマブルなスイッチ電流制限値は、スイッチの最大定格順方向電流よりも低くなるようにしてください。パワーPMOSと同様、外部NMOSのゲート電荷が性能に影響することがあります。Qgが非常に小さい(<1nC) MOSFET

アプリケーション情報

の場合、ターンオンが早くなり、EMI性能に負の影響を与える可能性があります。逆に、Qgが非常に大きい(>100nC) MOSFETでは、スイッチング周波数が高くなるとデバイスの内部LDOレギュレータから過剰な電流が流れる可能性があります。

検出抵抗の選択

LEDおよびスイッチの電流検出抵抗は、消費電力制限値とPCBのフットプリントに合わせて選択します。制御ループによって、LED電流検出抵抗での定常状態電圧降下は250mV(代表値)、スイッチ電流検出抵抗での電圧降下は100mV(代表値)に制限されます。大電力アプリケーションでは、2010などのフットプリントの大きな抵抗が必要となる可能性があります。LT8356-1の検出抵抗はすべてケルビン接続としてください。

LEDフォルト・イベント

LT8356-1は、外部コンポーネントの損傷を軽減するための様々なフォルト検出機能を備えています。LT8356-1には多くの自己保護機能がありますが、パルス幅変調(PWM)調光のセクションの説明に従い外部PMOSを使用し、出力コンデンサから負荷を切り離している場合は、LEDタイプの3つのフォルト(LED短絡、過電圧、LED過電流)はデバイスが直ちに停止する原因となります。

LED過電流検出では、LED電流検出抵抗 R_{ILED} を使用します。検出抵抗両端の電圧差が670mV(代表値)より大きい場合、内部のフォルト信号がアサートされます。LED短絡フォルトでは負荷電圧を調べます。これにより、LED列の1つまたは2つが短絡している場合など、限られた範囲の故障が検出できます。LT8356-1は、FBピンの電圧を調べ、その電圧が300mV(代表値、起動時を除く)を下回った場合に、LED短絡フォルトを検出します。LED短絡フォルト検出を利用するにはFB抵抗分圧器を配置する必要があることに注意してください。過電圧フォルトは、FBピンの電圧が1.26Vを超えた場合に発生します。過電圧フォルト保護を利用するには、FB抵抗分圧器を配置する必要があります。LT8356-1はフォルトをクリアし、フォルトの種類に応じてスイッチングを再開します。過電圧フォルトがクリアされると直ちにスイッチングは再開します。

短絡LEDおよびLED過電流から回復の場合は、EN/UVLOピンを介してターンオンした場合のように、ソフトスタートに入ります。フォルトを生じずにソフトスタート・プロセスが完了したら、内部フォルトがクリアされ通常動作が再開されます。ソフトスタートが完了するか制御ループが定常状態に達するまで、PWM調光ロジックの立下がりエッジは、内部PWMと外部PWMのどちらについても無視されます。フォルトをトリガしたり、PWMTGピンおよびGATEピンのスイッチングをオフにしたりする動作条件を、表4にまとめます。

表 4. FAULT、PWMTG、GATE に対する条件と影響

TYPE	CONDITION	FAULT	PWMTG	GATE
			OFF	OFF
Overvoltage	$V_{FB} > 1.26V$	Yes	Yes	Yes
Open LED	$1.14V < V_{FB} < 1.26V$ and $V_{ISP-ISN} < 25mV$	Yes	No	No
Short LED	$V_{FB} < 300mV$	Yes	Yes	Yes
Overcurrent	$V_{ISP-ISN} > 670mV$	Yes	Yes	Yes
PWM OFF	$PWM < 500mV$, or $CTRL < 300mV$, or $IADJ < 500mV$	No	Yes	Yes
INTV _{CC} UVLO	$INTV_{CC} < 4.3V$	No	Yes	Yes
Thermal Shutdown	$T_J > 170^{\circ}C$	No	Yes	Yes
Above Voltage Regulation	$1.26V > V_{FB} > 1.20V$	No	No	Yes
Above Current Regulation	$0.67V > V_{ISP-ISN} > 0.25V$ (or Set by Equation 2)	No	No	Yes

ソフトスタート

起動時の電流サージを防止するために、LT8356-1は、内部ソフトスタート機能を使用しています。この機能は、電流制限値とスイッチング周波数の両方に影響します。起動時には、システムは電流制限値がほぼゼロの状態で、スイッチング周波数 f_{sw} の約20%でスイッチングを行います。クロックが進むにつれ、両方の制限が緩和され、約256のスイッチング周期の後に通常動作となります。LED過電流が生じた場合や定常状態で短絡LED状態が生じた場合には、デバイスは直ちにスイッチングを停止し、クールダウン期間に入ります。このクールダウン期間は少なくとも2048スイッチング周期の間、継続します。クールダウン期間の最後に、システムは再度起動を試み、最初にパワーオンするときと同じよう

アプリケーション情報

にソフトスタートに入ります。パワーオン後の最初のソフトスタートか、フォルト条件によって生じたソフトスタートかに関わらず、LT8356-1は、最初のPWM調光パルスが到達するまで待機してから、システムのパワーオンを開始します。このPWMパルスは、外部電源から発することも、内部のPWM調光ジェネレータから発することもできます。最初のPWMパルスが到達するとソフトスタートが開始され、システムが定常状態になるまでこの動作が続きます。システムがソフトスタートを終えるか、内部制御ループ状態が定常状態に近づくまで、PWMの低ロジック・ステートは無視され、デバイスは連続動作を行います。

EN/UVLO ピンの使用

EN/UVLOピンには2つの動作モードがあります。まず、イネーブルピンとしてハイ(1.4V超)またはロー(0.3V未満)に駆動され、デバイスのオン/オフを行います。それに加え、正確な外部低電圧ロックアウト(UVLO)を生成するために使用することもできます。この機能を利用するには、VINピンとグラウンドの間の抵抗分圧器にEN/UVLOピンを接続します。抵抗は、動作に必要な最小VIN値を設定するよう選択します(式11および図7を参照)。

$$V_{IN(FALLING)} = 1.25V \cdot \left(1 + \frac{R_{UV1}}{R_{UV2}}\right)$$

$$V_{IN(RISING)} = 1.31V \cdot \left(1 + \frac{R_{UV1}}{R_{UV2}}\right) + 2.3\mu A \cdot R_{UV1} \quad (11)$$

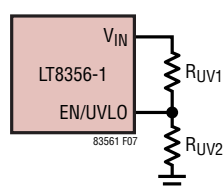


図7. 正確なUVLOを実現するためのLT8356-1抵抗ネットワーク

EN/UVLO閾値にはヒステリシス・ウィンドウがあり、オン状態とオフ状態の繰り返しの防止します。EN/UVLOピンが立下がり閾値(代表値1.25V)を下回るとスイッチングは停止し、ソフトスタートがリセットされます。また、パルス幅変調(PWM)調光のセクションの説明に従って外部PMOSを

使用している場合は、負荷が出力コンデンサから切り離されます。デバイスがイネーブルされていない場合も、プログラマブルなヒステリシスを可能とするため、2.3μAの電流がEN/UVLOピンに流れます。EN/UVLO分圧器の上側抵抗RUV1の値は、約2.3μA(RUV1)の電流で必要なヒステリシスが実現できるように選択します。

低電圧(SEPIC)起動

SEPICなどの特定の電力段回路によっては、ISPとISNがどちらもほぼ(または正確に)0Vとなる状態でデバイスが起動しなくてはならない場合があります。LED電流検出アンプは、ISPの電圧が0Vとなるまで、CTRLおよびIADJで設定されたLED電流をコマンドし続けます。しかし、ISPは外部切断PMOSのドライバ用に正側レールを供給することを思い出してください。そのため、PWM調光を使用するアプリケーション、または、出力短絡回路保護を必要とする昇圧構成アプリケーションには、LED電流の低電圧側検出を使用することは推奨されません。

サーマル・シャットダウンの策定

LT8356-1は、内部温度が170°C(代表値)を超えると自動的に停止します。この停止は、必ずデバイスの動作領域外で生じるようになっています。サーマル・シャットダウンの効果は負荷フォルトの場合と同様で、スイッチングが停止しソフトスタートがリセットされます。また、パルス幅変調(PWM)調光のセクションの説明に従って外部PMOSを使用している場合は、負荷は出力コンデンサから切り離されます。露出パッドはグラウンドに接続され、温度管理がしやすくなるよう、多数のビアを持つ十分に広いグランド・プレーンにハンダ付けする必要があります。LT8356-1は電力コンポーネントを制御するもので、それ自体が負荷電流の大部分を伝導するわけではないため、LT8356-1の消費電力はモノリシック・コンバータより低い場合もあります。消費電力は、VINおよびスイッチング周波数と共に増加します。ダイ温度は消費電力と共に増加します。周囲温度が高いアプリケーションでは消費電力を大きくすることはできず、また、どのような条件でも消費電力が大きいとダイ温度に過大な負担をかける可能性があります。

アプリケーション情報

PCBレイアウト時のガイドラインおよび情報

プリント回路基板(PCB)レイアウトは、すべてのパワー・アプリケーションの性能に大きな影響を及ぼします。デバイスやパワー・コンポーネントと外部との間で電気配線と放熱板との接続を適切に行うことは、どのシステムにおいても成否の分かれ道となります。いかなるアプリケーションのPCBでもレイアウトの設計に適切な時間を費やすことを、おろそかにしないでください。パッケージ底面にある露出グラウンド・パッドは、グラウンド・プレーンにハンダ付けする必要があります。

スイッチ電流検出抵抗 R_{SENSE} は、大面積で切れ目のないグラウンド・プレーンに接続してください。スイッチ電流検出抵抗のグラウンド端子は、LT8356-1 の SENSE ピンにケルビン接続する必要があります。INTV_{CC} バイパスコンデンサは、INTV_{CC} ピンから露出パッドに直接、できるだけ短い距離で接続します。V_C、PWM、CTRL、IADJ、V_{REF} などのアナログ機能や制御機能には、デバイスの露出パッドが接続されている別のグラウンド・プレーンが必要です。電力用グラウンド・プレーンおよびアナログ用グラウンド・プレーンの露出パッドとの接続およびPCBへの電源入力部との接続は、ケルビン接続にします。

アプリケーションのPCB内の電力機能およびアナログ機能を確保するために、適切なグラウンド・プレーンを設計してください。グラウンド・プレーンは、他のパターンによってさえぎられることなく、連続的で幅の広い銅製の平面であることが必要です。デバイスの露出パッドはそのようなグラウンド・プレーンに接続します。露出パッド面積に見合うだけの多くのビアを使用して接続を行ってください。埋め込みビアまたはキャップ付きビアを使用すると、露出パッド領域へのハンダ付けを容易化できます。レイアウトをコピーして露出パッド接続を行うことはせずに、PCB製造能力が許す限り多くのビアを使用してください。

露出パッドにハンダ付けすることの他、電力パスには十分に堅牢なレイアウトを使用することも重要です。V_{IN}には幅広のパターンを使用し、負荷に接続してください。LED電流検出抵抗とスイッチ電流検出抵抗はデバイスにできるだけ近付けて接続し、ISPとISNのパターンは互いにできるだけ近付けて配線するようにします。ISPとISNのLED電流検出抵抗への経路が異なることなく、できるだけ互いに沿い合う形で配線することを強く推奨します。スイッチング・ノード(SW)のパターンの合計面積は最小限にし、そのため、出力コンデ

ンサと外部キャッチ・ダイオードは外部NMOSスイッチおよびスイッチ電流検出抵抗にできるだけ近くなるよう配置してください。最後に、外部PMOSスイッチを使用する場合は、幅の広いパターンを使用して接続してください。ただし、外部スイッチのゲートはどちらも、幅を狭くして接続してもかまいません。外部スイッチのゲート以外は、電力パスのビアはできるだけ避けてください。どうしてもビアを避けることができない場合は、多くのビアを並列に使用してください。放射および伝導の電磁場干渉(EMI)を抑制するためには、適切なPCBレイアウトが重要です。SWノードの面積を最小限にすると、スイッチが処理する容量は小さくなります。そのため、スイッチング時に生じる電流スパイクは減少します。いわゆるホット・ループの面積を小さくしないと、EMI性能が著しく悪化します。そのため、出力コンデンサと外部キャッチ・ダイオードは外部NMOSスイッチおよびスイッチ電流検出抵抗にできるだけ近くなるよう配置してください。ホット・ループについての詳細については、アナログ・デバイセズのアプリケーション・ノート、AN136およびAN139を参照してください。

上記を考慮した2層レイアウトの例を、図8に示します。PCBのレイアウトは、PCBメーカーの能力やその他のアプリケーション上の制約事項を十分に考慮することが重要です。ここに示した例は、アプリケーションのPCBのレイアウトを行う際のガイドとなるものです。アプリケーションによって、あるいはメーカーの能力によって、異なるレイアウトが必要な場合には、上記ガイダンスを念頭に置いて変更を行ってください。なお、最高性能を発揮するには4層レイアウトを推奨します。リファレンス・レイアウト設計についてはアナログ・デバイセズにお問い合わせください。

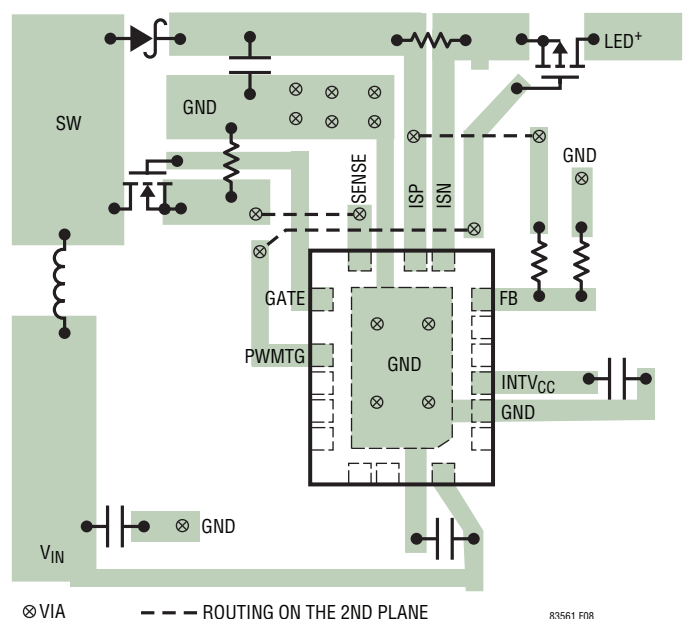
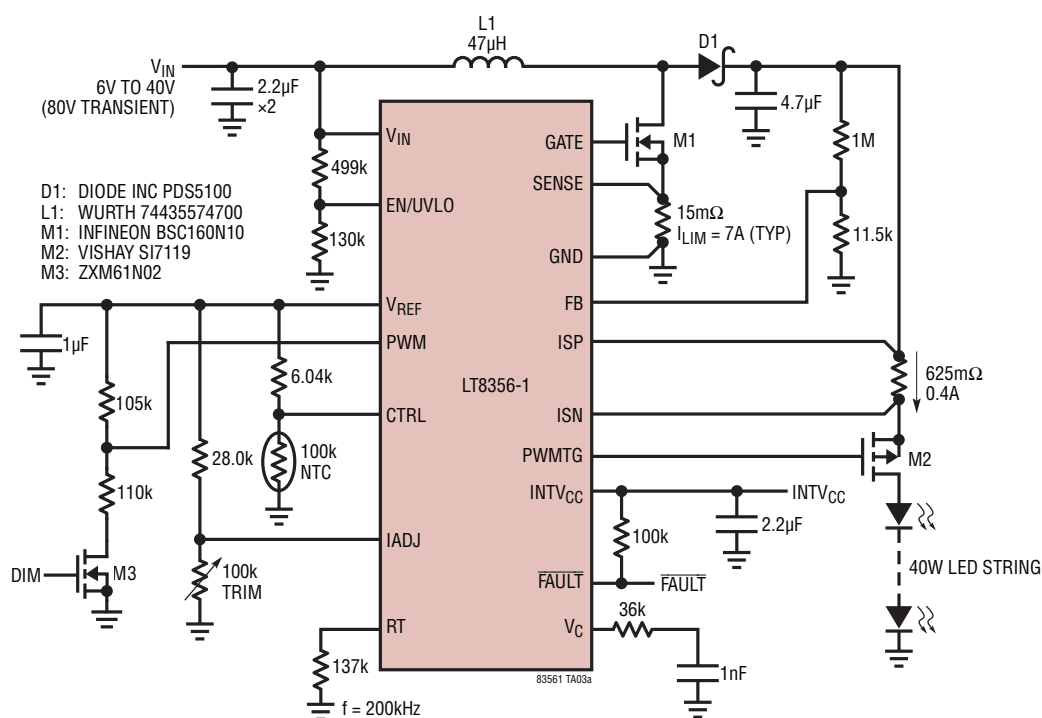


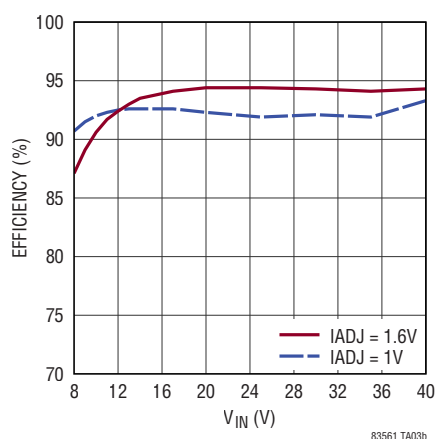
図8. LT8356-1のリファレンス・レイアウト

標準的応用例

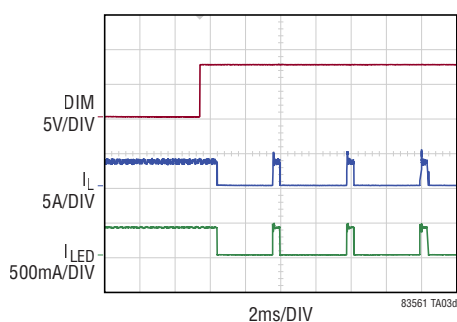
熱ディレーティングを備え選択可能な10%内部PWM調光機能を持つ40W昇圧LEDドライバ



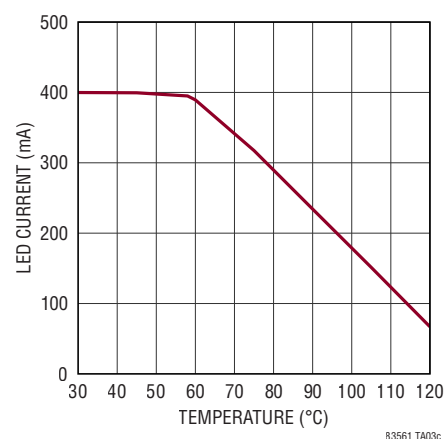
効率と V_{IN} の関係



10%の内部PWM調光機能を有効化

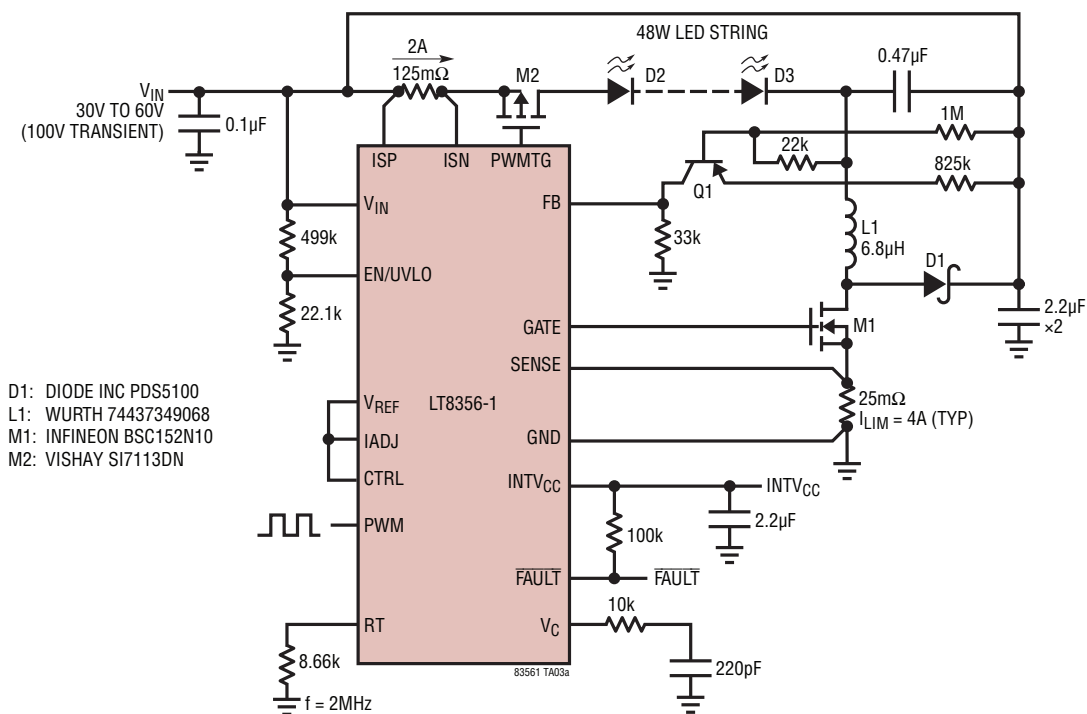


LED電流の熱ディレーティング

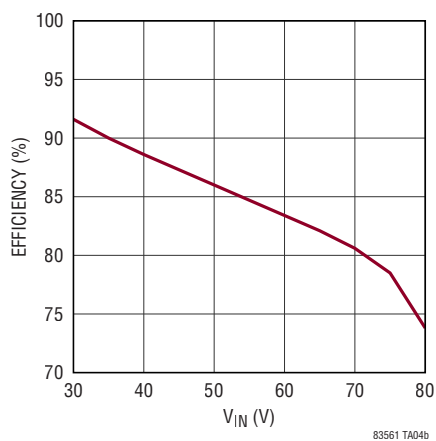


標準的応用例

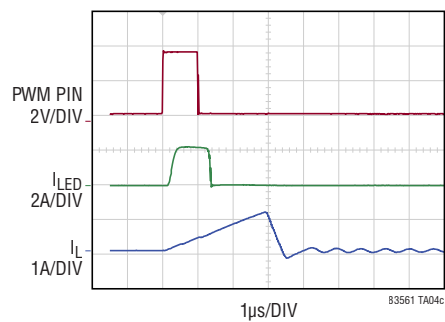
高ダイナミック・レンジのPWM 調光機能を持つ48W、2MHzの降圧モードLEDドライバ



効率と V_{IN} の関係

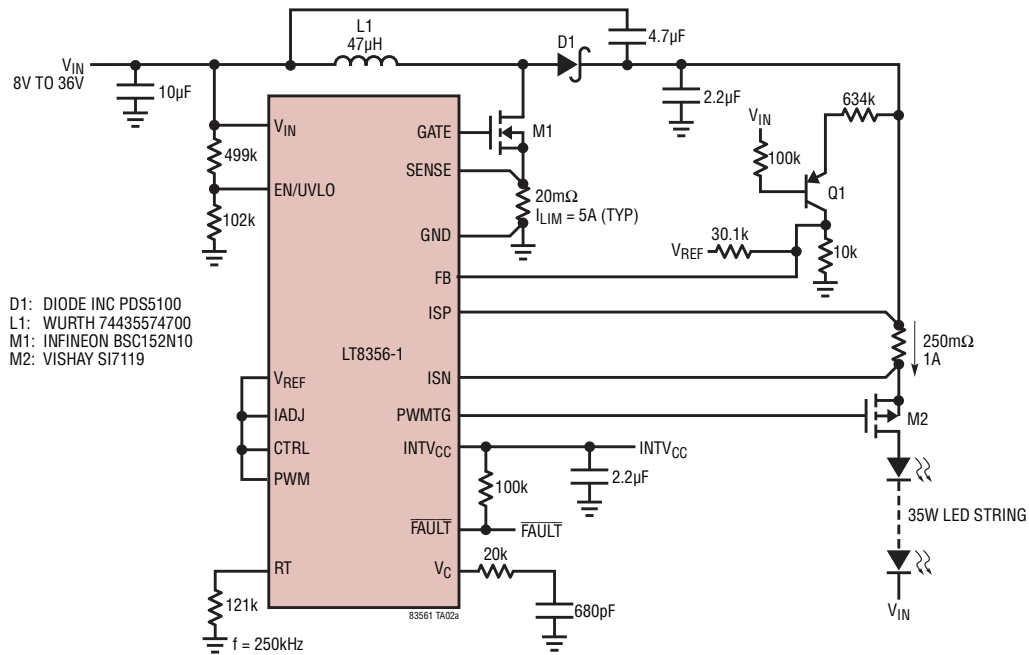


$f_{PWM} = 100\text{Hz}$ での 10,000:1 PWM 調光

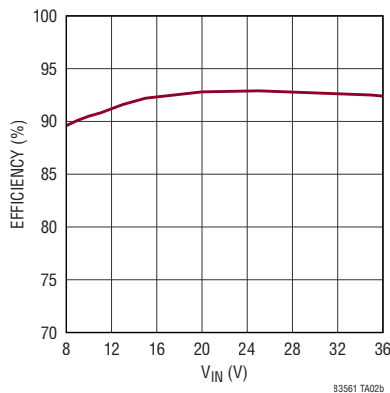


標準的応用例

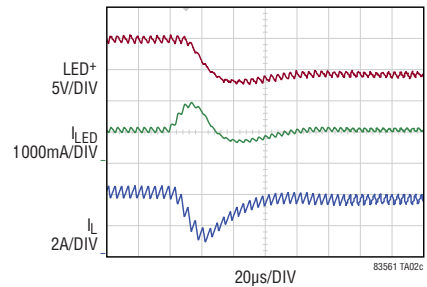
35W昇降圧モードLEDドライバ



効率と V_{IN} の関係



3V/µs LEDマトリックス・スイッチに対する過渡応答



関連製品

製品番号	概要	注釈
LT3950	指数PWM調光機能を持つ60V、1.5A LEDドライバ	同様の調光機能を持つモノリシックLEDドライバ
LT3952A	60V、4A同期整流式昇圧LEDドライバ	$V_{IN(MIN)} = 3V$ 、 $V_{IN(MAX)} = 42V$ 、 $V_{OUT}: 0V \sim 60V$ 、5:1の内部調光および4,000:1の外部調光、 $I_{SD} = 1\mu A$ 、TSSOP-28Eパッケージ
LT3755/ LT3755-1/ LT3755-2	3,000:1のPWM調光機能を持つハイ・サイド75V、1MHzのLEDコントローラ	$V_{IN}: 4.5V \sim 40V$ 、 $V_{OUT}: 5V \sim 60V$ 、True Color PWM、アナログ = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 3mm QFN-16パッケージ、MSOP-16Eパッケージ
LT3756/ LT3756-1/ LT3756-2	3,000:1のPWM調光機能を持つハイ・サイド100V、1MHzのLEDコントローラ	$V_{IN}: 6V \sim 100V$ 、 $V_{OUT}: 5V \sim 100V$ 、True Color PWM、アナログ = 3000:1、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 3mm QFN-16パッケージ、MSOP-16Eパッケージ
LT3761/ LT3761A	3,000:1のPWM調光機能と内部PWMジェネレータを備えるハイ・サイド100V、1MHzのLEDコントローラ	$V_{IN}: 4.5V \sim 60V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 80V$ 、PWM調光およびアナログ調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSOP-16Eパッケージ