

スリーステート制御付き 高電流同期整流式降圧 LEDドライバ

特長

- PWM調光により、最大3000:1の調光比を実現
- CTRL_SEL調光により、各電流レベル間で最大3000:1の調光比を実現
- スリーステート電流制御によるカラーミキシング
- 電流レギュレーション精度: $\pm 6\%$
- 入力電圧範囲: 6V~36V
- 平均電流モード制御
- 異なる電流レギュレーション状態間の最大回復時間: 2 μ s
- シャットダウン電流: < 1 μ A
- 出力電圧レギュレーションとオープンLED保護
- 熱特性が改善された4mm \times 5mm QFNパッケージと28ピンFEパッケージ

アプリケーション

- DLPプロジェクト
- 高電力建築照明
- レーザー・ダイオード

概要

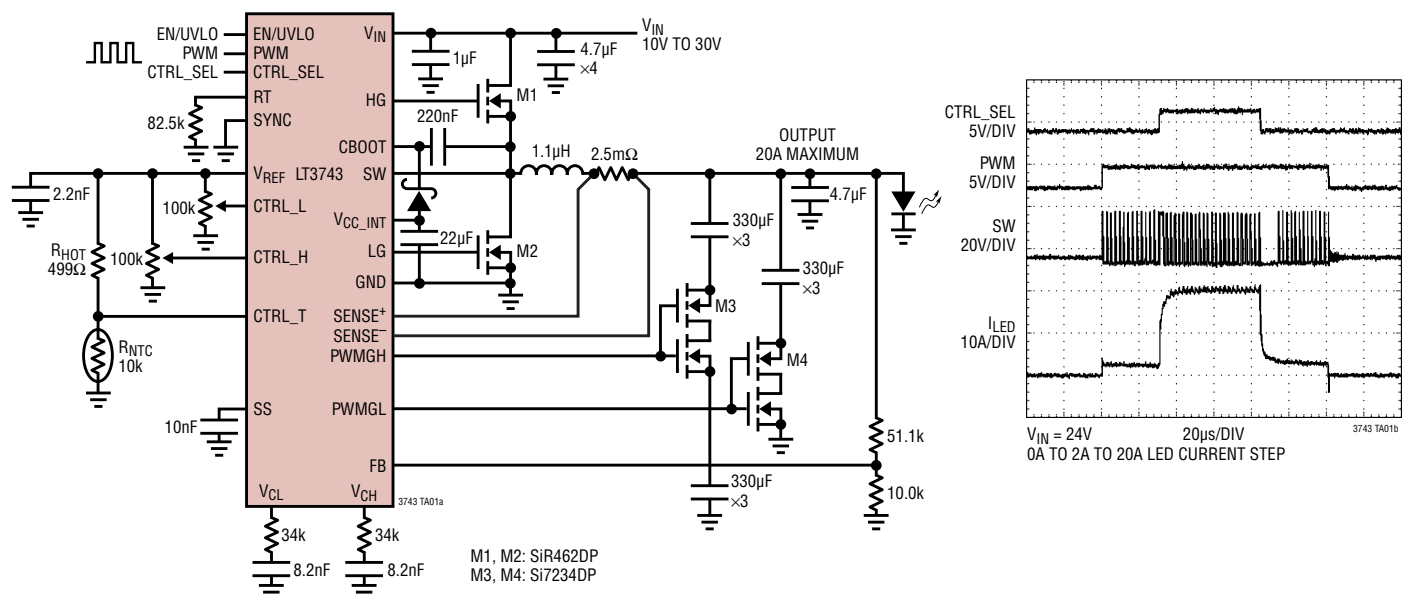
LT[®]3743は、高電流LEDをドライブするために設計された固定周波数同期整流式降圧DC/DCコントローラです。平均電流モード・コントローラにより、0V~($V_{IN}-2V$)の広い出力電圧範囲でインダクタ電流のレギュレーションを維持します。LED調光は、CTRL_L、CTRL_HおよびCTRL_Tピンでのアナログ調光とPWMおよびCTRL_SELピンでのPWM調光によって実現されます。外部で切り替えられる負荷コンデンサを使用することにより、LT3743は安定化LED電流レベルを数 μ s以内で変更できるので、2つの電流レベル間で高精度で高速なPWM調光を行うことができます。スイッチング周波数は、RTピンの外付け抵抗を介して200kHz~1MHzの範囲で設定できます。

この他に、LT3743は電圧レギュレーションや、出力からFBピンに接続された分圧器で設定される過電圧保護などを特長としています。過電流保護はCTRL_Hピンで設定されます。

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

標準的応用例

92%の効率の20A LEDドライバ



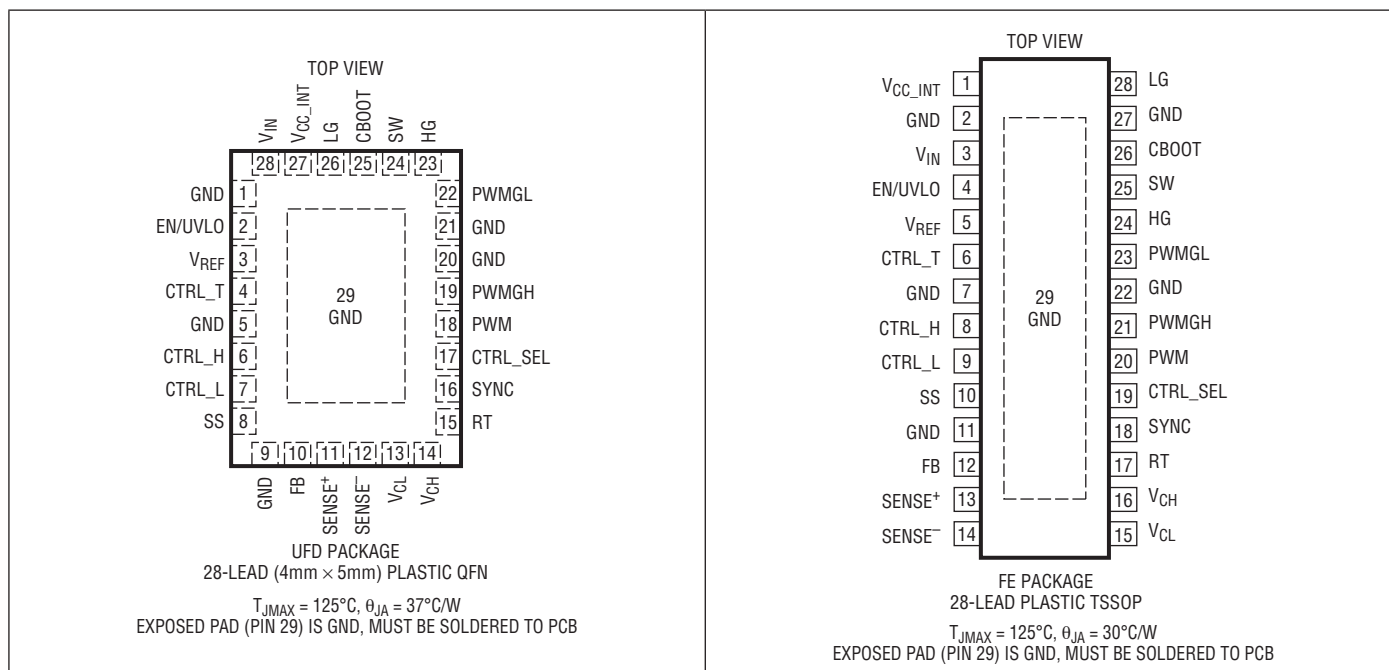
3743fd

LT3743

絶対最大定格 (Note 1)

V _{IN} 電圧	40V	CBOOT	46V
EN/UVLOの電圧	6V	RTの電圧	3V
V _{REF} 電圧	3V	FBの電圧	3V
CTRL_L、CTRL_H、CTRL_Tの電圧	3V	SSの電圧	6V
PWM、CTRL_SELの電圧	6V	SYNCの電圧	6V
SENSE ⁺ の電圧	40V	保存温度範囲	-65°C~150°C
SENSE ⁻ の電圧	40V	リード温度 (半田付け、10秒)	
V _{CH} 、V _{CL} の電圧	3V	TSSOP	300°C
SWの電圧	40V		

ピン配置



発注情報 (Note 2)

鉛フリー仕様	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
LT3743EUFD#PBF	LT3743EUFD#TRPBF	3743	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3743IUFD#PBF	LT3743IUFD#TRPBF	3743	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3743EFE#PBF	LT3743EFE#TRPBF	LT3743FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3743IFE#PBF	LT3743IFE#TRPBF	LT3743FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

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。

電気的特性

●は全動作温度範囲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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 5\text{V}$ 、 $V_{SYNC} = 0\text{V}$ 、 $V_{CTRL_SEL} = 0\text{V}$ 、 $V_{PWM} = 2\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range			6		36	V
V_{IN} Pin Quiescent Current (Note 3) Non-Switching Operation Shutdown Mode	$V_{PWM} = V_{CTRL_SEL} = 0\text{V}$, Not Switching, $R_T = 40\text{k}$ $V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$	●		1.8 0.1	2.5 1	mA μA
EN/UVLO Pin Falling Threshold			1.49	1.55	1.61	V
EN/UVLO Hysteresis				130		mV
EN/UVLO Pin Current	$V_{IN} = 6\text{V}$, EN/UVLO = 1.45V			5.5		μA
PWM Pin Threshold				1.0		V
CTRL_SEL Threshold				1.0		V
SYNC Pin Threshold				1.0		V
CTRL_H and CTRL_L Pin Control Range			0		1.5	V
CTRL_H and CTRL_L Pin Current				100		nA
リファレンス						
Reference Voltage (V_{REF} Pin)		●	1.96	2	2.04	V
インダクタ電流検出						
Full Range SENSE ⁺ to SENSE ⁻	$V_{CTRL_H} = 1.5\text{V}$, $V_{SENSE^-} = 6\text{V}$	●	48	51	54	mV
SENSE ⁺ Pin Current	$V_{SENSE^+} = V_{SENSE^-} = 6\text{V}$			50		nA
SENSE ⁻ Pin Current	$V_{SENSE^+} = V_{SENSE^-} = 6\text{V}$			10		μA
内部V_{CC}レギュレータ (V_{CC_INT}ピン)						
Regulation Voltage		●	4.7	5	5.2	V
NMOS FETドライバ (Note 2)						
Non-Overlap time HG to LG				100		ns
Non-Overlap time LG to HG				60		ns
Minimum On-Time LG	(Note 3)			50		ns
Minimum On-Time HG	(Note 3)			80		ns
Minimum Off-Time LG	(Note 3)			60		ns
High Side Driver Switch On-Resistance Gate Pull Up Gate Pull Down	$V_{CBOOT} - V_{SW} = 5\text{V}$			2.3 1.3		Ω Ω
Low Side Driver Switch On-Resistance Gate Pull Up Gate Pull Down	$V_{CC_INT} = 5\text{V}$			2.5 1.3		Ω Ω
スイッチング周波数						
f_{sw}	$R_T = 40\text{k}\Omega$ $R_T = 200\text{k}\Omega$	●	900 190	1000 200	1070 233	kHz kHz
ソフトスタート						
Charging Current				5.5		μA
電圧レギュレーション・アンプ						
Input Bias Current				1		nA
g_m				200		$\mu\text{A/V}$
Feedback Regulation Voltage	$V_{CTRL_H} = 0\text{V}$, $V_{CTRL_L} = 2\text{V}$, $V_{SENSE^+} = 2\text{V}$	●	0.945	1	1.025	V

電気的特性

●は全動作温度範囲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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN}/V_{VLO} = 5\text{V}$ 。

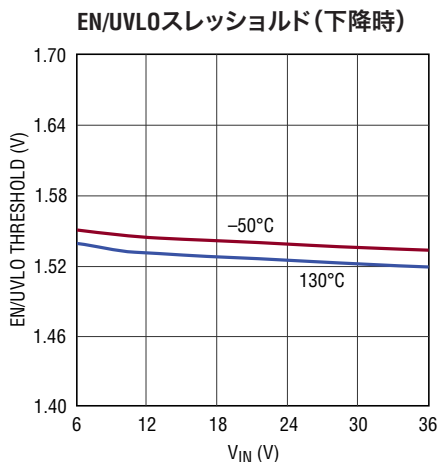
PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
PWMG制御信号						
CTRL_SEL High to PWMGL Low Delay			10	40	ns	
CTRL_SEL High to PWMGH High Delay			150	200	ns	
CTRL_SEL Low to PWMGH Low Delay			30	60	ns	
CTRL_SEL Low to PWMGL High Delay			170	220	ns	
PWMGH and PWMGL Pull-up Impedance			3.2		Ω	
PWMGH and PWMGL Pull-Down Impedance			1.75		Ω	
電流制御ループのg_mアンプ						
Offset Voltage	$V_{SENSE^+} = 4\text{V}$, $V_{SENSE^-} = 4\text{V}$	●	-3	0	3	mV
Input Common Mode Range			0		V	
$V_{CM(Low)}$			2		V	
$V_{CM(HIGH)}$	$V_{CM(HIGH)}$ Measured from V_{IN} to V_{CM}					
Output Impedance			3.5		$M\Omega$	
g_m			375	475	625	$\mu\text{A/V}$
Differential Gain			1.7		V/mV	

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

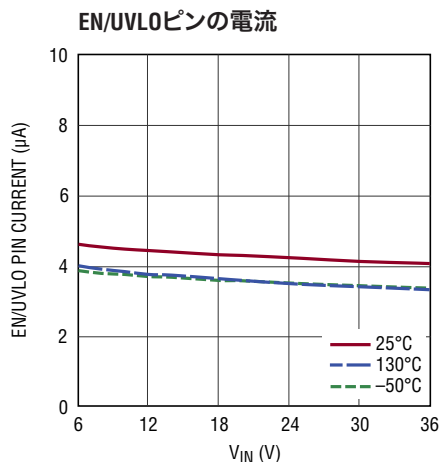
Note 2: LT3743Eは $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3743Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

Note 3: 最小オン時間とオフ時間は設計によって保証されており、テストは行われたい。

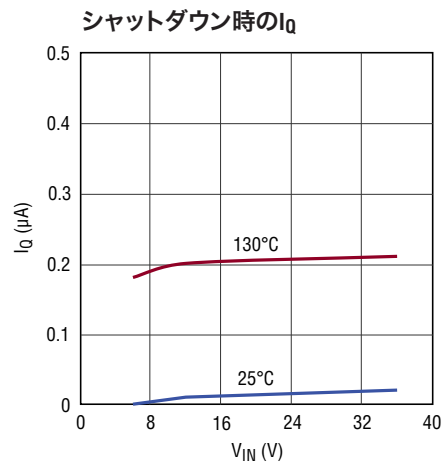
標準的性能特性



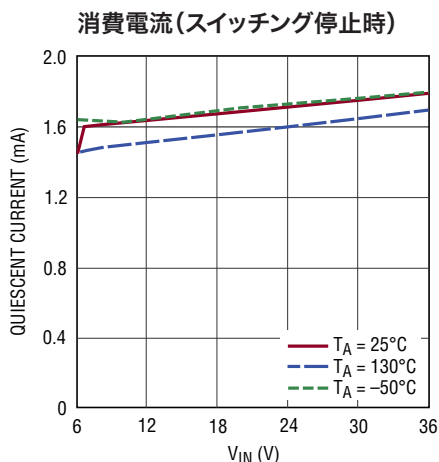
3743 G01



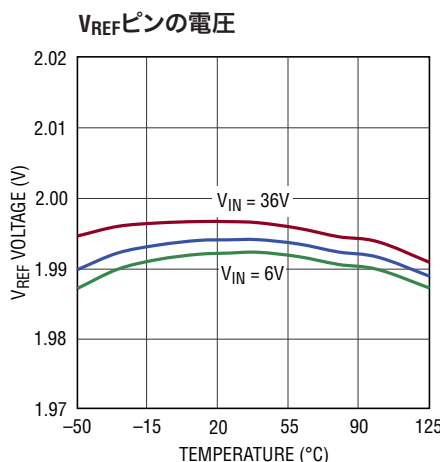
3743 G02



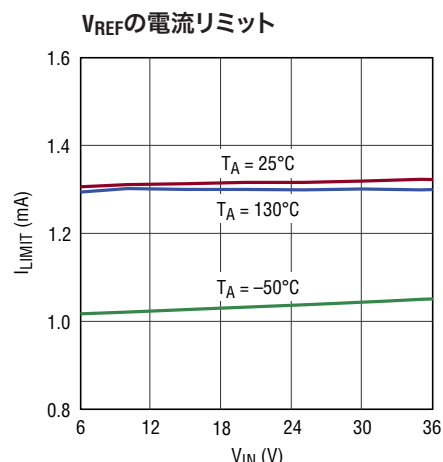
3743 G03



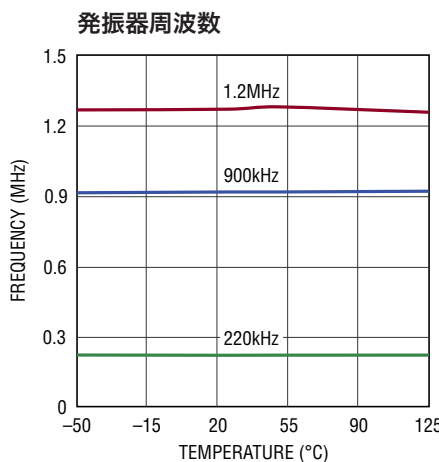
3743 G04



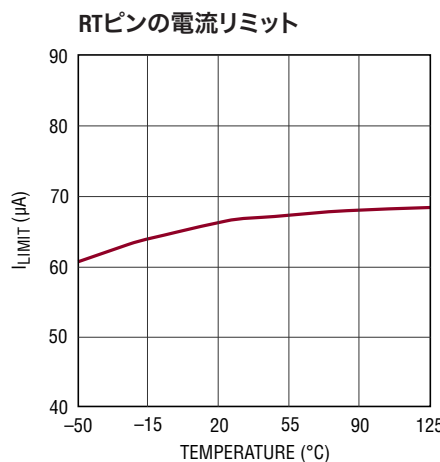
3743 G05



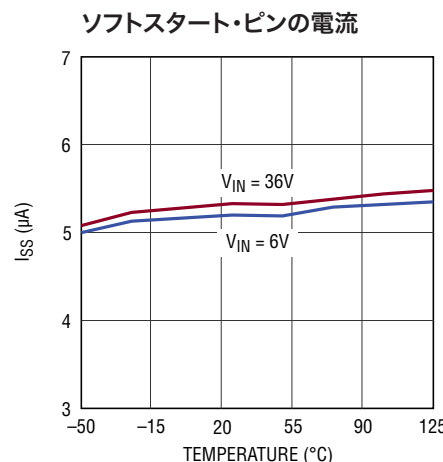
3743 G06



3743 G07

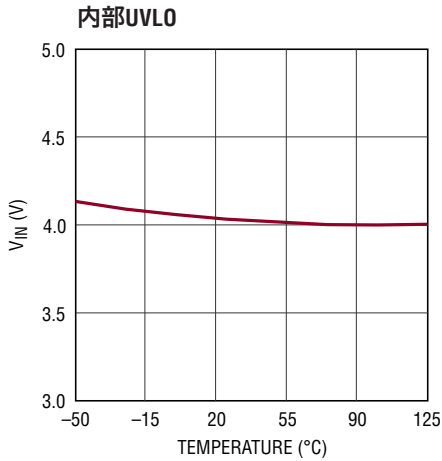


3743 G08

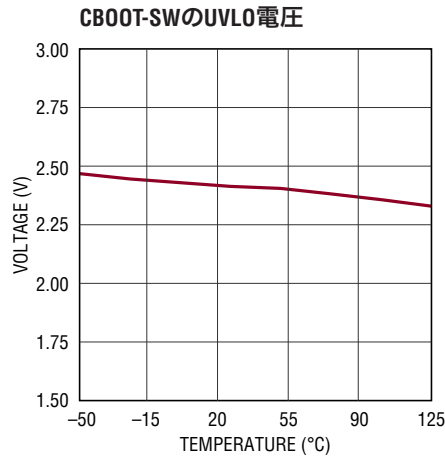


3743 G09

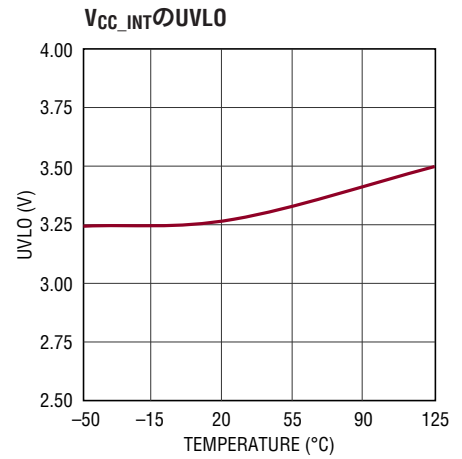
標準的性能特性



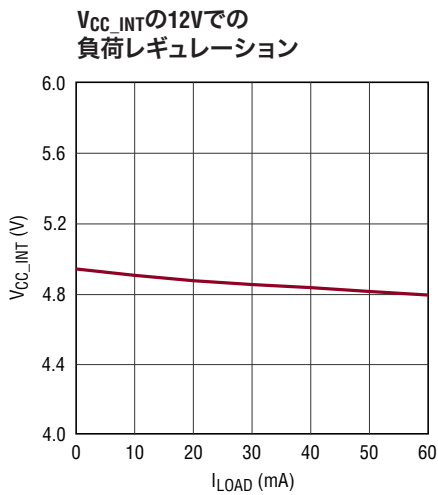
3743 G10



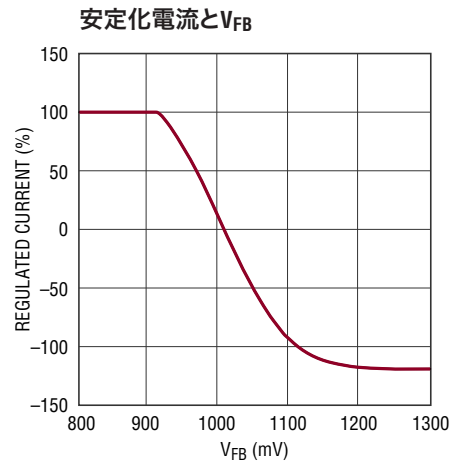
3743 G11



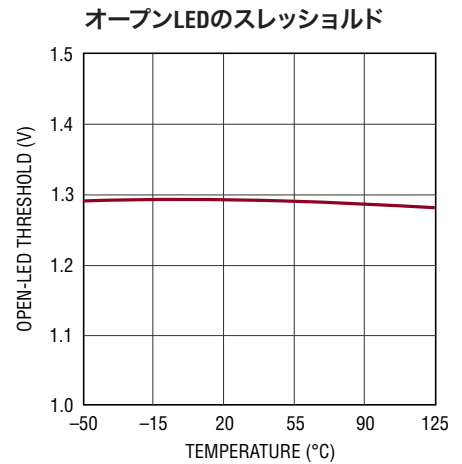
3743 G12



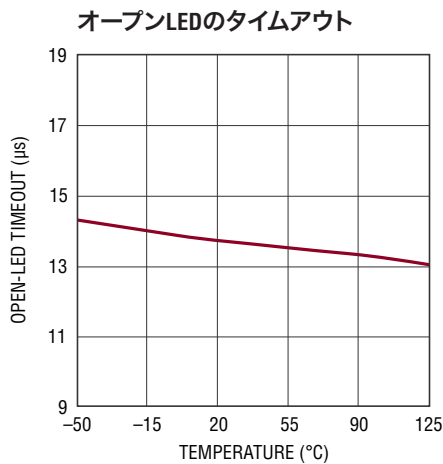
3743 G13



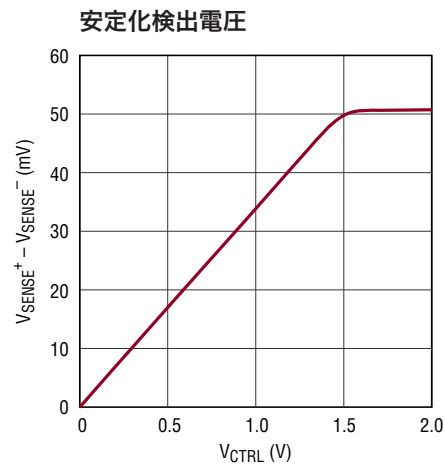
3743 G14



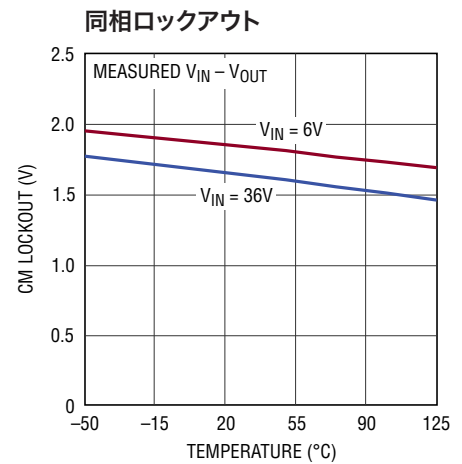
3743 G15



3743 G16

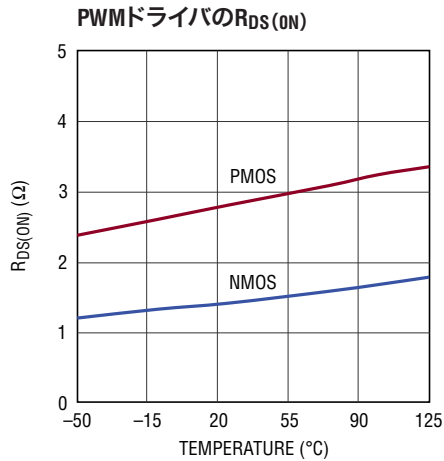


3743 G17

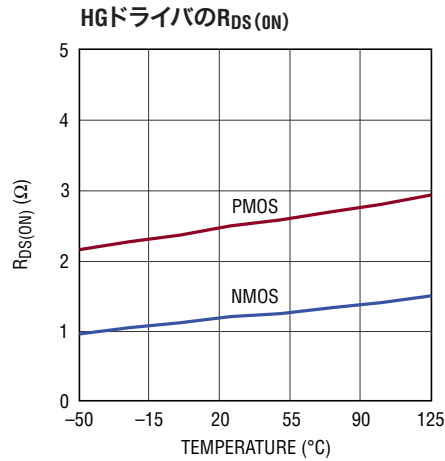


3743 G18

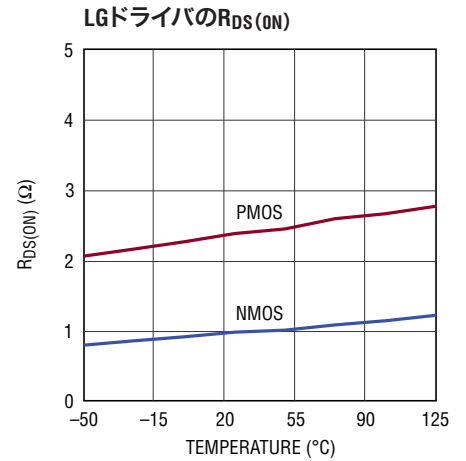
標準的性能特性



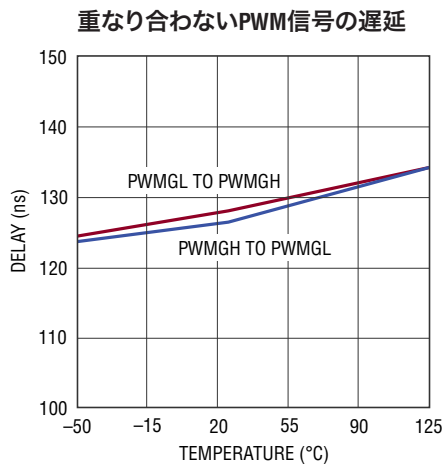
3743 G19



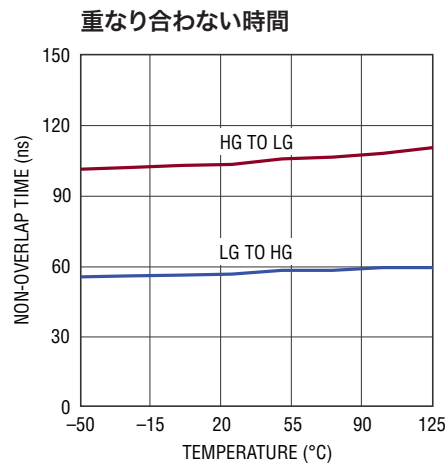
3743 G20



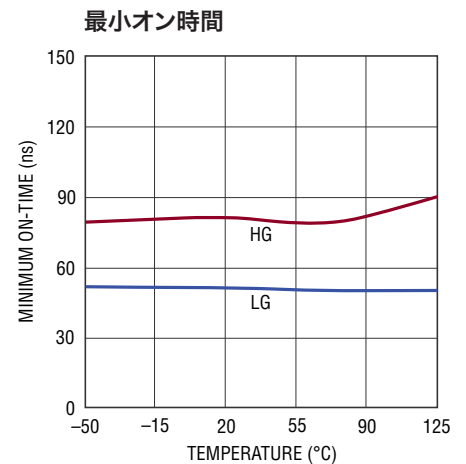
3743 G21



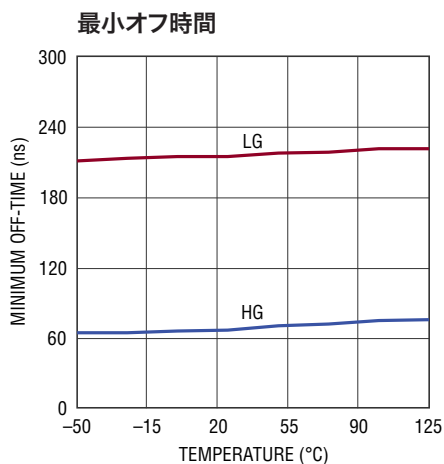
3743 G22



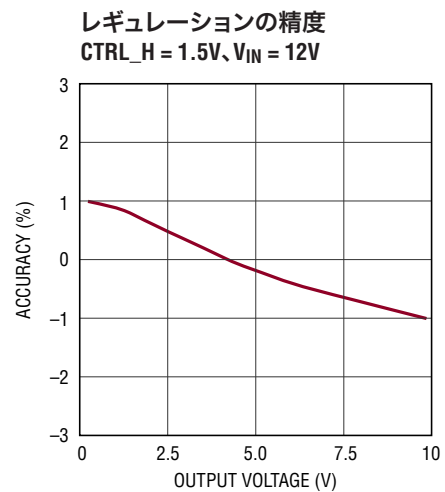
3743 G23



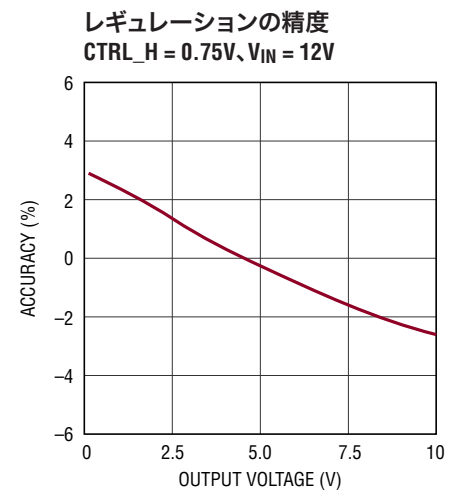
3743 G24



3743 G25



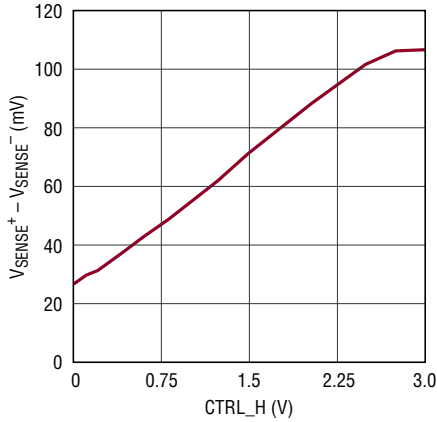
3743 G26



3743 G27

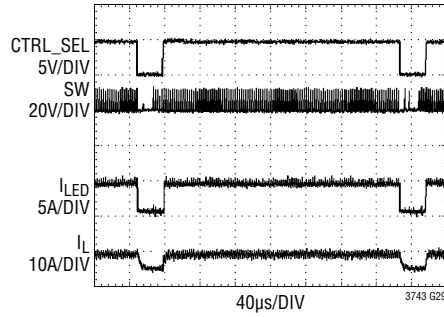
標準的性能特性

過電流スレッシュホールド

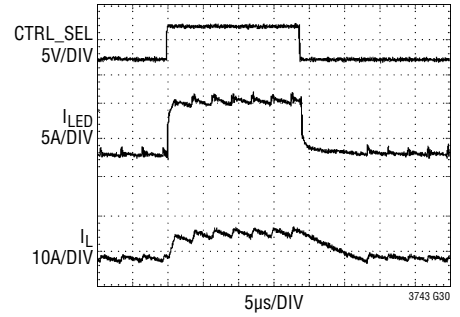


3743 G28

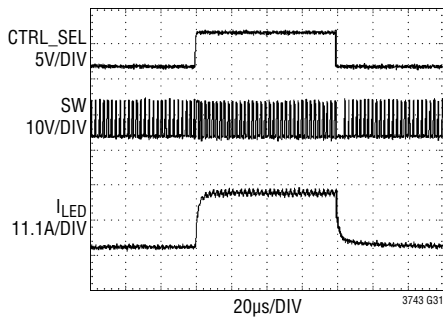
LED電流の波形
(90% PWM) (0.5A~5A)



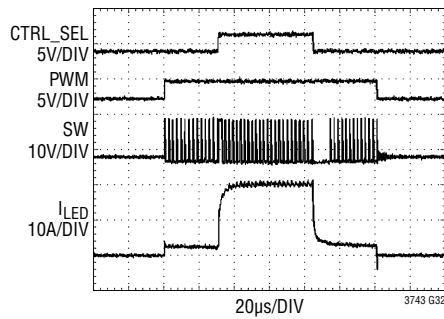
LED電流の波形
(2000:1) (3A~10A)



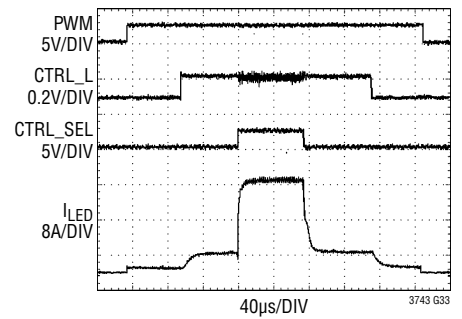
LED電流の波形
(3000:1) (2A~20A)



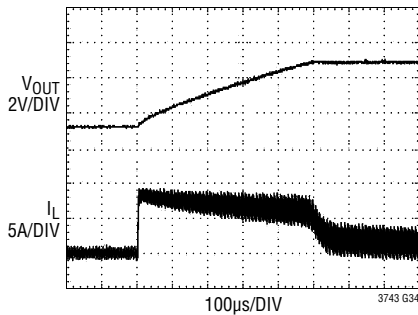
LED電流の波形
(3000:1) (0A~2A~20A)



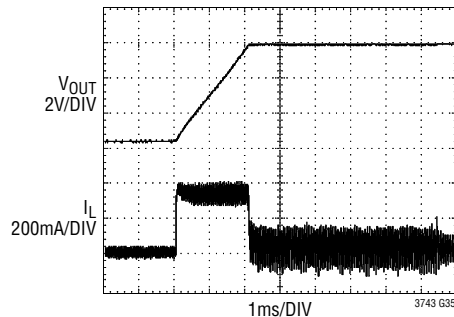
LED電流の波形(3000:1) CTRL_L
によるアナログ調光
C_{OUT}(LOW) = 22µF, C_{OUT}(HIGH) = 1mF



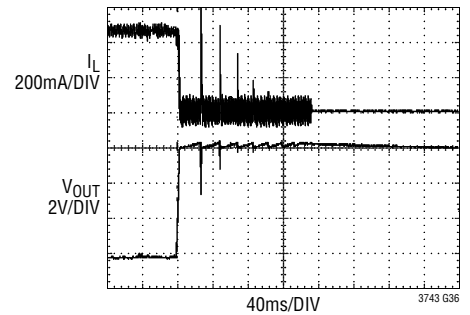
10Aの安定化されたインダクタ電流
による電圧レギュレーション



同相ロックアウト (V_{IN} = 7V)



オープン負荷状態による
過電圧ロックアウト動作



ピン機能 (QFN/TSSOP)

GND (ピン1、5、9、20、21、露出パッド・ピン29/ピン2、7、11、22、27、露出パッド・ピン29) : グランド。露出パッドはPCBに半田付けする必要があります。

EN/UVLO (ピン2/ピン4) : イネーブル・ピン。EN/UVLOピンはイネーブル・ピンとして機能し、1.55Vで内部電流バイアス・コアとサブレギュレータをオンします。ピンにはプルアップもプルダウンもないので、通常のデバイス動作には電圧バイアスが必要です。約0.5Vで完全にシャットダウンします。

V_{REF} (ピン3/ピン5) : 0.5mAをドライブできるバッファ付き2Vリファレンス。

CTRL_T (ピン4/ピン6) : 熱制御入力で、両方の電流レベル (CTRL_LおよびCTRL_H) の安定化電流レベルを下げます。

CTRL_H (ピン6/ピン8) : CTRL_Hピンは高レベル安定化出力電流と過電流を設定します。最大入力電圧は内部で1.5Vにクランプされています。過電流の設定ポイントはCTRL_Hピンによって設定される高レベル安定化電流レベルに等しく、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの間に追加の23mVのオフセットがあります。

CTRL_L (ピン7/ピン9) : CTRL_Lピンは低レベル安定化出力電流を設定します。CTRL_L電圧がCTRL_H電圧より高くなることは推奨されません。

SS (ピン8/ピン10) : ソフトスタート・ピン。外部コンデンサをグラウンドに接続して、スタートアップ状態の間、安定化電流を制限します。SSピンは5.5 μ Aの充電電流を供給します。このピンはCTRL_LとCTRL_Hによって決まる両方の安定化入力を制御します。

FB (ピン10/ピン12) : 過電圧保護のための帰還ピン。帰還電圧は1Vです。過電圧/オープンLEDはFBピンを介して検出されません。帰還電圧が1.3Vを超えると、過電圧ロックアウトがスイッチングを停止し、両方の出力コンデンサを接続してインダクタ電流を放電します。

SENSE⁺ (ピン11/ピン13) : SENSE⁺は平均電流モード・ループの誤差アンプの反転入力です。このピンは外部の電流検出抵抗 (R_S) に接続します。内部抵抗両端の電圧降下を基準にしたSENSE⁺とSENSE⁻の間の電圧降下により、電流安定化ループへの入力電圧が発生します。

SENSE⁻ (ピン12/ピン14) : SENSE⁻は平均電流モード・ループの誤差アンプの非反転入力です。CTRL_LまたはCTRL_Hをベースにしたリファレンス電流は、このピンから検出抵抗 (R_S) の出力 (LED) 側に流れ出します。

V_{CL} (ピン13/ピン15) : V_{CL}は、低レベルの電流安定化の間の平均電流ループの安定性に必要な補償を与えます。標準的な補償値は抵抗が15k \sim 80k、コンデンサが2nF \sim 10nFです。

V_{CH} (ピン14/ピン16) : V_{CH}は、高レベルの電流安定化の間の平均電流ループの安定性に必要な補償を与えます。標準的な補償値は抵抗が15k \sim 80k、コンデンサが2nF \sim 10nFです。

RT (ピン15/ピン17) : グランドに接続された抵抗により、200kHz \sim 1MHzのスイッチング周波数が設定されます。SYNC機能を使う場合、SYNCパルスの周波数より20%低い周波数に設定します。このピンは電流が60 μ Aに制限されています。このピンはオープンのままにしないでください。

SYNC (ピン16/ピン18) : 周波数同期ピン。このピンにより、スイッチング周波数を外部クロックに同期させることができます。SYNCパルス周波数より20%遅い周波数で内部クロックが動作するようにR_T抵抗を選択します。同期範囲は240kHz \sim 1.2MHzです。このピンを使用しない場合は接地します。

CTRL_SEL (ピン17/ピン19) : CTRL_SELピンは高電流制御 (CTRL_H) と低電流制御 (CTRL_L) のどちらかを選択します。“H”のとき、V_{CH}ピンが誤差アンプの出力に接続され、PWMGHゲート信号が“H”になります。“L”のとき、V_{CL}ピンが誤差アンプの出力に接続され、PWMGLゲート信号が“H”になります。このピンはLEDの電流レベル調光に使われます。このピンを使用しない場合は接地します。

PWM (ピン18/ピン20) : LEDのPWM調光の入力ピン。“L”のとき、全てのスイッチングが停止し、出力コンデンサが切断されます。このピンを使用しない場合はV_{CC_INT}に接続します。

PWMGH (ピン19/ピン21) : PWMGH出力ピンは外部FETのゲートをドライブして、スイッチング・レギュレータの出力コンデンサの1つを負荷に接続します。ドライバのプルアップ・インピーダンスは3.2 Ω で、プルダウン・インピーダンスは1.75 Ω です。

ピン機能 (QFN/TSSOP)

PWMGL (ピン22/ピン23) : PWMGL出力ピンは外部FETのゲートをドライブして、スイッチングレギュレータの出力コンデンサの1つを負荷に接続します。ドライバのプルアップ・インピーダンスは 3.2Ω で、プルダウン・インピーダンスは 1.75Ω です。

HG (ピン23/ピン24) : HGはトップFETのゲート・ドライブ信号で、ハイサイドの外部パワーFETの状態を制御します。ドライバのプルアップ・インピーダンスは 2.3Ω で、プルダウン・インピーダンスは 1.3Ω です。

SW (ピン24/ピン25) : SWピンはフロートしているハイサイド・ドライバの下側レールとして内部で使用されます。外部では、このノードは2つのパワーFETとインダクタを接続します。

CBOOT (ピン25/ピン26) : CBOOTピンはハイサイドFETドライバのためのフロートした5Vの安定化電源を与えます。スイッチ・ピンがグラウンドに近いときCBOOTコンデンサを充電するために、VCC_INTピンからCBOOTピンに外部ショットキー・ダイオードが必要です。

LG (ピン26/ピン28) : LGはボトムFETのゲート・ドライブ信号で、ローサイドの外部パワーFETの状態を制御します。ドライバのプルアップ・インピーダンスは 2.5Ω で、プルダウン・インピーダンスは 1.3Ω です。

VCC_INT (ピン27/ピン1) : CBOOTコンデンサを充電するための安定化された5V出力VCC_INTはデジタル回路部分とスイッチング回路部分へも電力を供給します。6Vより下のV_{IN}では、このピンをレールに接続します。VCC_INTは約50mAに電流制限されています。シャットダウンすると、出力電圧ドライブはディスエーブルされます。

V_{IN} (ピン28/ピン3) : 入力電源ピン。グラウンドに接続した $1\mu\text{F}$ の低ESRコンデンサでローカルにバイパスする必要があります。

ブロック図 (QFNパッケージ)

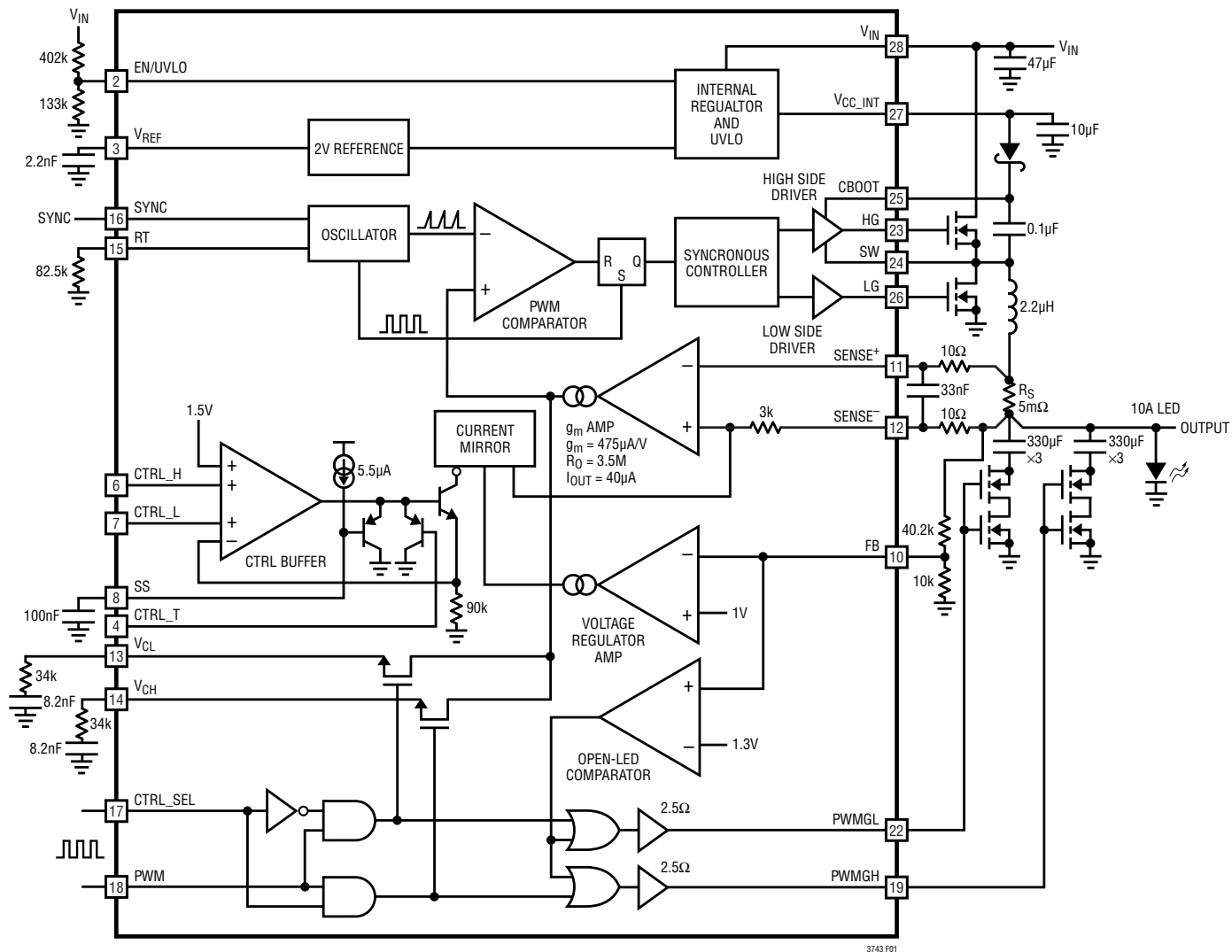


図1. ブロック図

動作

LT3743は固定周波数の平均電流モード制御を使って、出力電圧とは独立に、インダクタ電流を精確に安定化します。これは、ダイナミック抵抗が $20\text{m}\Omega\sim 40\text{m}\Omega$ で、順方向接合部電圧降下が $2\text{V}\sim 6\text{V}$ の範囲で変化する可能性のある高電流LEDのドライブを含む、安定化された電流源を必要とするアプリケーションに理想的なソリューションです。制御ループがインダクタの電流を6%の精度で安定化します。動作の詳細については、図1のブロック図を参照してください。

制御ループには、アナログ制御ピン(CTRL_HとCTRL_L)で制御される2つの独立したリファレンス入力があります。CTRL_SELピンが“L”のとき、制御ループはCTRL_Lピンによって決まるリファレンスを使い、“H”のときは、ループはCTRL_Hピンによって決まるリファレンスを使います。CTRL_LピンとCTRL_Hピンのアナログ電圧はバッファされており、内部抵抗の両端にリファレンス電圧を発生します。内部バッファの出力には 1.5V のクランプが備わっており、CTRL_LピンとCTRL_Hピンのアナログ制御範囲を $0\text{V}\sim 1.5\text{V}$ に制限します。平均電流モード制御ループは内部リファレンス電圧を使い、外部検出抵抗(R_S)両端の電圧降下を介してインダクタ電流を安定化します。

多くのアプリケーションでは、RGBプロジェクタやディスプレイでピュアな色のためのバックグラウンドLEDのカラーミキシングを行うのに、2つの安定化された電流状態間の高速遷移が望まれます。このためには、PWMピンとCTRL_SELピンの両方を使ってパルス幅変調による調光を実現することができます。PWMピンが“L”のときインダクタの安定化された電流はゼロで、両方の出力コンデンサは切断されています。PWMピンが“H”で、CTRL_SELピンが“L”のとき、インダクタの安定化された電流はCTRL_Lピンのアナログ電圧によって決まります。PWMピンとCTRL_SELピンが両方とも“H”のとき、インダクタの安定化された電流はCTRL_Hピンのアナログ電圧によって決まります。

LT3743はユニークなスイッチト出力キャパシタ・トポロジーと2つの独立した補償ネットワークを使って2つの安定化された電流状態の間を $2\mu\text{s}$ 以内で遷移します。CTRL_SELピンが“L”でPWMピンが“H”のとき、PWMGL出力ピンが“H”になり、CTRL_Lの電流レベルのために出力コンデンサをスイッチして接続します。CTRL_L出力コンデンサは、制御ループが低

電流レベルを安定化するときのLEDの順方向電圧降下を保存します。CTRL_SELピンが“H”状態に変化するとき、 150ns の遅延により、両方の出力コンデンサが同時に接続されないようにします。この遅延の後、PWMGHが“H”になるとCTRL_Hレベルの出力コンデンサがスイッチされて接続され、直ちに電流をLEDに供給します。CTRL_Hの出力コンデンサの電圧はLEDの電圧降下であり、安定化された電流はCTRL_Hピンのアナログ電圧によって決まります。遷移遅延を最小にするには、PWMGHピンが“H”になった直後にインダクタを安定化電流レベルの70%に予め充電します。逆に、PWMピンが“L”になると、低電流レベルでの通常のスイッチングが開始される前に低電流レベルの70%にインダクタを放電します。平均電流モード制御ループの誤差アンプも同相ロックアウトを備えており、誤差アンプが同相範囲を外れて動作しないようにインダクタ電流を安定化します。同相範囲は、出力電圧が 0V から V_{IN} 電源レールの 2V 下までです。

過電流の設定ポイントはCTRL_Hピンによって設定される高レベル安定化電流レベルに等しく、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの間に追加の 23mV のオフセットがあります。過電流はサイクルごとに制限され、過電流レベルに達すると直ちにスイッチングがシャットダウンされます。過電流ではソフトスタートは行われません。

出力電圧は出力からFBピンに接続した抵抗分割器を使って制限することができます。FBピンのリファレンスは 1.0V です。出力電圧レベルが電圧ループを起動するのに十分なだけ高いと、出力電圧が制限されるように安定化されたインダクタ電流が減少します。FBピンの電圧が 1.3V (安定化レベルより30%上)に達すると、内部のオープンLEDフラグがセットされ、スイッチングを $13\mu\text{s}$ の間シャットダウンし、両方の出力コンデンサをスイッチして接続し、インダクタ電流を完全に流出させます。

スタートアップの間、PWMピンが初めて“H”になるまでSSピンは“L”に保持されます。PWM信号が“H”になると、SSピンのコンデンサは $5.5\mu\text{A}$ の電流源で充電されます。CTRL_LとCTRL_Hの信号の内部バッファはSSピンの電圧によって制限され、CTRL_HピンまたはCTRL_Lピンの電圧によって決まる電流まで、安定化インダクタ電流をゆっくりランプさせます。

アプリケーション情報

インダクタ電流のプログラミング

CTRL_LピンとCTRL_Hピンのアナログ電圧はバッファされており、内部抵抗の両端にリファレンス電圧(V_{CTRL})を発生します。安定化インダクタ電流は次式で決まります。

$$I_0 = \frac{V_{CTRL}}{30 \cdot R_S}$$

ここで、R_Sは外部検出抵抗、I₀はLED電流に等しい平均インダクタ電流です。LED電流とR_Sの関係を図2に示します。抵抗内の最大電力損失は次のようになります。

$$P_{RS} = \frac{(0.05V)^2}{R_S}$$

表1には、いくつかの抵抗値、対応する最大電流および検出抵抗内の電力損失が示されています。R_S内の電力損失を図3に示します。

表1. 検出抵抗の値

最大LED電流 (A)	抵抗、R _S (mΩ)	電力損失 (W)
1	50	0.05
5	10	0.25
10	5	0.5
25	2	1.25

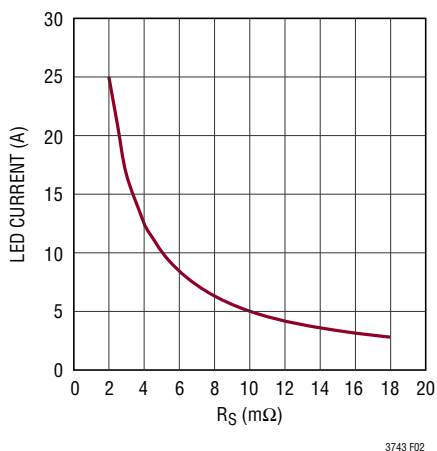


図2. LED電流のためのR_S値の選択

インダクタの選択

安定化された状態間の回復時間は、LED電流の精確な制御を維持するのに非常に重要です。このため、ピーク・トゥ・ピーク・リップルが30%を下回らないようにインダクタのサイズを選択すれば、妥当なリップルで優れた回復時間を与えます。過電流の設定ポイントはCTRL_Hピンによって設定される高レベル安定化電流レベルに等しく、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの間に追加の23mVのオフセットがあります。インダクタの飽和電流が最大安定化電流より少なくとも20%高くなるようにします。次式は、インダクタのリップルを最小に抑えつつ妥当な回復時間を達成するインダクタの大きさを与えます。

$$L = \left(\frac{V_{IN} \cdot (V_F) - (V_F)^2}{0.2 \cdot f_S \cdot I_0 \cdot V_{IN}} \right)$$

ここで、V_FはLEDの順方向電圧降下、I₀はインダクタの最大安定化電流、f_Sはスイッチング周波数です。この式を使うと、インダクタは最大安定化電流で約10%のリップルを生じます。

表2. 推奨インダクタ・メーカー

VENDOR	WEBSITE
Coilcraft	www.coilcraft.com
Sumida	www.sumida.com
Vishay	www.vishay.com
Würth Electronics	www.we-online.com
NEC-Tokin	www.nec-tokin.com

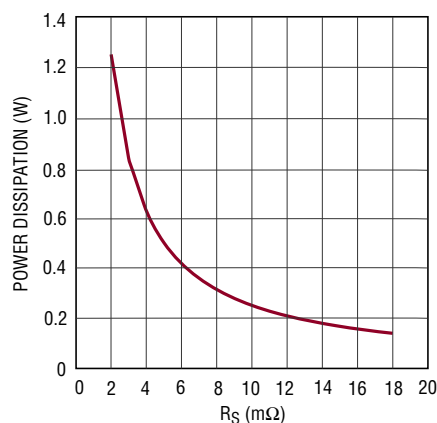


図3. R_S内の電力損失

アプリケーション情報

スイッチングMOSFETの選択

スイッチングMOSFETを選択する際、特定のアプリケーションに最適なデバイスを決めるのに決定的に重要なパラメータは、総ゲート電荷(Q_G)、オン抵抗(R_{DS(ON)})、ゲート-ドレイン間の電荷(Q_{GD})、ゲート-ソース間の電荷(Q_{GS})、ゲート抵抗(R_G)、ブレイクダウン電圧(最大V_{GS}とV_{DS})およびドレイン電流(最大I_D)です。選択作業を容易にする情報が次のガイドラインで与えられています。

両方のスイッチングMOSFETの最大定格ドレイン電流が、最大インダクタ電流より大きいことが必要です。次式によりピーク・インダクタ電流が計算されます。

$$I_{MAX} = I_O + \left(\frac{V_{IN} \cdot (V_F + R_D I_O) - (V_F + R_D I_O)^2}{2 \cdot f_s \cdot L \cdot V_{IN}} \right)$$

ここで、V_{IN}は入力電圧、Lはインダクタンス値、V_FはLEDの順方向電圧降下、R_DはLEDのダイナミック直列抵抗、I_Oは安定化出力電流、f_sはスイッチング周波数です。MOSFETの選択の際、最大ドレイン電流は温度に依存することに注意してください。ほとんどのデータシートには、最大定格ドレイン電流と温度の表またはグラフが含まれています。

両方のMOSFETの最大V_{DS}が(過渡を含む)最大入力電源電圧より高くなるように選択します。スイッチングMOSFETのゲートをドライブする信号の最大電圧はソースを基準にして5Vです。起動時および回復状態の間、ゲート・ドライブ信号は3Vしかないことがあります。LT3743が適切に回復するように、最大スレッシュホールドは2V未満にします。堅牢な設計では、7Vより大きな最大V_{GS}を選択します。

スイッチングMOSFET内の電力損失は、オン抵抗(R_{DS(ON)})、ゲート抵抗(R_G)に関連した遷移損失、ゲート-ドレイン間容量(Q_{GD})およびゲート-ソース間容量(Q_{GS})に関係しています。オン抵抗による電力損失はオーミック損失(I²R_{DS(ON)})であり、通常約15Vより下の入力電圧では支配的です。ゲート容量による電力損失は約12Vより大きな電圧で支配的です。高い入力電圧で動作しているときは、R_{DS(ON)}が高くC_{GD}が低いハイサイドMOSFETを選択することによって効率を最適化すること

とができます。ハイサイドMOSFETの電力損失は以下の式で近似することができます。

$$P_{LOSS} = (\text{オーミック損失}) + (\text{遷移損失})$$

$$P_{LOSS} \approx \left(\frac{(V_F + R_D I_O)}{V_{IN}} \cdot I_O^2 R_{DS(ON)} \cdot \rho_T \right) + \left(\left(\frac{V_{IN} \cdot I_{OUT}}{5V} \right) \cdot ((Q_{GD} + Q_{GS}) \cdot (2 \cdot R_G + R_{PU} + R_{PD})) \cdot f_s \right)$$

ここで、ρ_TはMOSFETのオン抵抗の温度に依存する項です。最大周囲動作温度として70°Cを使うと、ρ_Tはおおよそ1.3に等しくなります。R_{PD}とR_{PU}はLT3743のハイサイド・ゲート・ドライバの出力インピーダンスで、それぞれ1.3Ωと2.3Ωです。

MOSFETの大きさを決める良い方法として、ハイサイドMOSFETを選択してから、次にローサイドMOSFETを選択します。ハイサイドMOSFETのR_{DS(ON)}、Q_G、Q_{GD}およびQ_{GS}の間のトレードオフを次の例で示します。V_Oは4Vです。定格V_{DS}が40Vでパッケージが同じだが、R_{DS(ON)}が8倍異なり、Q_GとQ_{GD}が4.5倍異なる2つのNチャンネルMOSFETを比較します。

$$M1: R_{DS(ON)} = 2.3\text{m}\Omega, Q_G = 45.5\text{nC}, \\ Q_{GS} = 13.8\text{nC}, Q_{GD} = 14.4\text{nC}, R_G = 1\Omega$$

$$M2: R_{DS(ON)} = 18\text{m}\Omega, Q_G = 10\text{nC}, \\ Q_{GS} = 4.5\text{nC}, Q_{GD} = 3.1\text{nC}, R_G = 3.5\Omega$$

両方のMOSFETの電力損失を図4に示します。M1のR_{DS(ON)}は1/8ですが、M2の電力損失に比べて、低い入力電圧での電力損失は等しいのに、高い入力電圧では4倍大きくなることに注意してください。

スイッチングMOSFETの選択に関係する別の電力損失はゲートのドライブで失われる電力です。スイッチング・サイクルごとに総ゲート電荷(Q_G)を充電および放電する必要があります。電力はLT3743に内蔵されているLDOで失われます。ゲートの充電で失われる電力は次のとおりです。

$$P_{LOSS_LDO} \approx (V_{IN} - 5V) \cdot (Q_{GLG} + Q_{GHG}) \cdot f_s$$

ここで、Q_{GLG}はローサイド・ゲートの電荷でQ_{GHG}はハイサイド・ゲートの電荷です。

アプリケーション情報

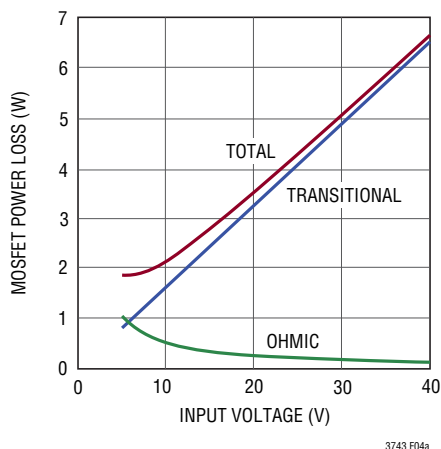


図4a. M1の電力損失の例

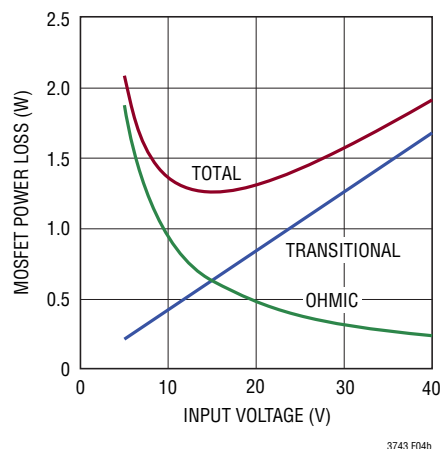


図4b. M2の電力損失の例

図4

LT3743の内部電力損失を制限するため、できれば総ゲート電荷が最小のスイッチングMOSFETを使います。

表3. 推奨スイッチングFET

V _{IN} (V)	V _{OUT} (V)	I _D (A)	TOP FET	BOTTOM FET	MANUFACTURER
8	4	5-10	RJK0365DPA	RJK0330DPB	Renesas www.renesas.com
24	4	5	RJK0368DPA	RJK0332DPB	
24	2-4	20	RJK0365DPA	RJK0346DPA	
12	2-4	10	FDMS8680	FDMS8672AS	Fairchild www.fairchildsemi.com
36	4	20	Si7884BDP	SiR470DP	Vishay www.vishay.com
24	4	40	PSMN4R0-30YL	RJK0346DPA	NXP/Philips www.nxp.com

入力コンデンサの選択

入力コンデンサは出力電流1A当たり4μFの大きさにして、ハイサイドMOSFETのすぐ近くに配置します。小さな1μFセラミック・コンデンサはLT3743のV_{IN}ピンとグランド・ピンの近くに配置し、ノイズ耐性を最適化します。入力コンデンサのリップル電流定格は、最大出力電流の半分に等しくなるようにします。入力容量としていくつかの低ESRセラミック・コンデンサを使うこ

とを推奨します。X5RまたはX7Rのタイプのコンデンサは広い動作電圧範囲と温度範囲で容量を維持するので、これらのタイプだけ使用します。

出力コンデンサの選択

LED電流が速くランプできるように、出力コンデンサはESR（等価直列抵抗）が非常に低いものにする必要があります。ほとんどの設計では負荷電流1A当たり最小50μFを使います。また、コンデンサは最大出力電流に対してサージ定格が規定されている必要があります。可能な限りESRを小さくするため、いくつかの低ESRコンデンサを並列に使います。多くのアプリケーションでは高密度POSCAPコンデンサの使用によって利点が得られますが、これらは過電圧状態に曝されると簡単に破壊されます。これを防ぐには、電圧定格が安定化電圧より少なくとも50%高いPOSCAPコンデンサを選択します。

C_{BOOT}コンデンサの選択

C_{BOOT}コンデンサは220nFより小さく50nFより大きいものにして、LT3743の適切な動作を確実にします。ゲート電荷が大きな高電流スイッチングMOSFETには220nFを使います。

アプリケーション情報

V_{CC_INT}のコンデンサの選択

V_{CC_INT}ピンのバイパス・コンデンサは安定性のため5μFより大きくします。ESRの要件はありません。LT3743内部のノイズを減らすにはESRを50mΩより小さくすることを推奨します。ゲート電荷が10nCより大きなMOSFETをドライブするには、総ゲート電荷の1nC当たり0.5μFを使います。

LED電流の調光

LT3743は2つの安定化LED電流状態間のPWM調光に加えて、従来のゼロから最大電流へのPWM調光の機能も提供します。PWM信号が“L”のとき、スイッチングは行われず、出力コンデンサはグラウンドから切断されます。PWMが“H”でCTRL_SELが“L”のとき、インダクタ電流は低電流状態に安定化されます。この場合、PWMGL信号は“H”で、低い安定化電流状態の出力コンデンサを接続します。PWMとCTRL_SELの両方が“H”のとき、インダクタ電流は高電流状態に安定化されます。この場合、PWMGH信号は“H”で、高い安定化電流状態の出力コンデンサを接続します。各安定化インダクタ電流の間の遷移時間は、インダクタのサイズ、V_{IN}およびV_Oによって決まります。スイッチト出力キャパシタの使用により、LED電流はCTRL_SELピンの遷移から130ns以内に流れ始めます。制御信号の様々な状態と、LEDおよびインダクタの電流波形を図8に示します。

安定化されたLED電流を2つの制御状態に調整するため、アナログ電圧がCTRL_LピンとCTRL_Hピンに印加されます。2Vまでの制御電圧に対する検出抵抗両端の安定化された電圧を図6に示します。V_{REF}からグラウンドに接続した分圧器によって発生するCTRL_Lの電圧を図7に示します。抵抗分割器の大きさを決めるとき、V_{REF}ピンは500μAに電流が制限されていることに注意してください。1.5Vより上では、制御電圧は安定化LED電流に影響を与えません。

最も広い調光範囲を実現するには、できるだけ高いスイッチング周波数とできるだけ低いPWM周波数を使います。最大のPWM範囲の構成のための最適化された部品選別に関しては、弊社にお問い合わせください。

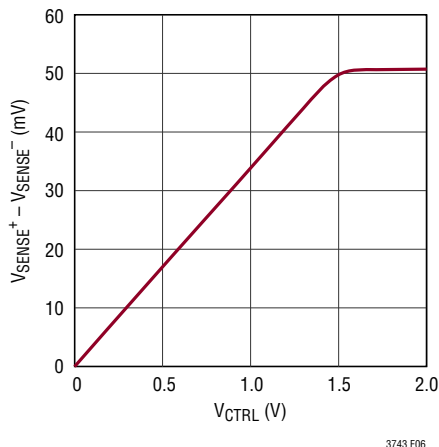


図6. LED電流とCTRL電圧

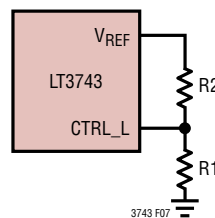


図7. LED電流のアナログ制御

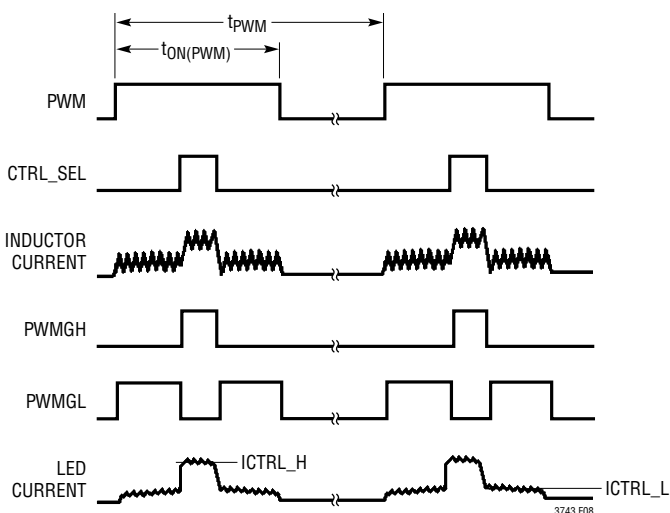


図8. LED電流とCTRL電圧

アプリケーション情報

スイッチト出力キャパシタのためのMOSFETの選択

スイッチト出力キャパシタに使われるMOSFETは、コンデンサが充電される間、最大安定化電流を扱うことも必要です。PWMGHピンとPWMGLピンの出力ドライバのプルアップ・インピーダンスは3.2Ω、プルダウン・インピーダンスは1.75Ωです。これにより、追加のゲート・ドライバを必要とすることなく、PWM MOSFETに適切なゲート・ドライブが与えられます。LEDの順方向抵抗と2つの安定化電流の間の差が十分大きいと、2つのMOSFETはMOSFETのボディ・ダイオードが導通して高電流状態のためにコンデンサが放電するのを防ぐ必要があります。1個のMOSFETが使われているとき、ボディ・ダイオードによって放電した高電流の安定化状態のための出力コンデンサを図9に示します。高電流出力コンデンサにドレイン・ドレイン構成を使ったアプリケーション回路を図10に示します。この構成では、上側のMOSFETのボディ・ダイオードが導通を阻止し、高電流出力コンデンサの放電を防ぎます。

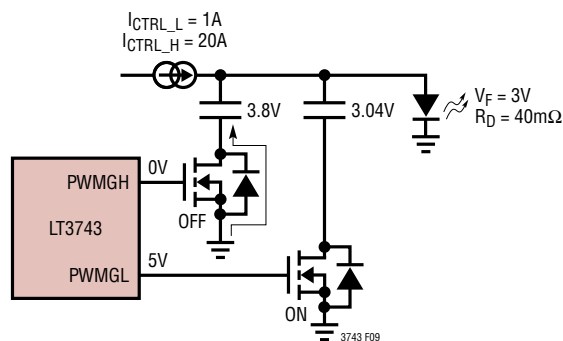


図9. 高電流FETのボディ・ダイオードが出力コンデンサを放電する

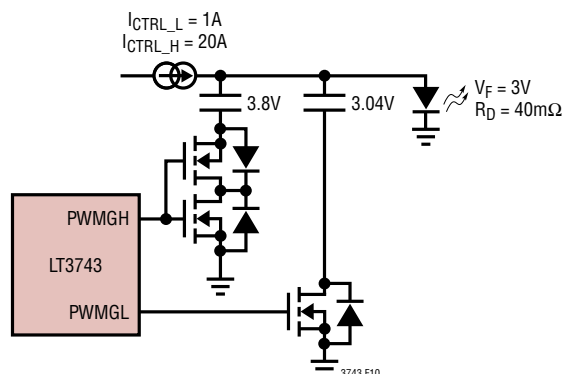


図10. ドレイン・ドレイン構成により、高電流出力コンデンサを放電するであろう電流経路をトップFETのボディ・ダイオードが阻止している

低状態と高状態の間の電圧が非常に大きいと（MOSFETのスレッシュホールドより大きいと）、コンデンサは再び放電する可能性があります。これに対して備えるには、スレッシュホールドが電圧差より大きなMOSFETを選択します。電圧差が1.5Vを超える場合、図11の回路を使用します。示されている回路は、約2V + V_{TH}の電圧差までコンデンサが放電するのを防ぎます。

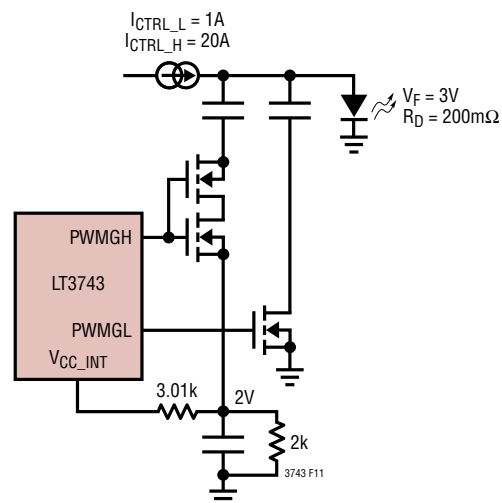


図11. 安定化電流の差が大きなアプリケーション

基板と相互配線のインダクタンス

基板および出力コンデンサから負荷までの相互配線のインダクタンスも負荷（LED）電流の変化の速さを決めます。負荷電流の変化率は次のようになります。

$$\frac{dI_L}{dt} = \frac{V_{HIGH} - V_{LOW}}{L_{BOARD}}$$

ここでdI_L/dtは負荷電流の変化率、V_{HIGH}はインダクタが高レベルで安定化されているときの出力電圧、V_{LOW}はインダクタが低状態で安定化されているときの出力電圧です。LED電流を測定するとき、電流プローブは使わないでください。ほとんどのプローブに使われているコア材がインダクタンスを増やし、LED電流の立ち上がり時間を遅くします。代わりに、電流を測定するときは検出抵抗を使います。

アプリケーション情報

電圧安定化と過電圧保護

LT3743はFBピンを使って出力を最大電圧に安定化し、過電圧を高速でロックアウトして、高価な高電流LEDを損傷するおそれのある高電圧状態を防ぎます。安定化出力電圧は出力からグラウンドに接続した抵抗分割器を使ってプログラムします(図12)。出力電圧が安定化された電圧レベル(FBピンで1.3V)の130%を超えると、内部のオープンLEDフラグがセットされ、スイッチングを停止し、PWMGLとPWMGHの両方の信号を“H”に強制します。安定化出力電圧は2Vより大きくなければならず、次式によって設定されます。

$$V_{OUT} = 1V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

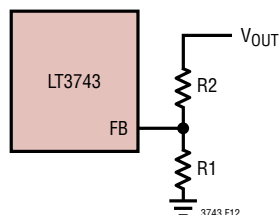


図12. 出力電圧の安定化と過電圧保護の帰還接続

ソフトスタート

従来の電圧レギュレータとは異なり、LT3743はソフトスタート機能を利用して安定化されたインダクタ電流を制御します。充電電流は5.5μAで、高低両方の安定化電流状態の安定化電流を減らします。SSピンは最初のPWMパルスまで放電状態にラッチされ、UVLOおよびサーマル・シャットダウンによってリセットされます。

スイッチング周波数のプログラミング

LT3743の動作スイッチング周波数範囲は200kHz~1MHzです。このスイッチング周波数は、RTピンからグラウンドに接続された外部抵抗によって設定されます。このピンはどのような状態でもオープンのままにしないでください。また、RTピンは電流が60μAに制限されています。抵抗値とそれに対応するスイッチング周波数については、表4と図13を参照してください。

LT3743の内部電力消費は、スイッチング周波数、VIN、および選択された外部スイッチングMOSFETのゲート電荷(QG)によって決まります。4mm×5mm QFNパッケージのθJAは35°C/Wです。与えられた周囲動作温度(TA)で電流制限やサーマル・シャットダウンを防ぐ最大スイッチング周波数を、次式により計算します。

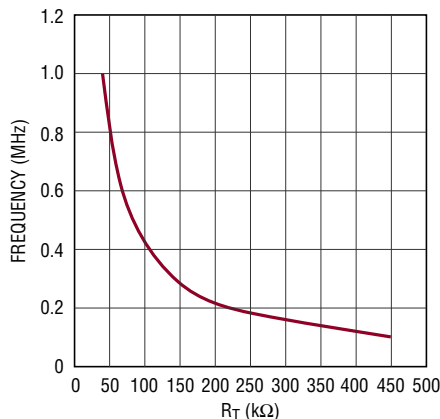
$$f_s \leq \frac{(163^\circ\text{C} - T_A)}{(35^\circ\text{C/W}) \cdot (V_{IN} - 5V) \cdot (Q_{GHG} + Q_{GLG})}$$

$$f_s \leq \frac{60\text{mA}}{(Q_{GLG} + Q_{GHG})}$$

LEDに流れる安定化出力電流は非常に大きいことがあるので、スイッチング周波数は注意深く検討する必要があります。スイッチング周波数が高いほど、飽和電流の高いサイズの大きなインダクタを小さくできますが、効率が低下し、LT3743内部の電力損失が増加します。

表4. スwitchング周波数

スイッチング周波数 (MHz)	RT (kΩ)
1	40.2
0.750	53.6
0.5	82.5
0.3	143
0.2	221



3743 F13

図13. 周波数とRT抵抗

アプリケーション情報

サーマル・シャットダウン

LT3743の内部サーマル・シャットダウンは163°Cで作動し、スイッチングを停止し、ソフトスタートをリセットし、PWMGLとPWMGHのドライバをシャットダウンします。デバイスの温度が155°Cまで下がると、PWM信号がアサートされた後内部リセットがクリアされ、ソフトスタートが充電できるようになります。

スイッチング周波数の同期

LT3743の公称スイッチング周波数はRTピンからグラウンドに接続した抵抗によって決まり、200kHz～1MHzに設定することができます。内部発振器はSYNCピンを使って外部クロックに同期させることもできます。SYNCピンに与える外部クロックのロジック“L”は0.3Vより下、ロジック“H”は1.25Vより上である必要があります。入力周波数はRTピンの抵抗によって決まる周波数より20%高くなければなりません。入力信号がこれらの規定されたパラメータから外れていると、スイッチング動作が不安定になり、低調波発振が生じます。同期範囲は240kHz～1.2MHzです。同期は200kのR_T抵抗を使って、500kHzでテストされています。他の条件での動作は設計によって保証されています。外部クロックに同期させるとき、入力クロックのエッジからスイッチのエッジまで固定遅延が生じることに注意してください。外部クロックへの同期が不要ならば、SYNCピンを接地する必要があります。SYNCが接地されていると、スイッチング周波数はRTピンの抵抗によって決まります。

シャットダウンとUVLO

LT3743は内部UVLOを備えており、入力電圧が4.2Vを下回るとスイッチングを停止し、全ての同期ロジックをリセットし、ソフトスタート・コンデンサを放電します。LT3743はEN/UVLOピンの1.55Vの精密シャットダウンも備えています。1.55Vでは部分的シャットダウンが起き、0.5Vより下では完全なシャットダウンが保証されており、完全なシャットダウン状態では消費電流が1μA未満になります。1.5Vより下では、内部電流源が5.5μAのプルダウン電流を供給するので、UVLOヒステリシスをプログラムすることができます。以下の式により、図14のように構成された、UVLO電圧とヒステリシスをプログラムする分圧器の抵抗が求まります。

$$R2 = \frac{V_{HYST}}{5.5\mu A}$$

$$R1 = \left(\frac{1.55V \cdot R2}{V_{UVLO} - 1.55V} \right)$$

EN/UVLOピンの絶対最大電圧は6Vです。最大限のアプリケーションに対応するため、このピンをクランプするツェナー・ダイオードが内蔵されています。電源範囲が4:1を超えるアプリケーションでは、R2を375kより大きくします。

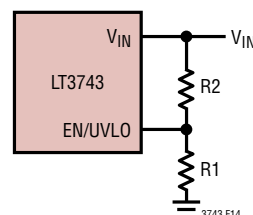


図14. UVLOの構成

CTRL_Tピンを使ったLED電流のディレーティング

LT3743は高電流LEDのドライブ向けに特に設計されています。ほとんどの高電流LEDは動作温度に基づいて最大電流をディレーティングしてLEDへの損傷を防ぐ必要があります。さらに、多くのアプリケーションには熱的限界があり、LEDや基板の温度に基づいて安定化電流を減らす必要があります。これを実現するため、LT3743はCTRL_Tピンを使って、上下両方の制御電流に関してLEDの実効安定化電流を減らします。CTRL_HとCTRL_LがLEDの安定化電流をプログラムするのに対して、CTRL_Tは、CTRL_Tピンのアナログ電圧に基づいてこの安定化電流を減らすように設定することができます。LED/基板温度ディレーティングは、抵抗値が温度に依存する抵抗分割器を使ってプログラムします(図15)基板/LEDの温度が上昇すると、CTRL_Tの電圧は減少します。安定化電流を減らすには、CTRL_Tの電圧はCTRL_LピンとCTRL_Hピンの電圧より低くなければなりません。

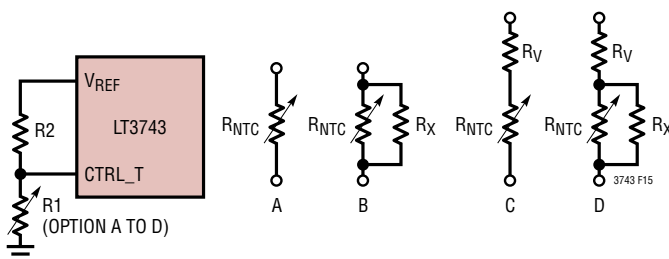


図15. NTC抵抗を使ったLED電流のディレーティングと温度

アプリケーション情報

平均電流モード制御の補償

平均電流モード制御を使うと、インダクタ電流とLED電流を精密に安定化することができます。図16はLT3743で使われている平均電流モード制御ループを示しており、安定化電流は電流源と3kの抵抗によってプログラムされます。

補償ネットワークを設計するには、最大補償抵抗を計算する必要があります。電流モード・コントローラでは、検出されるインダクタ電流のランプとスロープ補償のランプの比が、50%を超えるデューティ・サイクルでの電流安定化ループの安定性を決めます。同様に、平均電流モード・コントローラでは、スイッチがオフしている間、誤差電圧のスロープがPWMのランプのスロープを超えないようにすることが必要です。

スイッチング周波数での閉ループ利得が誤差信号のスロープを生じるので、誤差アンプの出力インピーダンスが補償抵抗

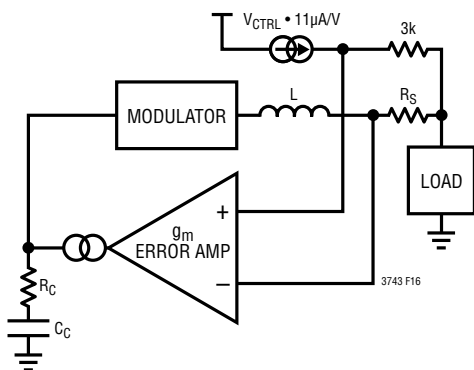


図16. LT3743の平均電流モード制御方式

(R_C)になります。補償部品の大きさを決定するための妥当な出発点として以下の式を使います。

$$R_C = \frac{f_s \cdot L \cdot 1000V}{V_0 \cdot R_S} [\Omega], C_C = \frac{0.002}{f_s} [F]$$

ここで、 f_s はスイッチング周波数、 L はインダクタンスの値、 V_{IN} は入力電圧、 R_S は検出抵抗です。ほとんどのLEDアプリケーションでは、4.7nFの補償コンデンサが適切で、最適化された帯域幅で優れた位相マージンを与えます。推奨補償値については表6を参照してください。

負荷がLEDではないアプリケーションの場合、補償の詳細に関しては弊社にお問い合わせください。

基板レイアウトの検討事項

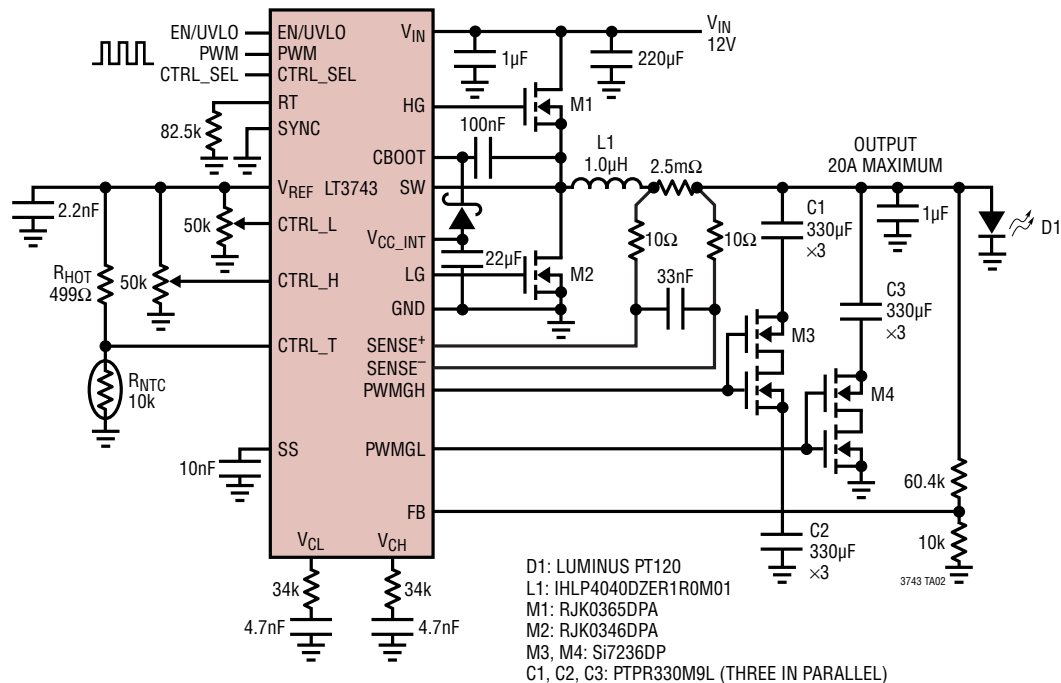
平均電流モード制御は、他のタイプの制御方式に伴うスイッチング・ノイズから比較的免れています。SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンにできるだけ近づけて検出抵抗を配置すると、ノイズの問題を防ぎ、LED電流の遷移時間を確実に最速にします。5Aを超える電流では、SENSE⁺とSENSE⁻に直列に10Ω抵抗を使い、33nFのコンデンサをSENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンにできるだけ近づけて配置します。スイッチング部品の下に十分なグランド・プレーンを使うと、プレーン間のノイズの結合を最小に抑えます。スイッチング部品からの熱を放散するには、放射ノイズに悪い影響を与えることなく、スイッチング・ノードの面積をできるだけ増やします。出力コンデンサとLED負荷の間の相互配線のインダクタンスと抵抗が、負荷電流の立ち上がり時間に直接影響を与えます。このインダクタンスと抵抗を減らすには、物理的に可能な限りトレースの幅を広くし、長さを短くします。

表6. 推奨補償値

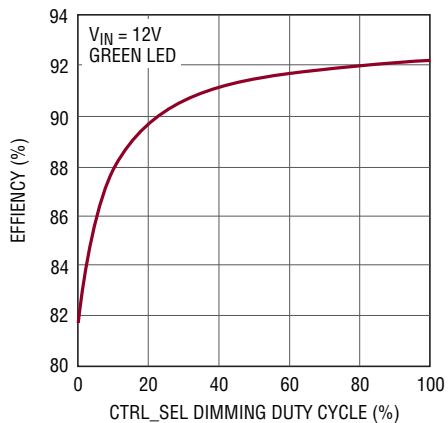
V_{IN} (V)	V_0 (V)	I_L (A)	f_{sw} (MHz)	L (µH)	R_S (mΩ)	R_C (kΩ)	C_C (nF)
12	4	5	0.5	1.5	5	47.5	4.7
12	4	10	0.5	1.5	5	47.5	4.7
12	5	20	0.25	1.8	2.5	38.3	8.2
24	4	2	0.5	1.0	2.5	52.3	4.7
24	4	20	0.5	1.0	2.5	52.3	4.7

標準的応用例

12V、20A LEDドライバ

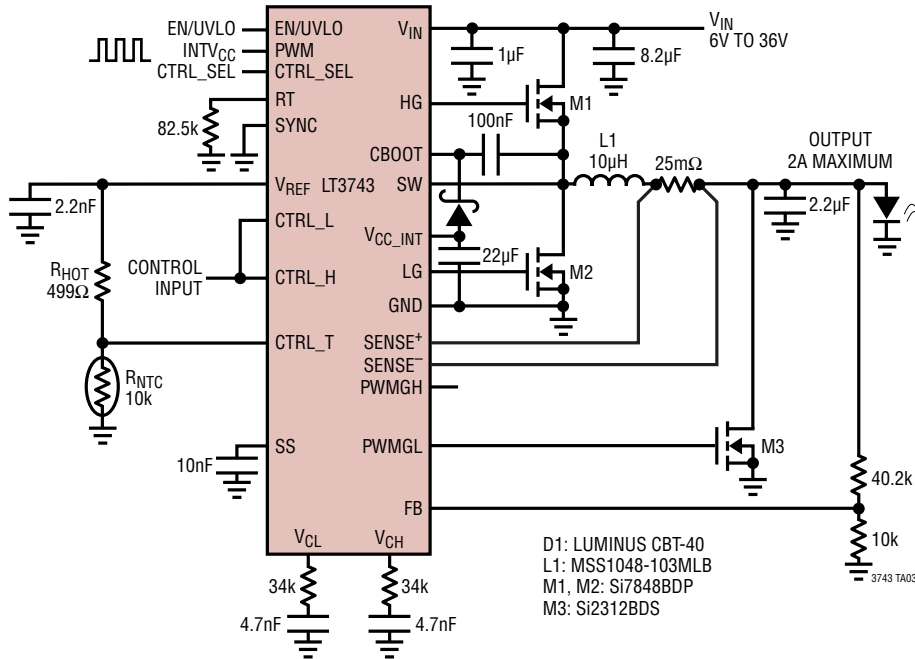


効率(2Aから20Aへステップ)

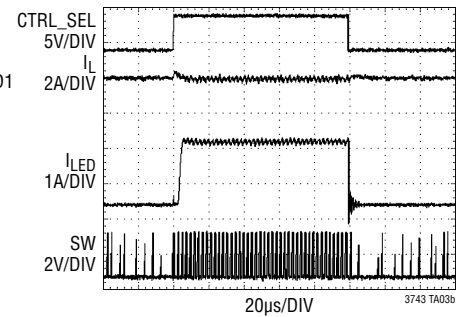


標準的応用例

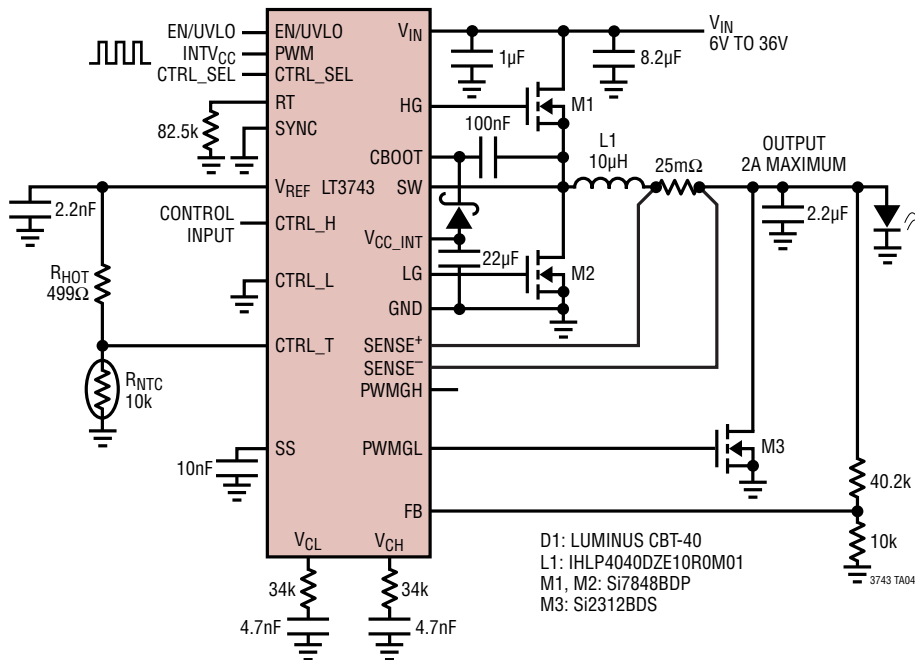
6V~36V、2A LEDドライバ(シャントされた出力)



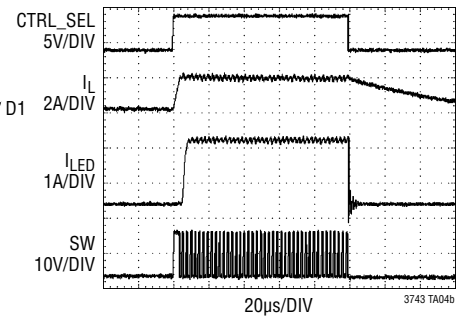
CTRL_HがCTRL_Lに等しい
シャントされた出力



6V~36V、2A LEDドライバ(電流制限されたシャントされた出力)

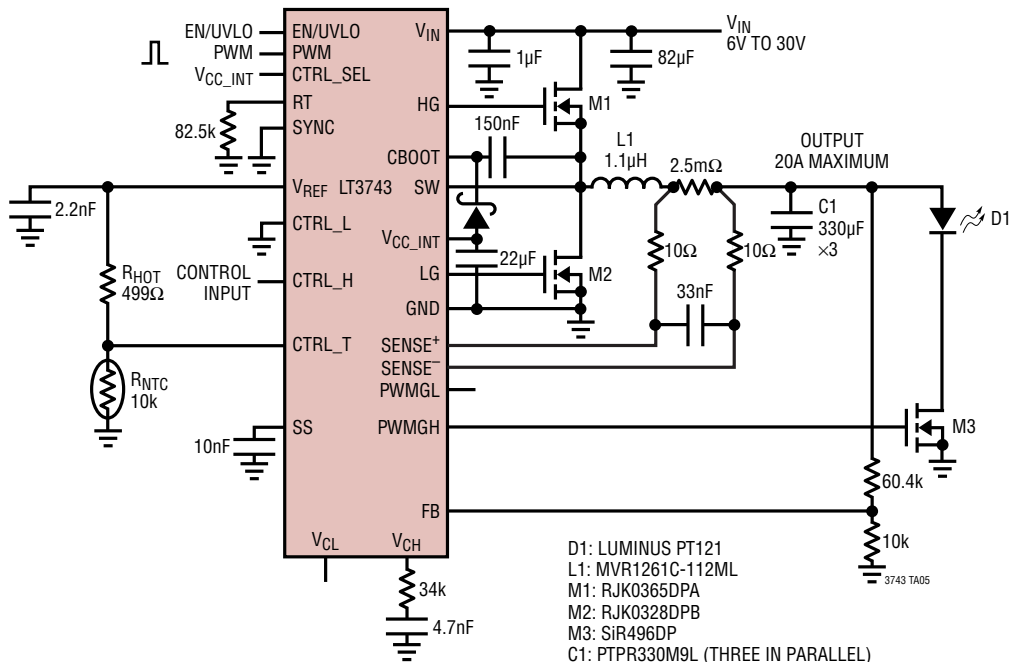


CTRL_LがGNDのシャントされた出力

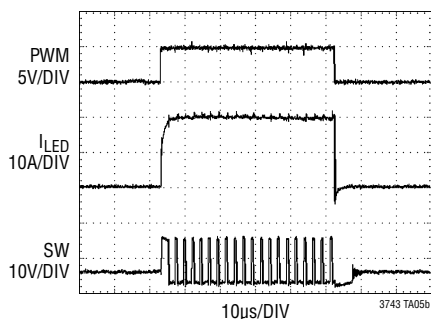


標準的応用例

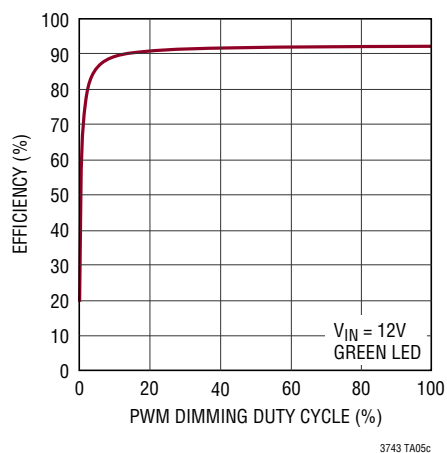
6V~30V、20A LEDドライバ(カソードをスイッチ)



カソードをスイッチするPWM調光(100:1)0A~20A

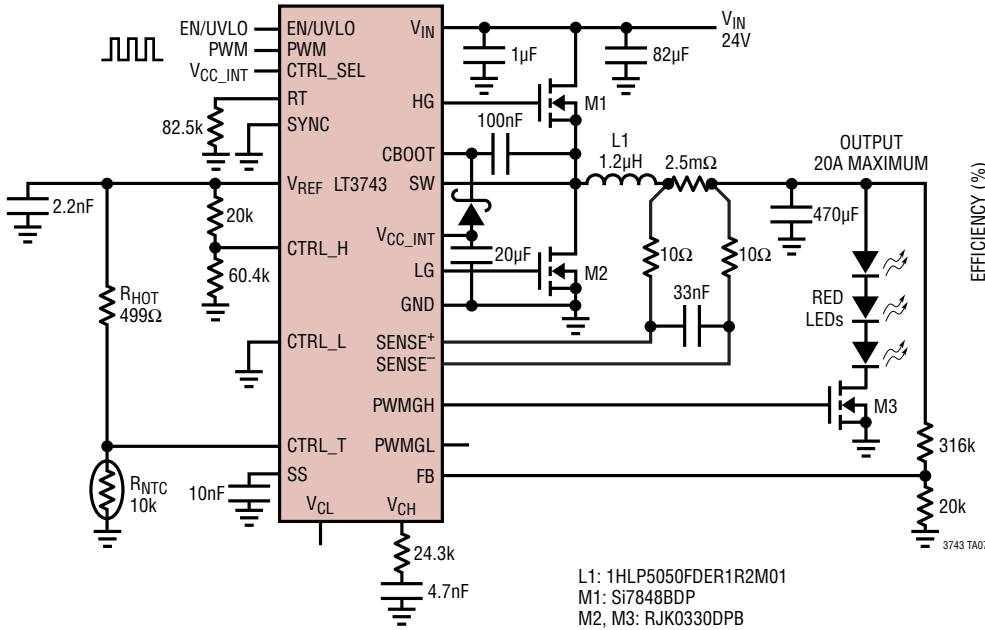


0A~20Aの効率

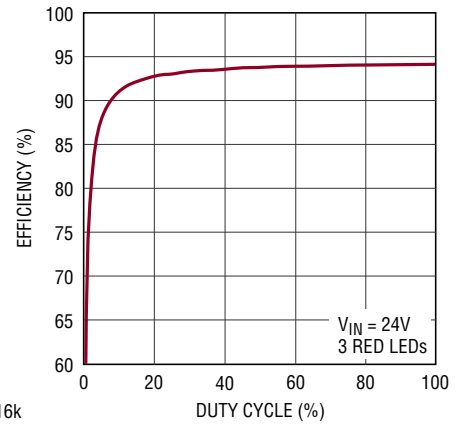


標準的応用例

24V、20A 3-LEDドライバ



効率

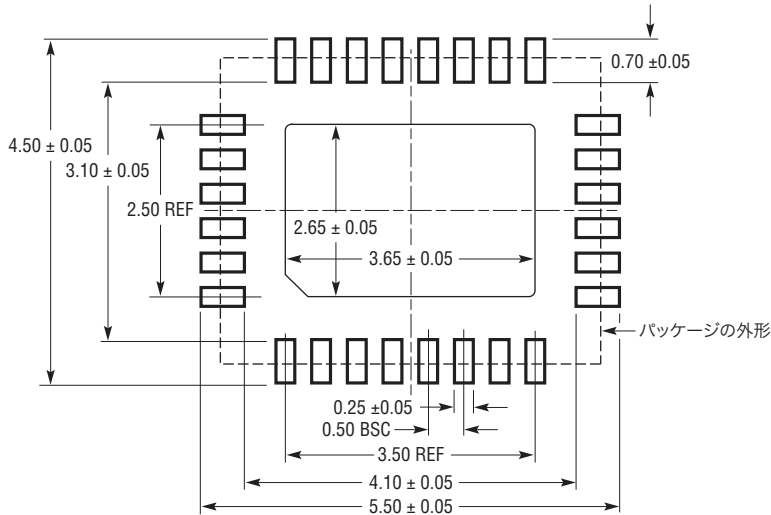


3743 TA07b

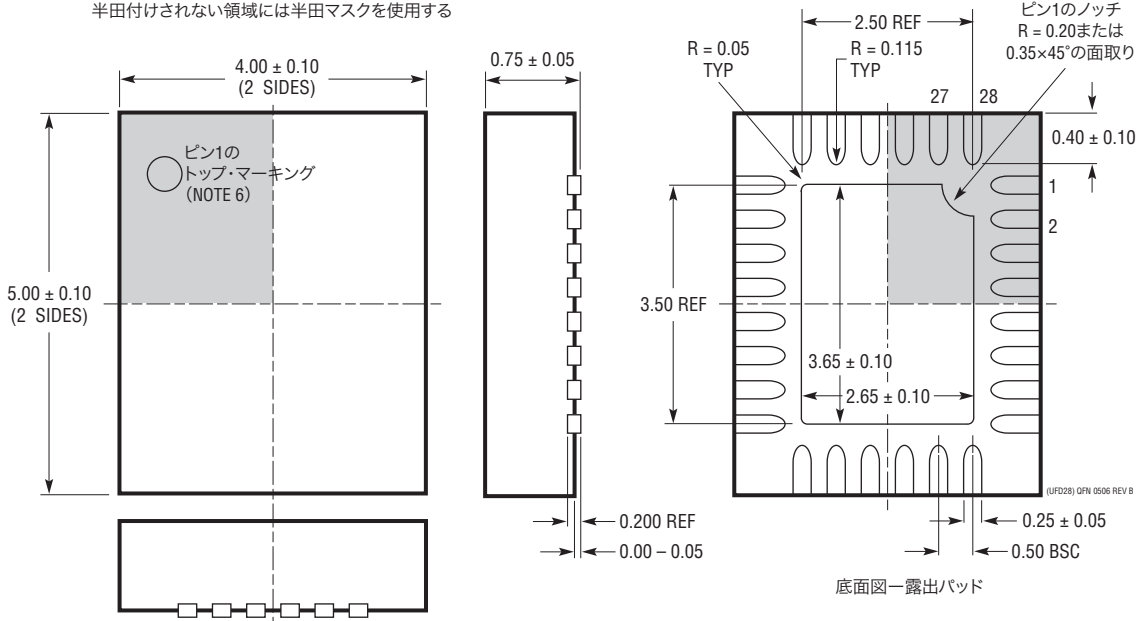
パッケージ

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

UFDパッケージ
28ピン・プラスチックQFN (4mm×5mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev B)



推奨する半田パッドのピッチと寸法
半田付けされない領域には半田マスクを使用する



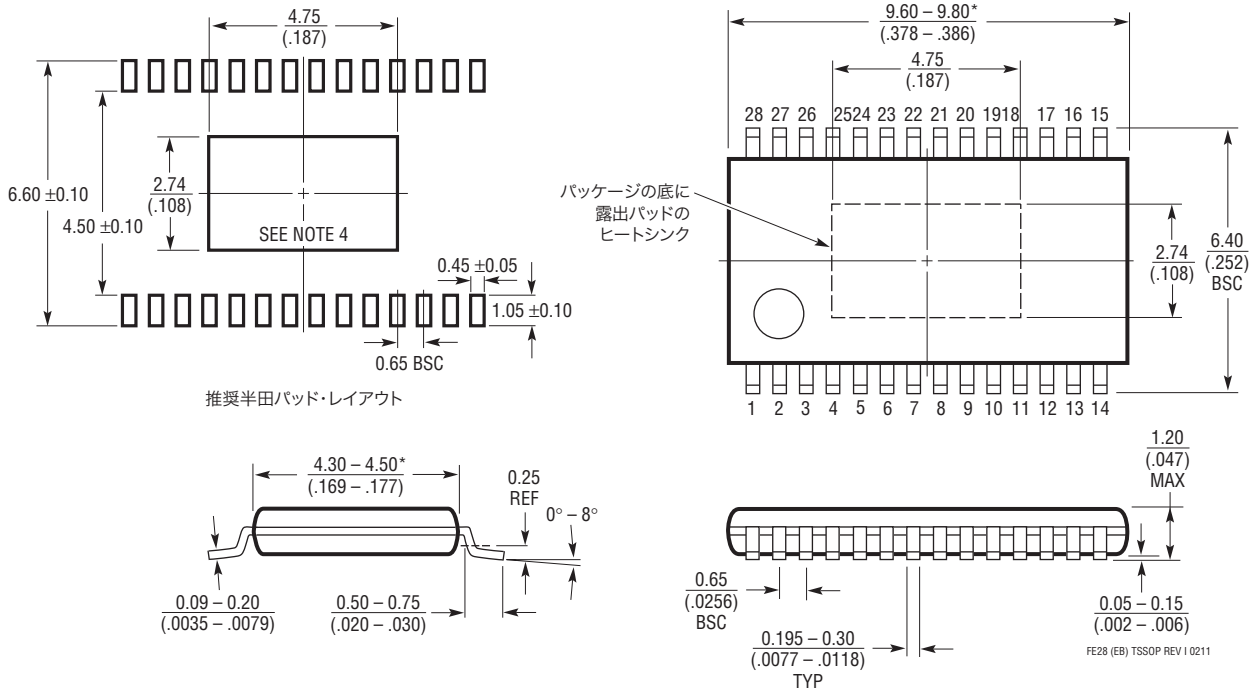
NOTE:

1. 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WXXX-X)にするよう提案されている
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ

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

FE パッケージ
28 ピン・プラスチックTSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev I)
露出パッドのバリエーションEB



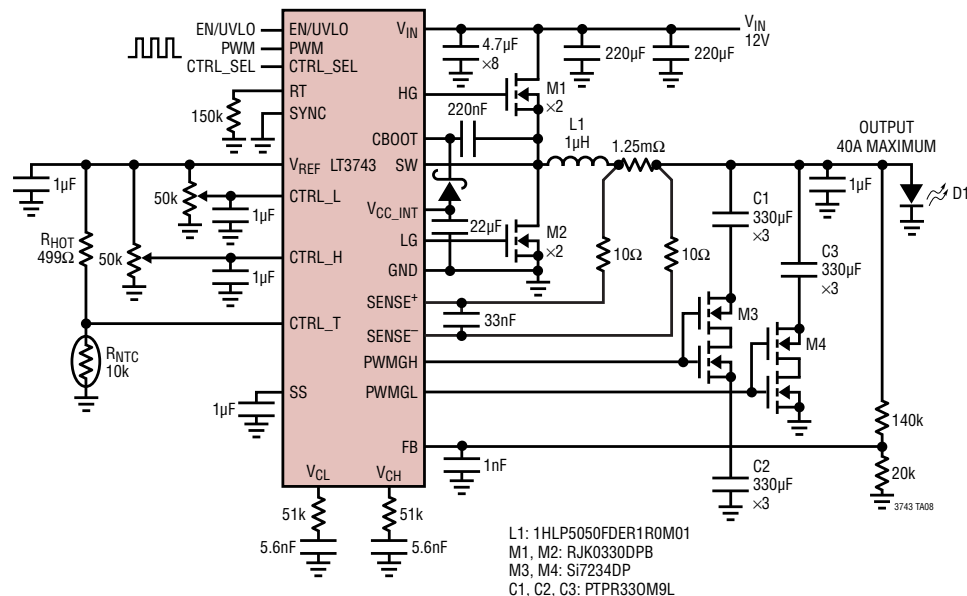
- NOTE:
- 標準寸法: ミリメートル
 - 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{インチ}}$
 - 図は実寸とは異なる
 - 露出パッド接着のための推奨最小PCBメタルサイズ
 * 寸法にはモールドのバリを含まない
 モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006^*) を超えないこと

改訂履歴

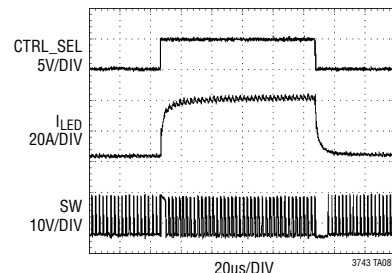
REV	日付	概要	ページ番号
A	2/10	「特長」と「標準的応用例」を改訂 「電気的特性」の値を更新 「標準的性能特性」のセクションのG32とG33の曲線の値を改訂 ブロック図を改訂 式の値を変更し、「インダクタの選択」のセクションのテキストを変更 表4の値を改訂 「アプリケーション情報」のセクションの「平均電流モード制御の補償」と 「基板のレイアウトに関する検討事項」のセクションにテキストを追加 「標準的応用例」の全ての図を改訂	1 3、4 8 11 13 18 20 21~25、28
B	8/10	「電気的特性」の値と条件を更新 「ピン機能」を改訂 「ブロック図」を改訂 「動作」セクションのソフトスタート電流を変更 M1、M2の等式の単位を改訂 表4からスイッチング周波数0.1MHzを削除 「アプリケーション情報」セクションの「スイッチング周波数の同期」と 「シャットダウンとUVLO」セクションにテキスト追加 「標準的応用例」の図のM2とM3の製品名を修正	3、4 9、10 11 12 14 18 19 24、28
C	9/11	「電気的特性」セクションの Feedback Regulation Voltage を更新	3
D	11/12	V _{CL} およびV _{CH} ピンの明確化 安定化電流とV _{FB} のグラフを明確化 最小オフ時間のグラフを明確化	1、2、9、11、21~24 6 7

標準的応用例

24V、40Aパルス駆動LEDドライバ



V_{IN} = 12V
4Aから40AのLED電流ステップ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3755/LT3755-1	ハイサイド40V、1MHz LEDコントローラ、3000:1のTrue Color PWM調光付き	V _{IN} : 4.5V~40V、V _{OUT(MAX)} = 60V、調光 = 3000:1 True Color PWM™、I _{SD} < 1µA、3mm×3mm QFN16、MSOP16E
LT3756/LT3756-1	ハイサイド100V、1MHz LEDコントローラ、3000:1のTrue Color PWM調光付き	V _{IN} : 6V~100V、V _{OUT(MAX)} = 100V、調光 = 3000:1 True Color PWM、I _{SD} < 1µA、3mm×3mm QFN16、MSOP16E
LTC3783	ハイサイド36V、1MHz LEDコントローラ、3000:1のTrue Color PWM調光付き	V _{IN} : 3V~36V、V _{OUT(MAX)} = 40V、調光 = 3000:1 True Color PWM、I _{SD} < 20µA、4mm×5mm DFN16、TSSOP16E
LT3517	1.3A、2.5MHz高電流LEDドライバ、3000:1の調光付き	V _{IN} : 3V~30V、調光 = 3000:1 True Color PWM、I _{SD} < 1µA、4mm×4mm QFN16
LT3518	2.3A、2.5MHz高電流LEDドライバ、3000:1の調光付き	V _{IN} : 3V~30V、調光 = 3000:1 True Color PWM、I _{SD} < 1µA、4mm×4mm QFN16
LT3496	トリプル出力750mA、2.1MHz高電流LEDドライバ、3000:1の調光付き	V _{IN} : 3V~30V、V _{OUT(MAX)} = 40V、調光 = 3000:1 True Color PWM、I _{SD} < 1µA、4mm×5mm QFN28
LT3474/LT3474-1	36V、1A (I _{LED})、2MHz降圧LEDドライバ	V _{IN} : 4V~36V、V _{OUT(MAX)} = 13.5V、調光: 400:1 True Color PWM、I _{SD} < 1µA、TSSOP16E
LT3475/LT3475-1	デュアル1.5A (I _{LED})、36V降圧LEDドライバ	V _{IN} : 4V~36V、V _{OUT(MAX)} = 13.5V、調光 = 3000:1 True Color PWM、I _{SD} < 1µA、TSSOP20E
LT3476	クワッド出力1.5A、2MHz高電流LEDドライバ、1000:1の調光付き	V _{IN} : 2.8V~16V、V _{OUT(MAX)} = 36V、調光 = 1000:1 True Color PWM、I _{SD} < 10µA、5mm×7mm QFN10
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、調光 = 1000:1 True Color PWM、I _{SD} < 10µA、5mm×7mm QFN10