

60V 大電流 降圧 LED ドライバ・コントローラ

特長

- 入力電流と出力電流を正確に制御
- 3000:1 の True Color PWM™ 調光
- 電圧レギュレーション精度: ±1.5%
- 電流レギュレーション精度: ±6%
- 入力電圧範囲: 6V ~ 60V
- 広い出力電圧範囲: 最大 55V
- シャットダウン時電流: <2 μ A
- 負荷電流の熱制御用の制御ピン
- 入力電流と出力電流のモニタおよび制限
- 開放、短絡、および C/10 フォルトの検出
- LED アプリケーション用の PWM ドライバ出力
- 熱特性が改善された 28 ピン FE パッケージ

アプリケーション

- 大出力の建築化照明
- 自動車用の照明
- 航空機および船舶用のストロボ・ライト
- 太陽電池式チャージャ、レーザー・ダイオード

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、その他出願中を含む米国特許によって保護されています。

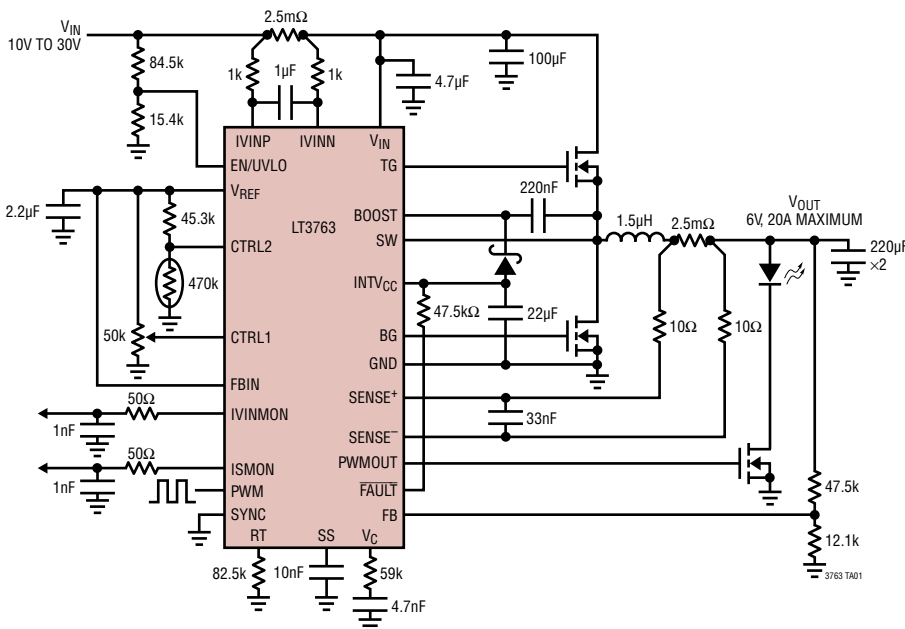
概要

LT®3763 は、最大 20A の出力電流を正確に安定化する目的で設計された固定周波数の同期整流式降圧 DC/DC コントローラです。平均電流モード・コントローラは、0V から 55V まで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できます。出力電流は CTRL ピンのアナログ電圧と外付けの検出抵抗で設定します。電圧レギュレーションと過電圧保護は、出力と FB ピンの間に分圧器を接続して設定します。スイッチング周波数は、RT ピンの外付け抵抗または SYNC ピンと外部クロックを使用することにより、200kHz ~ 1MHz の範囲で設定できます。入力電流と出力電流を検出することにより、入力電流を制限して、入力電流と出力電流を正確に測定します。ピーク電力のトラッキング機能が必要なアプリケーション用に FBIN ピンが用意されています。

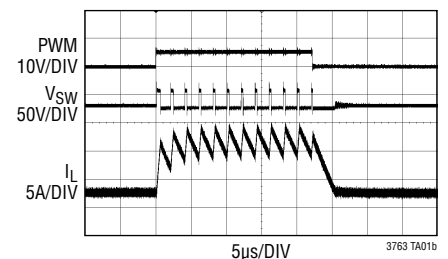
その他に、CTRL ピンと併用するための高精度外部リファレンス電圧、UVLO ヒステリシスを設定可能な高精度 UVLO/EN ピン、LED アプリケーション用の PWM ドライバ、出力電圧のフォルト検出、サーマル・シャットダウンなどの特長があります。

標準的応用例

20A パルス幅変調シングル LED ドライバ



PWM 調光



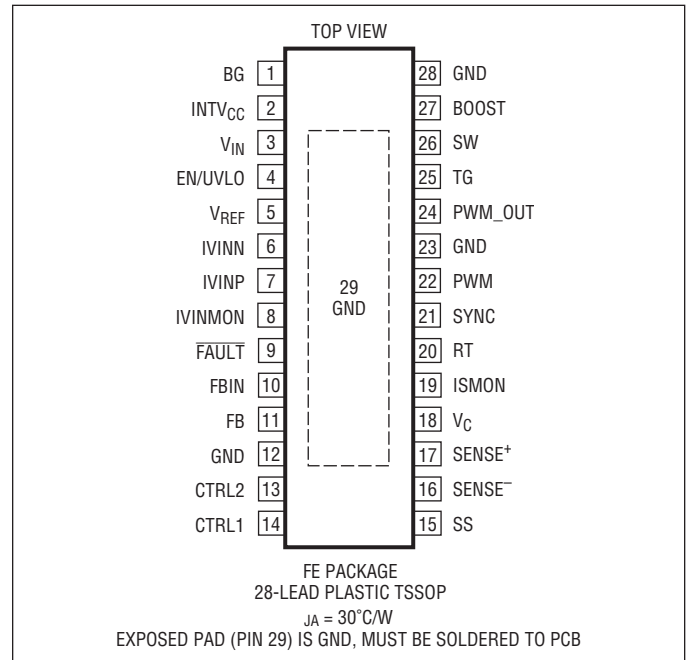
3763fa

LT3763

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} , EN/UVLO, IVINP, および IVINN	60V
SENSE ⁺ および SENSE ⁻	60V
CTRL1, CTRL2, FB, および FBIN	3V
SYNC および PWM	6V
INTV _{CC} および FAULT	6V
V_C , RT, および SS	3V
V_{REF} , IVINMON, および ISMON	3V
SW	60V
BOOST	66V
BOOST-SW	6V
動作接合部温度 (Note 2, 3)	
LT3763E/LT3763I	-40°C ~ 125°C
LT3763H	-40°C ~ 150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
リード温度 (半田付け, 10秒)	300°C

ピン配置



発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT3763EFE#PBF	LT3763EFE#TRPBF	LT3763FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3763IFE#PBF	LT3763IFE#TRPBF	LT3763FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3763HFE#PBF	LT3763HFE#TRPBF	LT3763FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C

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

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

電気的特性 ● は全動作接合部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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage Range		6		60	V
Supply Undervoltage Lockout	From Low to High	3.75	4.0	4.25	V
V_{IN} Pin Quiescent Current Non-Switching Operation Shutdown Mode	$V_{EN/UVLO} = 1.4\text{V}$, Not Switching $V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$		1.7	3.5	mA
			0.2	2	μA
EN/UVLO Pin Threshold (Falling Edge)		1.47	1.52	1.57	V
EN/UVLO Hysteresis			185		mV
EN/UVLO Pin Current	EN/UVLO = 1.4V, $V_{IN} = 6\text{V}$		5		μA
SYNC Pin Threshold (Falling Edge)		1.4	1.5	1.6	V
SYNC Pin Hysteresis			675		mV

3763fa

電気的特性 ●は全動作接合部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
PWM Pin Threshold (Falling Edge)			1.4	1.5	1.6	V
PWM Pin Hysteresis				675		mV
CTRL1 Pin Current	$V_{CTRL1} = 1.5\text{V}$			20		nA
CTRL2 Pin Current	$V_{CTRL1} = 1.5\text{V}$, $V_{CTRL2} = 1.5\text{V}$, $V_{FBIN} = 2\text{V}$			100		nA
リファレンス						
Reference Voltage (V_{REF} pin)		●	1.94	2	2.06	V
インダクタ電流検出						
Full Range SENSE ⁺ to SENSE ⁻	$V_{CTRL1} = 2\text{V}$, $V_{CTRL2} > 2\text{V}$, $V_{SS} = V_{FBIN} = 2\text{V}$, $V_C = 1.2\text{V}$	●	48	51	54	mV
SENSE ⁺ Pin Current	$V_{SENSE^+} = V_{SENSE^-} = 4\text{V}$			-20		μA
SENSE ⁻ Pin Current	$V_{SENSE^+} = V_{SENSE^-} = 4\text{V}$, $V_{CTRL1} = 1.5\text{V}$			-40		μA
内部 V_{CC} レギュレータ (INTV_{CC} ピン)						
Regulation Voltage	$I_{LOAD} = 10\text{mA}$	●	4.8	5	5.2	V
Current Limit	$V_{INTVCC} = 0\text{V}$			60		mA
NMOS FET ドライバ						
Non-Overlap Time TG to BG				42		ns
Non-Overlap Time BG to TG				44		ns
Minimum On-Time BG	(Note 4)			50		ns
Minimum On-Time TG	(Note 4)			55		ns
Minimum Off-Time BG	(Note 4)			140		ns
High Side Driver Switch On-Resistance Gate Pull-Up Gate Pull-Down	$V_{CBOOST} - V_{SW} = 5\text{V}$			2.2 1.3		Ω Ω
Low Side Driver Switch On-Resistance Gate Pull-Up Gate Pull-Down	$V_{INTVCC} = 5\text{V}$			2.2 1		Ω Ω
Switching Frequency	$R_T = 40\text{k}\Omega$ $R_T = 221\text{k}\Omega$	●	930 180	1000 200	1070 220	kHz kHz
ソフトスタート						
Charging Current				11		μA
電圧レギュレーション・アンプ						
Input Bias Current	$V_{FB} = 1.3\text{V}$			750		nA
g_m				850		$\mu\text{A/V}$
Feedback Regulation Voltage	$V_{SENSE^+} = V_{SENSE^-} = V_{CTRL1} = 2\text{V}$	●	1.188	1.206	1.224	V
フォルト・コンパレータ						
Upper FAULT Threshold (FB Rising)		●	1.137	1.16	1.183	V
Upper FAULT Threshold Hysteresis				40		mV
Lower FAULT Threshold (FB Falling)		●	0.24	0.25	0.26	V
Lower FAULT Threshold Hysteresis				40		mV
FAULT Pull-Down Current	$V_{FAULT} = 2\text{V}$, $V_{FB} = 0\text{V}$			8		mA
入力電圧レギュレーション						
FBIN Pin Current	$V_{FBIN} = 1.5\text{V}$			150		nA
Sense Voltage ($V_{SENSE^+} - V_{SENSE^-}$)	$V_{FBIN} = 1.22\text{V}$, $V_{SENSE^-} = 4\text{V}$ $V_{FBIN} = 1.26\text{V}$, $V_{SENSE^-} = 4\text{V}$			10 45		mV mV

LT3763

電気的特性 ●は全動作接合部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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN}/UVLO = 5\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
出力電流モニタ					
Sense Voltage ($V_{SENSE^+} - V_{SENSE^-}$)	V_{ISMON} Regulated to 1V, $V_{SENSE^-} = 10\text{V}$	45	50	55	mV
	V_{ISMON} Regulated to 200mV, $V_{SENSE^-} = 10\text{V}$	5	10	15	mV
入力電流モニタ					
Sense Voltage ($V_{VIN^+} - V_{VIN^-}$)	V_{VINMON} Regulated to 1V, $V_{VIN^+} = 12\text{V}$	46	50	54	mV
	V_{VINMON} Regulated to 200mV, $V_{VIN^+} = 12\text{V}$	6	10	14	mV
Input Current Limit Sense Voltage ($V_{VIN^+} - V_{VIN^-}$)		● 45	50	55	mV
PWMドライバ					
PWM_OUT Driver On-Resistance Gate Pull-Up Gate Pull-Down	$V_{INTVCC} = 5\text{V}$		2.2		Ω
			0.9		Ω
PWM to PWM_OUT Propagation Delay Rising Falling	$V_{INTVCC} = 5\text{V}$		11		ns
			38		ns
電流制御ループの g_m アンプ					
Offset Voltage	$V_{SENSE^-} = 4\text{V}$, $V_{CTRL1} = 0\text{V}$	● -3	0	3	mV
Input Common Mode Range $V_{CM(Low)}$ $V_{CM(HIGH)}$	(Note 5) $V_{CM(HIGH)}$ Measured from V_{IN} to V_{CM} , $V_{SENSE^+} = V_{SENSE^-}$		0		V
			1.4		V
Output Impedance			3.5		$M\Omega$
g_m		● 375	475	625	$\mu\text{A/V}$
Differential Gain			1.7		V/mV
過電圧					
FB Overvoltage Protection (V_{FB} Maximum)			1.515		V
過電流					
Overcurrent Protection ($V_{SENSE^+} - V_{SENSE^-}$ Maximum)	$V_{SENSE^-} = 0\text{V}$, $R_T = 221\text{k}\Omega$		85		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恐れがある。

Note 2: LT3763E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。LT3763I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。LT3763Hは $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されている。高い接合部温度は、動作寿命に悪影響を及ぼす。接合部温度が 125°C を超えると、動作寿命は短くなる。

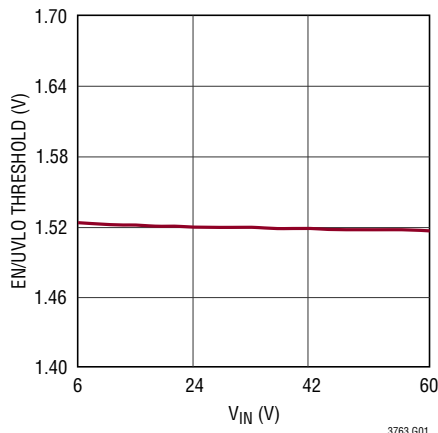
Note 3: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。この保護機能が動作しているときは、接合部温度が最大定格を超えている。規定された絶対最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

Note 4: 最小オン時間および最小オフ時間は設計によって保証されており、テストされない。

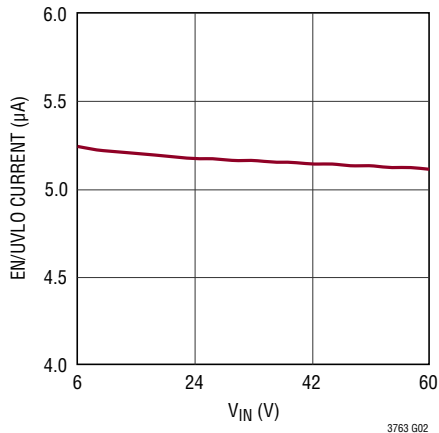
Note 5: 最小同相電圧は設計によって保証されており、テストされない。

標準的性能特性

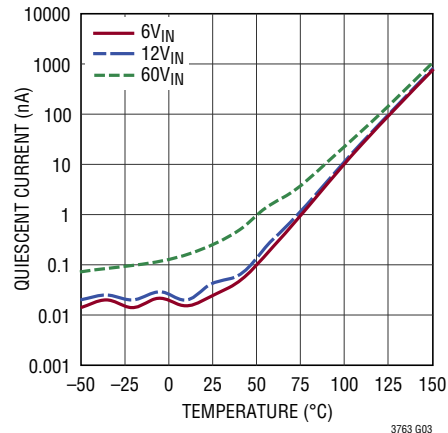
EN/UVLOしきい値(下降時)



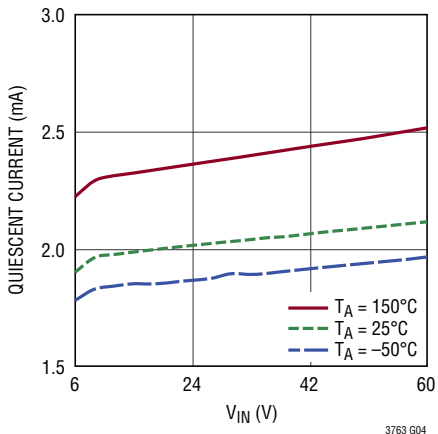
EN/UVLOの電流



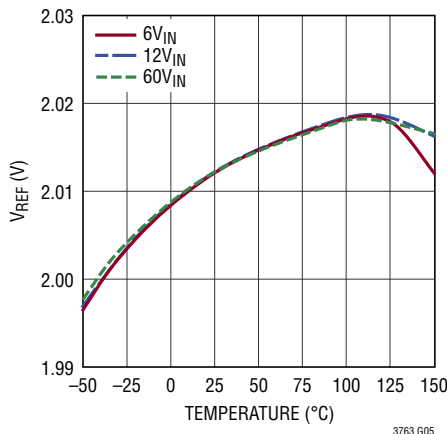
静止電流(シャットダウン)



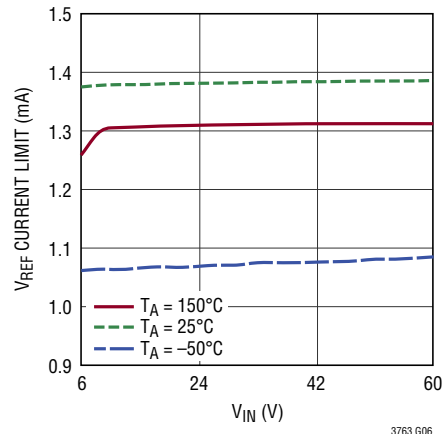
静止電流(非スイッチング)



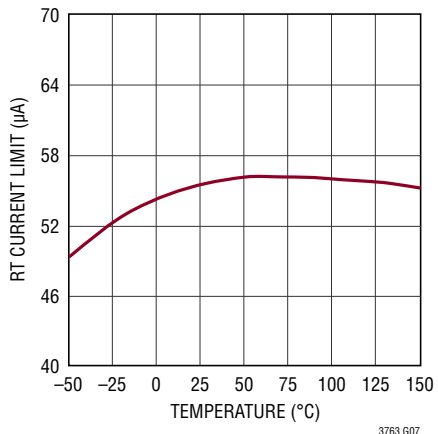
VREFの電圧



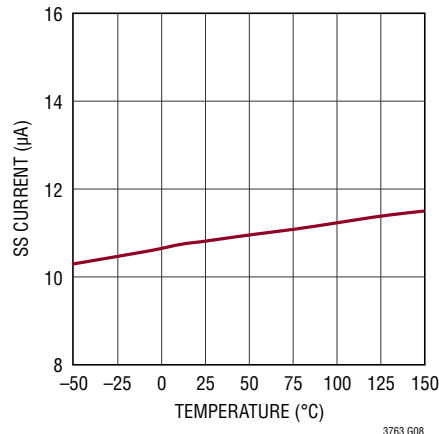
VREFの電流制限



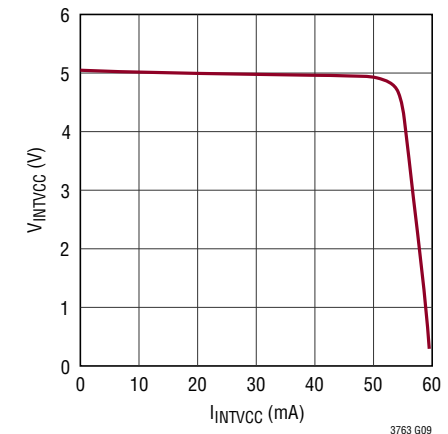
RTの電流制限



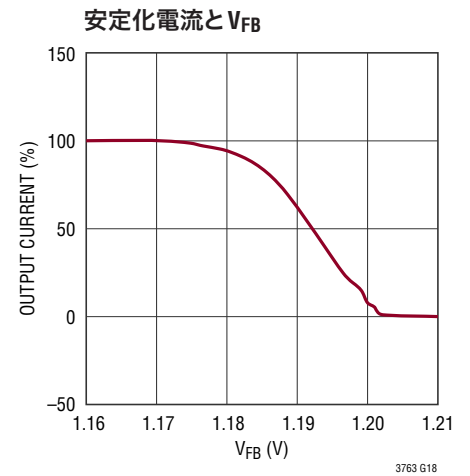
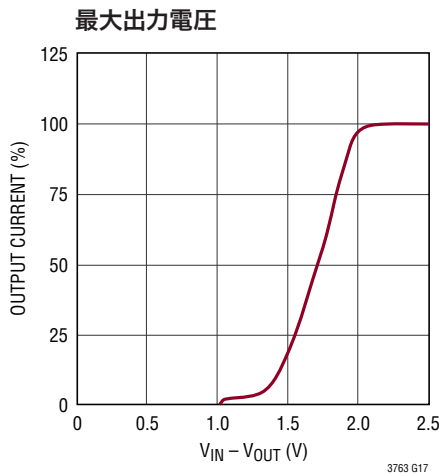
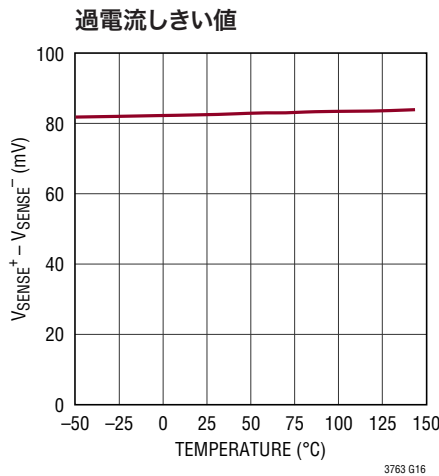
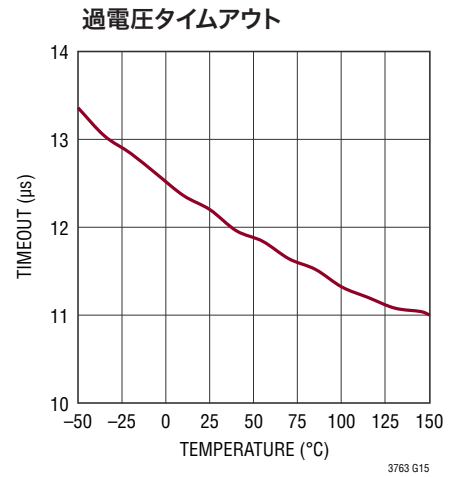
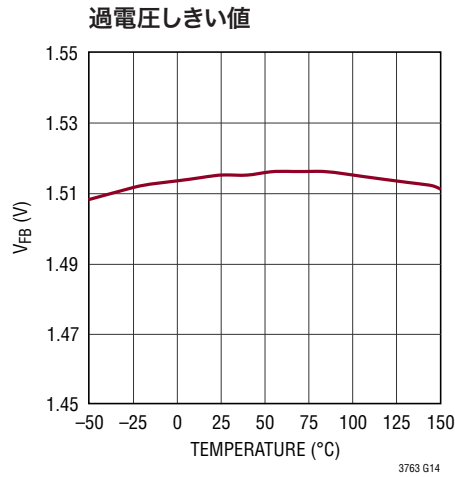
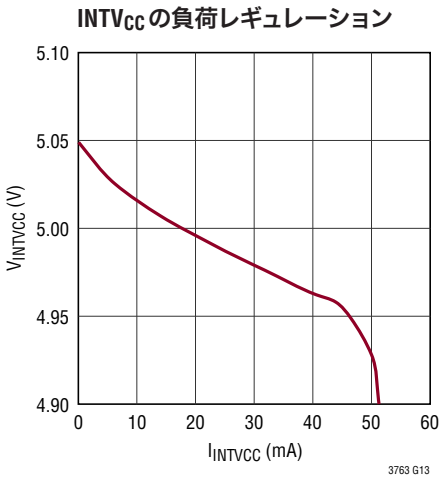
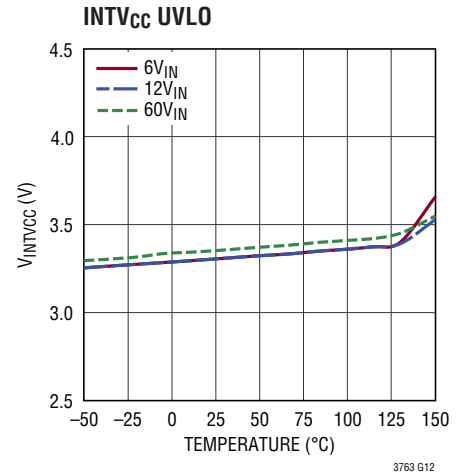
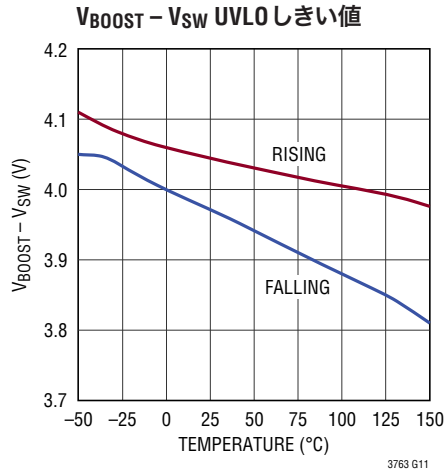
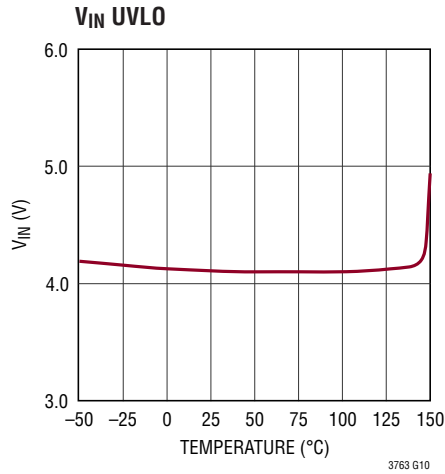
SSの電流



INTVCCの電流制限

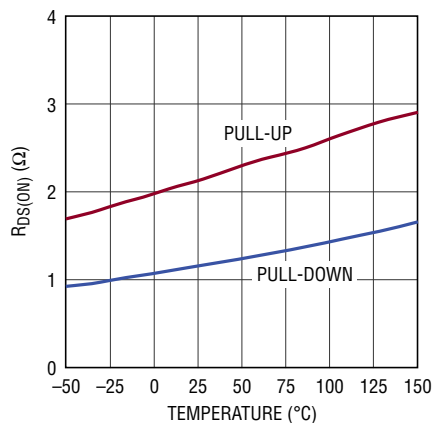


標準的性能特性

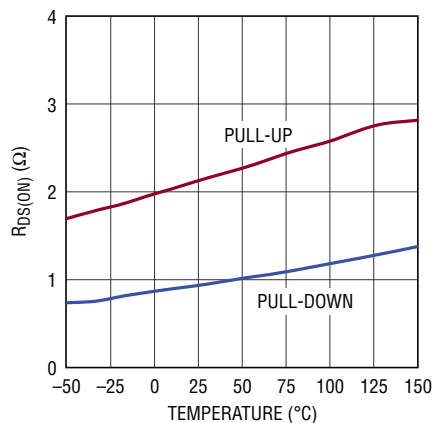


標準的性能特性

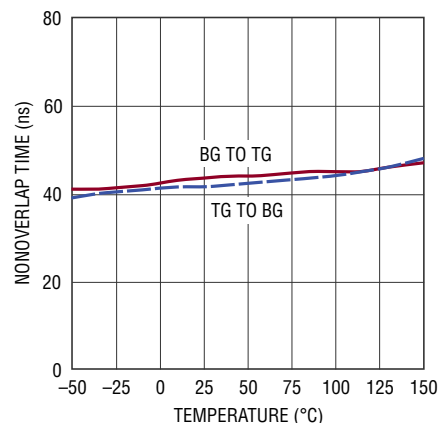
TGドライバの $R_{DS(ON)}$



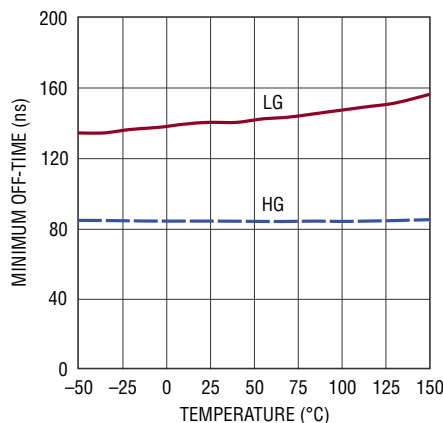
BGドライバの $R_{DS(ON)}$



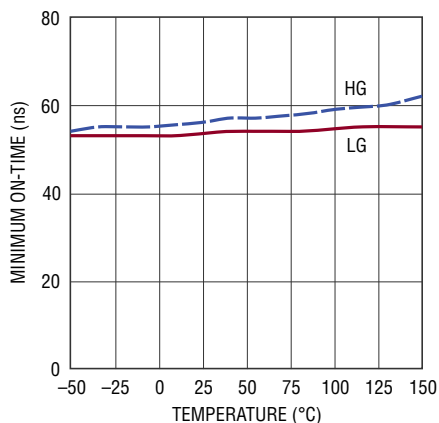
非重複時間



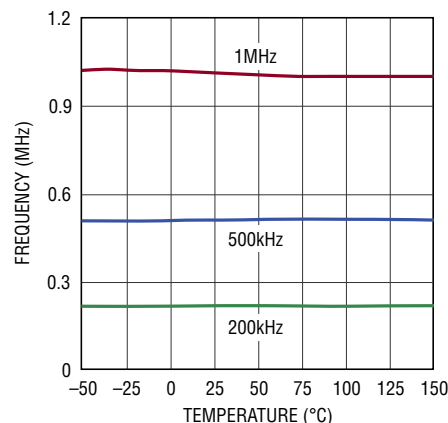
最小オフ時間



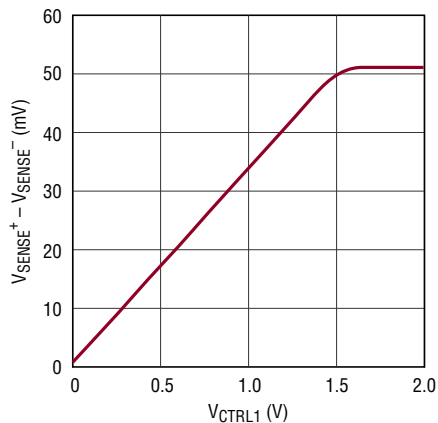
最小オン時間



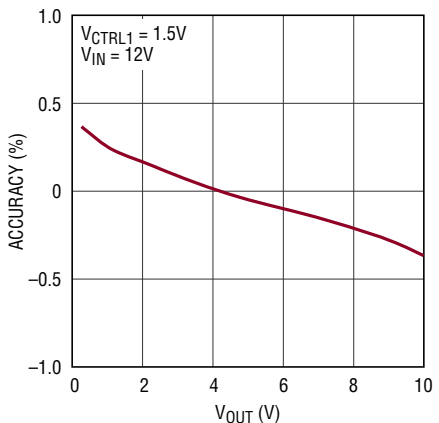
発振器周波数



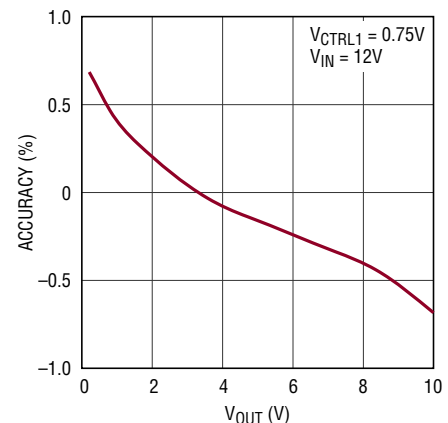
安定化検出電圧



電流レギュレーション精度

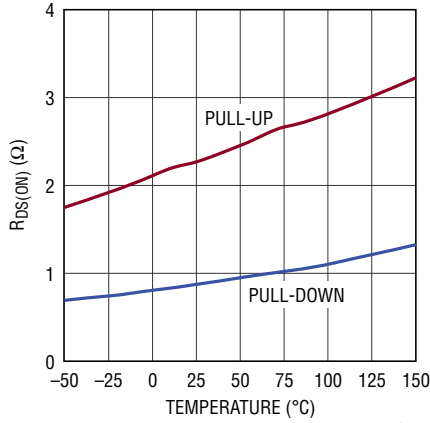


電流レギュレーション精度



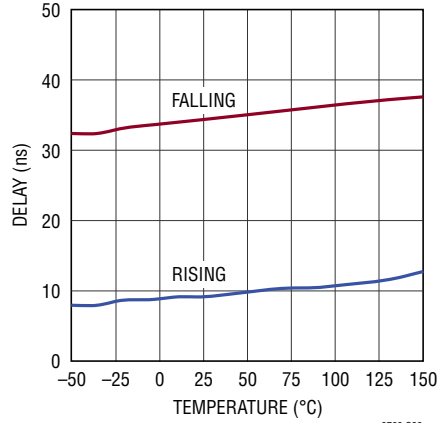
標準的性能特性

PWMドライバの $R_{DS(ON)}$



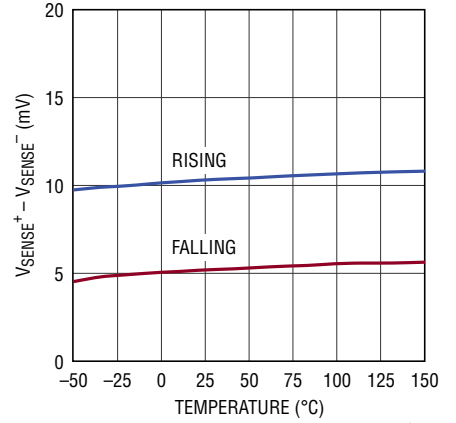
3763 G28

PWMドライバの遅延



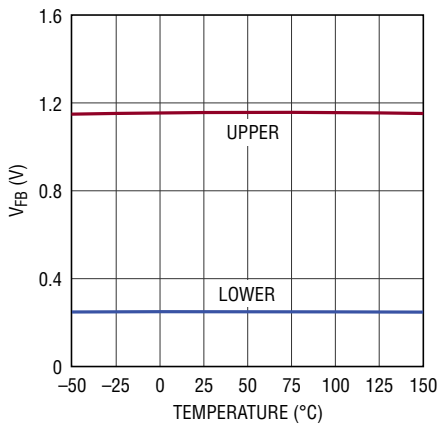
3763 G29

C/10しきい値



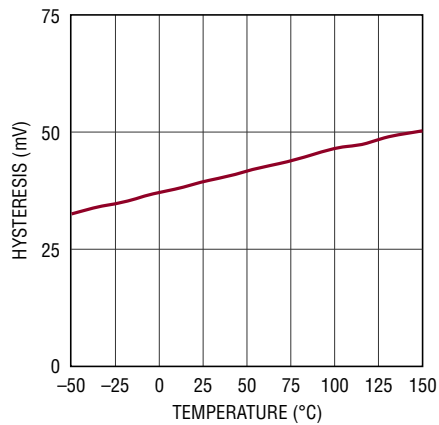
3763 G30

FAULTのしきい値



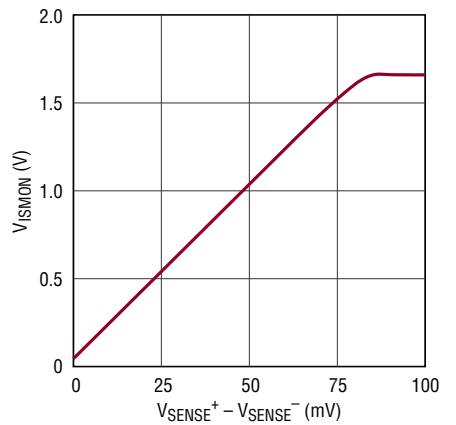
3763 G31

FAULTのヒステリシス



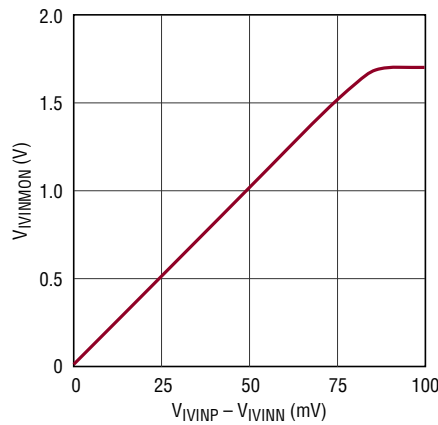
3763 G32

出力電流検出



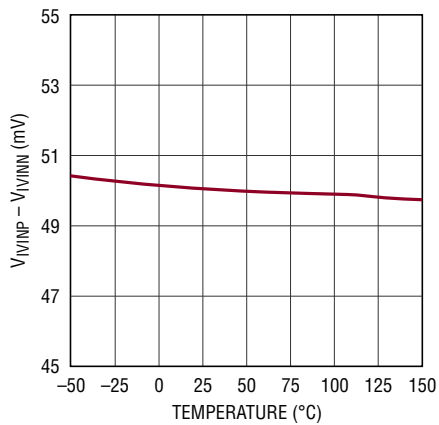
3763 G33

入力電流検出



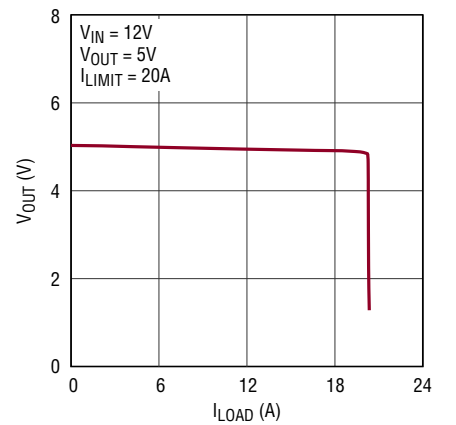
3763 G34

入力電流制限



3763 G35

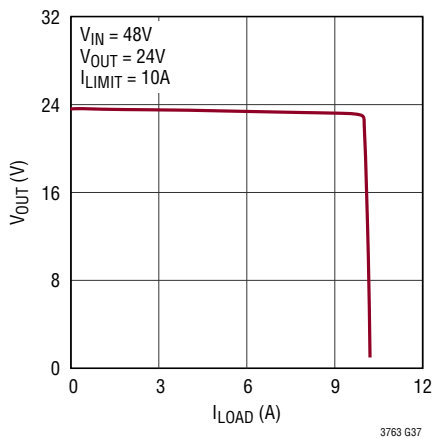
出力電圧の負荷レギュレーション



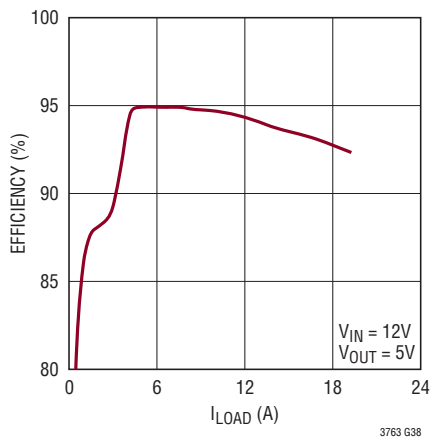
3763 G36

標準的性能特性

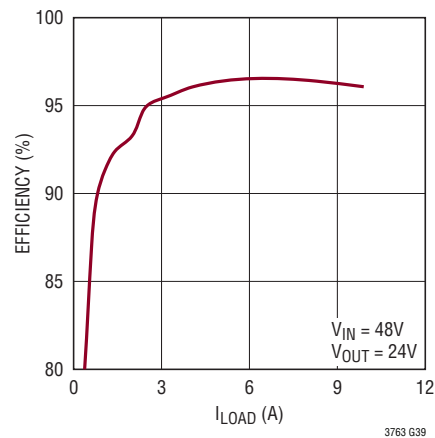
出力電圧の負荷レギュレーション



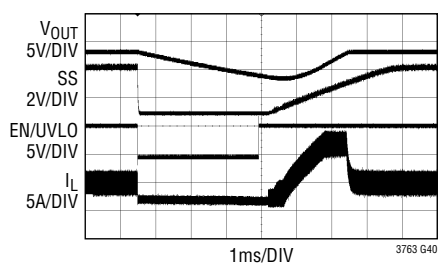
効率と負荷電流



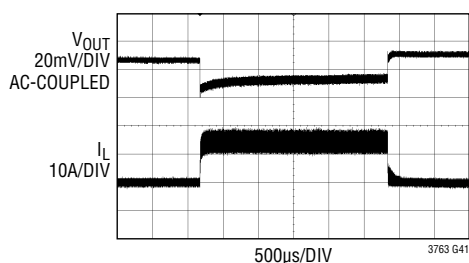
効率と負荷電流



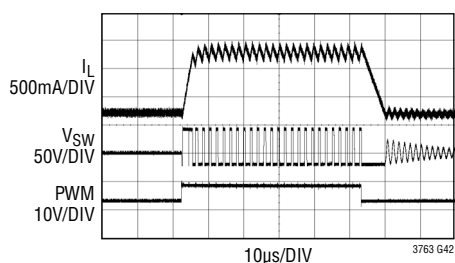
シャットダウンと回復



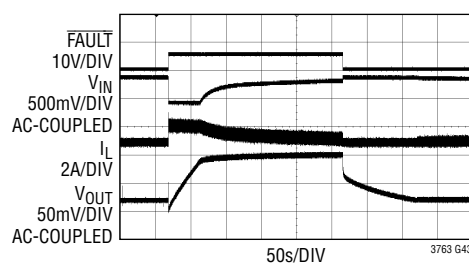
15Aの負荷ステップ



PWM 調光



ソーラー駆動 SLA バッテリーの充電



ピン機能

BG (ピン1) : BGはボトムFETのゲート駆動信号で、外付けローサイド・パワーFETの状態を制御します。このドライバのプルアップ・インピーダンスは 2.2Ω で、プルダウン・インピーダンスは 1Ω です。このピンには電圧を印加しないでください。

INTV_{CC} (ピン2) : INTV_{CC}ピンは、BOOSTコンデンサを充電するための安定化された5V出力を供給します。INTV_{CC}はデジタルおよびスイッチングのサブ回路用の電力も供給します。このピンには電圧を印加しないでください。22 μ F以上のコンデンサでグラウンドにバイパスします。INTV_{CC}は50mAに電流制限されています。シャットダウン動作によって出力電圧のドライブがディスエーブルされます。

V_{IN} (ピン3) : 入力電源ピン。4.7 μ F以上の低ESRコンデンサを使って、パッケージの露出パッドのできるだけ近くで、グラウンドにローカルにバイパスする必要があります。

EN/UVLO (ピン4) : イネーブル・ピン。EN/UVLOピンはイネーブル・ピンとして機能して、1.705Vで内部電流バイアス・コアとサブレギュレータをオンし、1.52Vでオフします。このピンはプルアップもプルダウンもされていないので、通常動作をさせる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。使用しない場合、イネーブル・ピンはV_{IN}に接続できます。

V_{REF} (ピン5) : 0.5mAの駆動能力を持つ、バッファされた2Vのリファレンス。1 μ F以上のコンデンサでグラウンドにバイパスします。

IVINN (ピン6) : IVINNは入力電流検出アンプの反転入力です。このピンは、ハイサイドNチャネル・パワーFETのドレインと入力電流検出抵抗に接続します。

IVINP (ピン7) : IVINPは入力電流検出アンプの非反転入力です。このピンは、入力電源V_{IN}と入力電流検出抵抗に接続します。

IVINMON (ピン8) : IVINMONは入力電流検出アンプのバッファ付き出力です。このピンにより、 $20 \cdot (V_{IVINP} - V_{IVINN})$ の出力電圧を使った平均電源電流のモニタ機能がイネーブルされます。このピンの容量性負荷は1nF未満にします。

FAULT (ピン9) : LEDの短絡または開放に対する出力電圧のフォルト検出ピン。FBピンの電圧が0.25Vより低いか、または1.16Vより高い場合と、インダクタ電流が最大値の10%より小さい場合、内部コンパレータがこのピンをプルダウンします。このピンは10k以上の抵抗でINTV_{CC}にプルアップします。

FBIN (ピン10) : FBINピンは、入力電圧に基づいてシステム出力電流を制御することによる、ソーラー駆動のチャージャやその他の同様なアプリケーションのピーク電力のトラッキングをイネーブルします。この機能を使用しない場合、このピンはV_{REF}に接続します。

FB (ピン11) : 帰還ピンは電圧レギュレーションと過電圧保護のために使用されます。帰還電圧は1.206Vに安定化されます。帰還電圧が1.515Vを超えると、過電圧ロックアウトがスイッチングを阻止します。

ピン機能

GND (ピン12、ピン23、ピン28、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。

CTRL2 (ピン13) : 安定化出力電流を低減するための熱制御入力。

CTRL1 (ピン14) : CTRL1ピンによって安定化出力電流を設定します。最大制御電圧は1.5Vです。1.5V以上では、安定化電流は変化しません。

SS (ピン15) : ソフトスタート・ピン。外付けコンデンサをグラウンドに接続して、起動状態の間、安定化電流を制限します。ソフトスタート・ピンには11 μ Aの充電電流が流れます。このピンの電圧がCTRL1とCTRL2の電圧より低いと、両方の信号を無効にして安定化電流を決定します。

SENSE⁻ (ピン16) : SENSE⁻は、電流レギュレーション・ループのエラーアンプの非反転入力です。CTRL1、CTRL2、SSまたはFBINに基づきリファレンス電流により、SENSE⁺とSENSE⁻の間の安定化電圧が決まります。

SENSE⁺ (ピン17) : SENSE⁺は、電流レギュレーション・ループのエラーアンプの反転入力です。このピンは外付け電流検出抵抗に接続します。SENSE⁺とSENSE⁻の間の電圧降下が、内部抵抗両端の電圧降下に対して、電流レギュレーション・ループの入力で測定されます。

V_C (ピン18) : V_Cピンに直列に接続された抵抗とコンデンサにより、平均電流ループの安定化に必要な補償が行われます。標準的な値は、抵抗が5k \sim 60kの範囲でコンデンサが2.2nF \sim 10nFの範囲です。

ISMON (ピン19) : ISMONは出力電流検出アンプのバッファ付き出力です。この電圧出力により、 $20 \cdot (V_{SENSE^+} - V_{SENSE^-})$ の電圧を使ったLEDドライバの平均出力電流のモニタ機能がイネーブルされます。このピンの容量性負荷は1nF未満にします。

RT (ピン20) : RTピンからグラウンドに接続された抵抗により、200kHz \sim 1MHzの範囲のスイッチング周波数が設定されます。SYNC機能を使用する場合は、周波数をSYNCのパルス周波数より少なくとも20%低い値に設定します。このピンは55 μ Aに電流制限されています。このピンは開放のままにしないでください。

SYNC (ピン21) : 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。RT抵抗は、内部クロックがSYNCのパルス周波数より20%低い周波数で動作するように選択します。このピンを使用しない場合は接地します。

PWM (ピン22) : LEDのPWM調光の入力ピン。“L”の時は、すべてのスイッチングが停止し、PWM_OUTピンが“L”になります。このピンを使用しない場合はINTV_{CC}に接続します。

PWM_OUT (ピン24) : このピンは、LEDのPWM調光用外付けFETをドライブできます。ドライバのプルアップ・インピーダンスとプルダウン・インピーダンスはそれぞれ2.2 Ω と0.9 Ω です。このピンには電圧を印加しないでください。

TG (ピン25) : TGはトップFETのゲート駆動ピンで、外付けハイサイド・パワーFETの状態を制御します。このドライバのプルアップ・インピーダンスは2.2 Ω で、プルダウン・インピーダンスは1.3 Ω です。このピンには電圧を印加しないでください。

SW (ピン26) : SWピンは、フロート状態のトップFETのゲート・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個のパワーFETとインダクタに接続します。

BOOST (ピン27) : BOOSTピンは、トップFETのゲート・ドライバにフロート状態の5V安定化電源を供給します。SWピンがグラウンド電位に近いときにBOOSTコンデンサを充電するため、INTV_{CC}ピンとBOOSTピンの間に外付けショットキ・ダイオードが必要です。

ブロック図

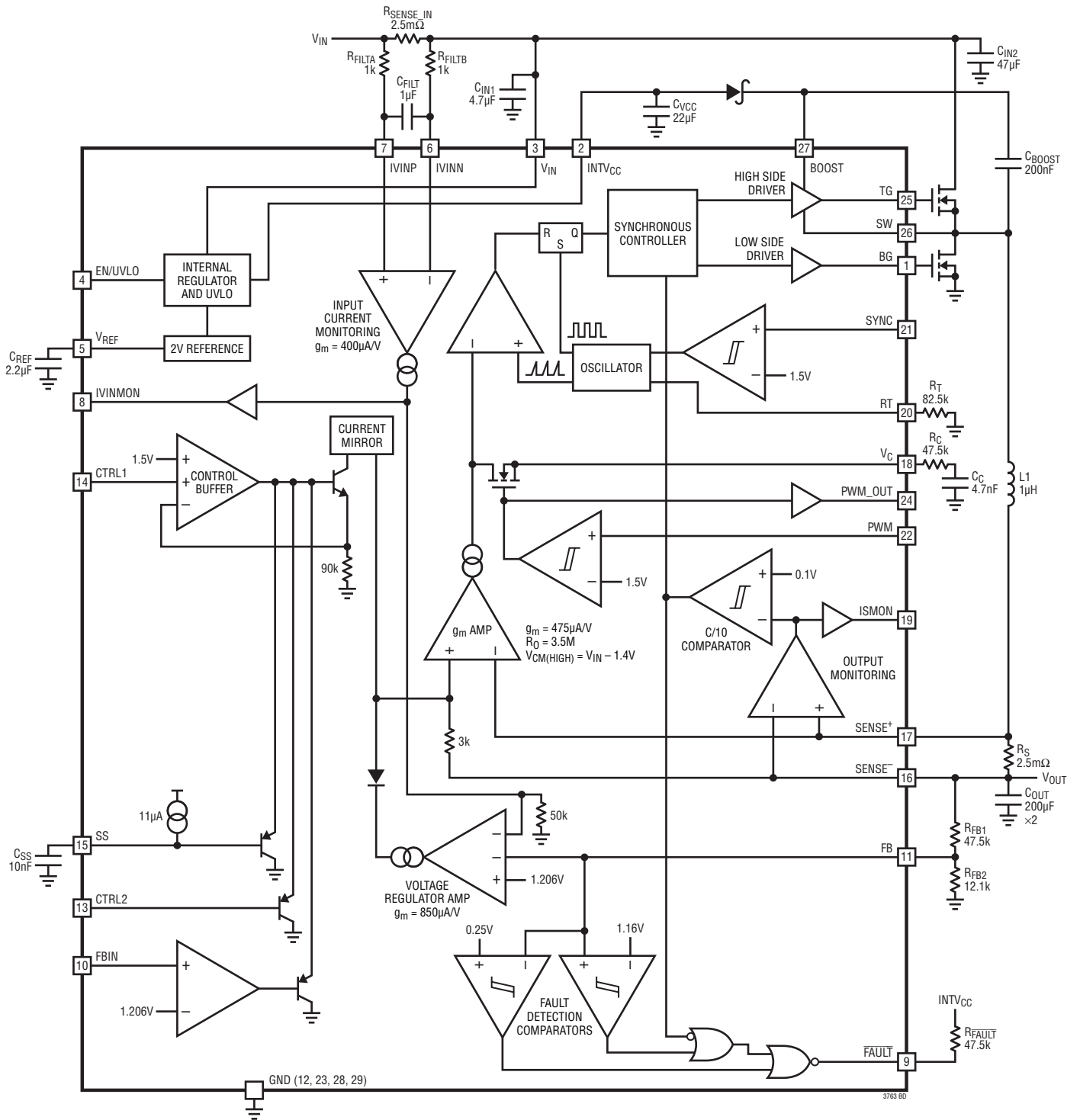


図1. ブロック図

動作

LT3763は固定周波数の平均電流モード制御を使って、出力電圧とは別に、インダクタ電流を正確に安定化します。安定化した電流源が必要なアプリケーションにとっては、これは理想的なソリューションです。制御ループはインダクタの電流を $\pm 6\%$ の精度で安定化します。出力が、出力からFBピンに接続された抵抗分割器によって決まるレギュレーション電圧に達すると、インダクタ電流は電圧レギュレーション・ループによって減少します。電圧レギュレーション状態では、出力電圧の精度は $\pm 1.5\%$ です。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。

電流制御ループには、アナログ制御ピンCTRL1およびCTRL2の電圧によって決まる2つのメイン入力があります。CTRL1とCTRL2の電圧のうちの低い方によって安定化出力電流が決まります。CTRL1とCTRL2の電圧はバッファされており、90kの内部抵抗両端の電圧によって設定されるリファレンス電流を生成します。このリファレンス電流は、平均電流モード制御ループがインダクタ電流を安定化する目的の外付け検出抵抗(R_S)両端の電圧降下として発生するリファレンス電圧を生成します。内部バッファの出力は1.5Vにクランプされ、CTRL1ピンとCTRL2ピンの制御範囲が0V \sim 1.5V(R_S の0mV \sim 51mVの範囲に相当)に制限されます。

FBINピンは電流制御ループの3つ目の入力になります。この入力は、インダクタ電流を制御することによって入力電圧を安定化する専用の入力です。FBINピンの電圧が1.206Vを上回ると、インダクタの電流レギュレーションが開始されます。1.206Vより上では、インダクタ電流はリニアに増加し、FBINが1.26Vを上回ると、CTRLピンの電圧によって決まる最大電流を供給します。入力電圧レギュレーションが不要な場合、FBINを V_{REF} に接続して、CTRLピンでインダクタ電流を制御することができます。

V_{REF} ピンには2Vのリファレンスが与えられているので、CTRL1ピンとCTRL2ピンに抵抗分圧器を使用することができます。 V_{REF} ピンで供給する電流は0.5mA未満にします。

平均電流モード制御ループのエラーアンプは同相ロックアウト機能を備えており、エラーアンプが決して同相範囲を外れた動作をしないようにインダクタ電流を安定化します。同相範囲はグラウンドから V_{IN} 電源レールより1.4V低い電圧までです。

LT3763は、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの間に85mVより高い電圧が生じたときに過電流制限をトリガすることにより、過度のインダクタ電流が流れないようにします。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ぐ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作動しません。

安定化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設定します。FBピンのリファレンスは1.206Vです。出力電圧レベルが電圧ループを作動させるのに十分なだけ高くなると、安定化インダクタ電流が減少します。FBピンの電圧が1.515Vに達すると、内部の過電圧フラグがセットされ、短時間スイッチングがシャットダウンされます。

EN/UVLOピンは高精度シャットダウン・ピンとして機能します。EN/UVLOピンの電圧が1.52Vより低くなると、内部のリセット・フラグがアサートされてスイッチングが停止します。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、静止電流が2 μ A未満になります。EN/UVLOピンは185mVのヒステリシスを備えており、このピンには5 μ Aの電流源が接続されているので、 V_{IN} からの直列抵抗または抵抗分割器を使ってある程度の値のヒステリシスを追加することができます。あるいは、このピンを V_{IN} に直接接続して外部の部品数を減らすことができます。

起動時には、内部リセットが“L”になり、リセット後PWMが最初に“H”になるまで、SSピンは“L”に保たれます。リセットがクリアされると、ソフトスタート・ピンに接続されたコンデンサが11 μ Aの電流源によって充電されます。最初に、CTRL1、CTRL2、およびFBINの内部バッファの電圧はソフトスタート・ピンの電圧によって制限され、インダクタ電流リファレンスがこれら3つのピンの最小電圧によって決まるレベルまでゆっくりと増加します。

サーマル・シャットダウンの上昇時しきい値は165°Cに設定されており、-5°Cのヒステリシスがあります。サーマル・シャットダウンの間、すべてのスイッチングが停止し、デバイスがリセット・モード(SSピンが“L”に強制される)になります。

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。このピンは55 μ Aに制限されており、RTピンをグラウンドに短絡するとスイッチング周波数が約2MHzに制限されます。また、LT3763は、立ち上がりエッジと立ち下がりエッジにそれぞれ2.175Vと1.5Vの高精度しきい値を備えたSYNCピンを使用することにより、外部クロックに同期させることができます。

動作

LT3763はLED調光用のPWMドライバも備えています。PWM_OUTは、PWMピンの電圧が2.175Vより高いと“H”になり、PWMが1.5Vより低いと“L”になります。PWMが1.5Vより低いとスイッチングは停止します。PWM機能が不要な場合はPWMをINTV_{CC}に接続します。

FBの電圧が0.25Vより低くなるとFAULTピンがグランドにプルダウンされ、短絡状態を知らせます。FBの電圧が1.16Vより高くなり、インダクタ電流が最大値の10% (C/10)より小さいか、または同様に、SENSE⁺とSENSE⁻の間の電圧が5mVより低いときも、このピンはプルダウンされて開放状態を知らせます。フォルト状態からの回復時のジッタを防ぐため、コンパレータには50mVのヒステリシスが備わっています。さらに、インダクタ電流がC/10より小さいと、C/10コンパレータはFBの電圧に関係なくローサイドMOSFETをディスエーブルします。

LT3763の入力電流と出力電流の総計をモニタする機能により、入力電力や出力電力などのシステム情報を収集することができます。入力が0Vから50mVまで変化するときの電流

モニタの出力 (IVINMONとISMON)の範囲は0V～1Vです。たとえば、2.5mΩの検出抵抗を使用すると、これらの電流モニタ・アンプは0A～20Aを検出します。電流のスイッチング部分を除去して平均電流情報を測定するため、入力電流モニタの入力ピン (IVINPとIVINN)を2本の1k抵抗を介して検出抵抗に接続し、IVINPピンとIVINNピンの間にコンデンサを直接接続します。容量値はスイッチング周波数とリップルの大きさに応じて調整することができます。出力電流モニタは内部フィルタを使ってリップルを低減するので外付けフィルタは不要ですが、フィルタを追加する場合は、コーナー周波数をスイッチング周波数より高くします。

LT3763は入力電流制限機能も備えており、入力電流をR_{SENSE_IN}抵抗によって決まる値に安定化します。R_{SENSE_IN}抵抗両端の電圧降下が50mVに近づくと、IVINPピンとIVINNピンの間が50mVに保たれるように、インダクタ電流が低減調整されます。

アプリケーション情報

インダクタ電流の設定

CTRL1ピンのアナログ電圧はバッファされており、内部抵抗両端にリファレンス電圧 (V_{CTRL})を生成します。安定化平均インダクタ電流は次式によって決まります。

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

ここで、R_Sは外付け検出抵抗、I₀は出力電流に等しい平均インダクタ電流です。最大出力電流とR_Sの関係を図2に示します。抵抗の最大電力損失は次のようになります。

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

図3はR_Sの電力損失をプロットしたもので、表1はいくつかの抵抗値とそれに対応する最大インダクタ電流と検出抵抗の電

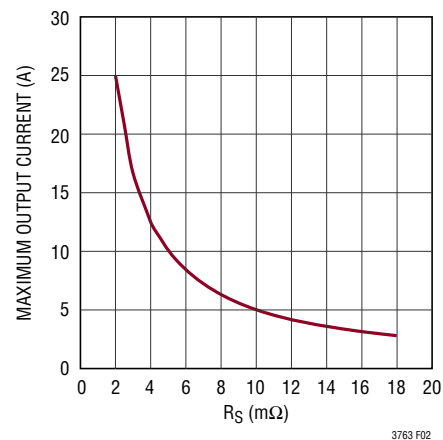


図2. 安定化出力電流に対するR_S値の選択

力損失を示しています。Susumu、パナソニックおよびVishayの各社から高精度な検出抵抗が提供されています。

アプリケーション情報

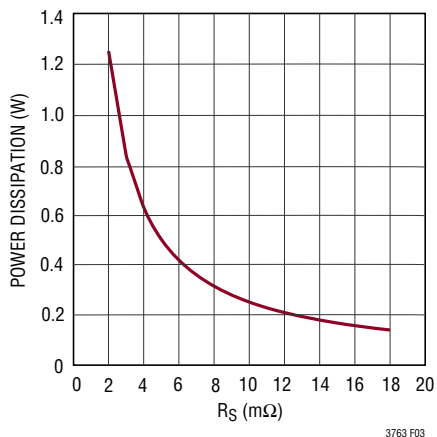


図3. RSの電力損失

表1. 検出抵抗の値

最大出力電流 (A)	抵抗、RS (mΩ)	電力損失 (W)
1	50	0.05
5	10	0.25
10	5	0.50
25	2	1.25

インダクタの選択

インダクタはピーク・トゥ・ピーク・リップル電流が出力電流の約30%になる値にします。

次式から最高の性能を得るためのインダクタの値が求められます。

$$L = \left(\frac{V_{IN} \cdot V_O - V_O^2}{0.3 \cdot f_{SW} \cdot I_O \cdot V_{IN}} \right)$$

ここで、VOは出力電圧、VINは入力電圧、IOはインダクタの最大安定化電流、fswはスイッチング周波数です。

SENSE+ピンとSENSE-ピンの間の電圧が85mVを超えると、過電流コンパレータがスイッチングを停止します。インダクタの飽和電流は最大安定化電流より少なくとも20%大きくなります。推奨するインダクタ・メーカを表2に示します。

表2. 推奨するインダクタ・メーカ

メーカ	Web サイト
Coilcraft	www.coilcraft.com
スミダ電機	www.sumida.com
Vishay	www.vishay.com
Würth Electronics	www.we-online.com
NECトーキン	www.nec-tokin.com

スイッチング MOSFET の選択

特定のアプリケーションに最適なスイッチング MOSFET を決定するのに非常に重要なパラメータは、総ゲート電荷(QG)、オン抵抗(RDS(ON))、ゲート-ドレイン間電荷(QGD)、ゲート-ソース間電荷(QGS)、ゲート抵抗(RG)、ブレイクダウン電圧(最大VGSおよびVDS)およびドレイン電流(最大ID)です。選択プロセスを容易にする情報が以下のガイドラインで与えられており、表3にいくつかの推奨するデバイスとメーカが示されています。

両方のスイッチング MOSFET では、定格ドレイン電流を最大インダクタ電流より大きくします。次式を使ってピーク・インダクタ電流を算出します。

$$I_{MAX} = I_O + \left(\frac{V_{IN} \cdot V_O - V_O^2}{2 \cdot f_{SW} \cdot L \cdot V_{IN}} \right)$$

定格ドレイン電流には温度依存性があり、ほとんどのデータシートには定格ドレイン電流と温度の関係を示す表やグラフが含まれています。

どちらの MOSFET も、定格 VDS が最大入力電圧 (トランジェントを含む) より高いものを選択します。定格 VGS に関しては、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。ただし、起動時と回復状態のときには、ゲート・ドライブ信号がわずかに 3V になることがあります。したがって、LT3763 を適切に回復させるようにするには最大しきい値電圧を 2V より低くし、設計を堅牢にするには定格 VGS を 7V より高くなるようにします。

スイッチング MOSFET の電力損失は、オン抵抗 (RDS(ON))、ゲート抵抗 (RG)、ゲート-ドレイン間電荷 (QGD) およびゲート-ソース間電荷 (QGS) と相関関係があります。オン抵抗による電力損失は抵抗性損失 (I²RDS(ON)) で、これは通常、入力電

アプリケーション情報

圧が15Vより低いときに支配的となります。電圧が15Vより高いときは、ゲート容量を充電する電力損失が支配的になります。高い入力電圧での動作時には、 $R_{DS(ON)}$ が大きく Q_G が小さいハイサイドMOSFETを選択することによって効率を最適化することができます。ハイサイドMOSFETの総電力損失は次式で概算できます。

$P_{LOSS} = \text{抵抗性損失} + \text{遷移損失}$

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

ここで、 ρ_T はMOSFETのオン抵抗の無次元の温度依存係数です。最大周囲動作温度として70°Cを用いると、 ρ_T は1.3にほぼ等しくなります。 R_{PD} と R_{PU} はLT3763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2.2Ωです。

MOSFETの大きさを決める正しい手順として、ハイサイドMOSFETを選択してからローサイドMOSFETを選択します。ハイサイドMOSFETの $R_{DS(ON)}$ 、 Q_G 、および Q_{GS} の間のトレードオフを以下の例に分かりやすく示します。 V_O は4Vに等しくなります。これら2つのNチャネルMOSFETは V_{DS} の定格が40Vで同じパッケージに搭載されていますが、以下のように $R_{DS(ON)}$ が8倍異なり、 Q_G と Q_{GD} が4.5倍異なります。

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M2の1/8であるのに対し、M1の電力損失は低い入力電圧ではM2の電力損失にほぼ等しく、高い電圧では4倍になることに注意してください。

ローサイドMOSFET内部の電力損失のほとんどすべてはFETの $R_{DS(ON)}$ によるものです。総ゲート電荷 Q_G を30nC以下に抑えながら $R_{DS(ON)}$ が最小のローサイドFETを選択します。

スイッチングMOSFETの選択に関係するもう1つの電力損失はゲートのドライブで失われる電力です。総ゲート電荷(Q_G)

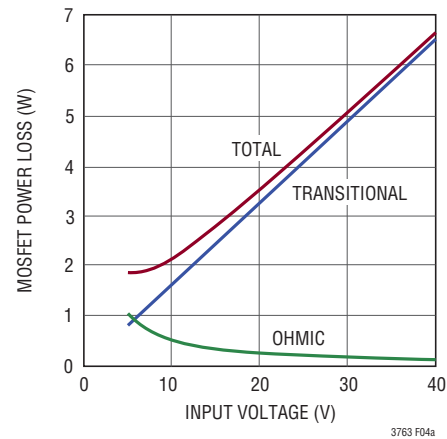


図4a.M1の電力損失の例

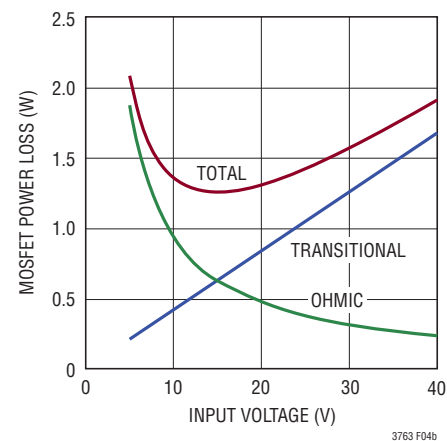


図4b.M2の電力損失の例

は各スイッチング・サイクルで充電および放電する必要があるため、ゲートの充電による電力損失は次のとおりです。

$$P_{GATE} = V_{IN} \cdot (Q_{GLG} + Q_{GHG}) \cdot f_{SW}$$

ここで、 Q_{GLG} はローサイドのゲート電荷、 Q_{GHG} はハイサイドのゲート電荷です。

この損失の大部分はLT3763内部のLDOで生じます。

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

可能であれば、総ゲート電荷を最小限に抑えたスイッチングMOSFETを使ってLT3763の内部電力損失を制限してください。推奨するMOSFETのいくつかを表3に示します。

アプリケーション情報

表3. 推奨するスイッチング FET

V _{IN} (V)	V _{OUT} (V)	I _{OUT} (A)	トップ FET	ボトム FET	メーカ
60	4	20	RJK0853DPB	RJK0853DPB	ルネサス www.renesas.com
24	4	5	RJK0368DPA	RJK0332DPB	
48	10~35	10	RJK0851DPB	RJK0851DPB	
12	2~4	10	FDMS8680	FDMS8672AS	Fairchild www.fairchildsemi.com
26	4	20	Si7884BDP	SiR470DP	Vishay www.vishay.com
24	4	40	PSMN4R0-30YL	RJK0346DPA	NXP/Philips www.nxp.com
36	12	10	BSC100N06LS3	BSC100N06LS3	www.infineon.com

入力コンデンサの選択

入力コンデンサは出力電流 1A 当たりの容量が 2μF 以上になるようにして、ハイサイド MOSFET のすぐ近くに配置します。入力コンデンサ、ハイサイド MOSFET、ローサイド MOSFET によって形成されるループは最小限に抑えます。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い値にします。さらに、V_{IN} とグラウンドの間に小型の 4.7μF セラミック・コンデンサを V_{IN} ピンとパッケージの露出パッドにできるだけ近づけて配置し、ノイズ耐性を最適化します。

入力容量としていくつかの低 ESR (等価直列抵抗) セラミック・コンデンサを使用することを推奨しますが、基板面積を小さくするため、その他の高密度のコンデンサが必要な場合もあります。X5R または X7R のタイプのコンデンサだけが広範な動作電圧および動作温度で容量を維持します。

出力コンデンサの選択

出力コンデンサは、出力リップルを低減するために ESR が非常に小さくなければなりません。ほとんどの設計では負荷電流 1A 当たり最小 20μF の容量のものを使用します。コンデンサには最大出力電流に対するサージ定格も必要です。可能な最小 ESR を実現するには、複数の低 ESR セラミック・コンデンサを並列に使用します。多くの低出力電圧アプリケーションでは高密度 POSCAP コンデンサを使用するのが効果的ですが、このコンデンサは過電圧状態に曝されると簡単に破壊されます。これを防ぐため、安定化電圧より少なくとも 50% 高い電圧定格の POSCAP コンデンサを選択します。

調光時には、出力コンデンサに流れ込むインダクタ電流が減少するにつれて、各パルスの終了時に出力電圧が上昇するこ

とに注意してください。小容量の出力コンデンサを使用すると、FB ピンを介して過電圧保護をトリガする可能性があります。

C_{BOOST} コンデンサの選択

LT3763 を適切に動作させるため、C_{BOOST} コンデンサは 220nF より小さく 50nF より大きい容量にする必要があります。ゲート電荷が大きい高電流のスイッチング MOSFET には 220nF を使用します。

INTV_{CC} コンデンサの選択

INTV_{CC} ピンのバイパス・コンデンサは、22μF より大きくして安定性を確保し、パッケージ底面の露出パッドにできるだけ近づけて接続します。LT3763 内部のノイズを低減するため、ESR を 50mΩ より小さくすることを推奨します。ゲート電荷が 44nC 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 を使用します。

ソフトスタート

従来の電圧レギュレータとは異なり、LT3763 はソフトスタート機能を使用し、出力電圧ではなく安定化インダクタ電流を制御します。充電電流は 11μA で、SS ピンの電圧が CTRL1 と CTRL2 より低い限り設定電流が減少します。

出力電流のレギュレーション

安定化負荷電流を調整するため、CTRL1 ピンにアナログ電圧を印加します。2V までの制御電圧に対する検出抵抗両端の安定化電圧を図 5 に示します。図 6 に示すように、V_{REF} からグラウンドに接続された分圧器によって CTRL1 の電圧が生成されます。抵抗分割器の値を決定する際には、V_{REF} ピンの総負荷電流を 0.5mA 未満にすることと、1.5V より高い制御電圧

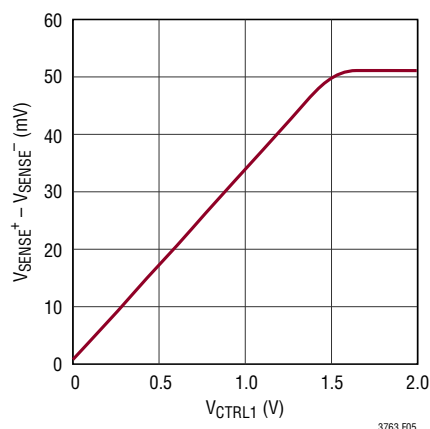


図5. 検出電圧と CTRL の電圧

アプリケーション情報

が安定化インダクタ電流に影響しないように注意してください。CTRL1を0Vに設定してもスイッチングは自動的に停止しません。スイッチングをディスエーブルするには、PWMピンの電圧を1.5Vより低くします。

入力電流のモニタ

IVINMONピンで入力電流をモニタすることができます。このピンは図7に示すように、IVINPとIVINNの間の電圧が0mV～50mVの範囲で変化すると、0V～1Vの範囲の電圧を生成します。ハイサイドFETのスイッチングにより、入力電流にはノイズが多いので、平均入力電流をモニタするには、IVINPとIVINNを入力電流検出抵抗 R_{SENSE_IN} に接続する1k抵抗を使った外付けフィルタが必要です。このフィルタのコンデンサはスイッチング周波数に応じて、ノイズが少なくとも1/100に減少するように選択します。たとえば、周波数が500kHzの場合は1 μ Fで十分で、周波数が高くなると必要なコンデンサの容量は小さくなります。ノイズをさらに除去するため、IVINMONに抵抗とコンデンサを接続することがで

きます。入力電流と出力電流の両方をモニタすることにより、LT3763は外付け部品の損失を含む回路の総合効率の計算を可能にします。

出力電流のモニタ

LT3763は、出力電流をISMONピンに供給される電圧としてモニタする機能を備えています。図8に示すように、この電圧はSENSE⁺とSENSE⁻の間の電圧が0mVから50mVまで上昇するとき、0Vから1Vまでリニアに上昇します。たとえば、 R_S に2.5m Ω の抵抗を選択すると、ISMONでの1Vの出力は20Aの出力電流を表します。ノイズを除去するため、ISMONに抵抗とコンデンサを接続することができます。

電圧レギュレーションと過電圧保護

LT3763はFBピンを使って出力電圧を安定化し、高電圧状態にならないように過電圧ロックアウトを行います。安定化出力電圧は、出力からFBピンに接続された抵抗分器を使って設定します(図9)。出力電圧が設定されたレベル(FBピンで

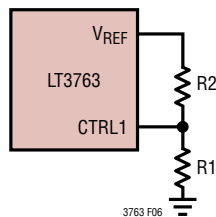


図6. インダクタ電流のアナログ制御

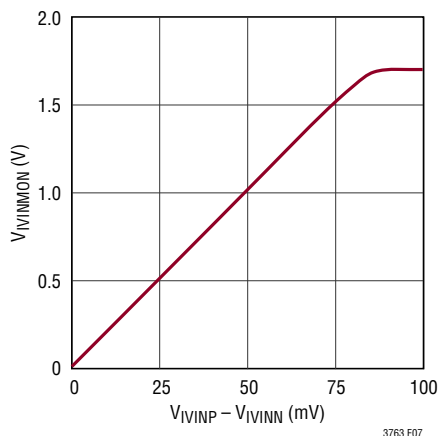


図7. 入力電流のモニタ電圧と入力電流の検出電圧

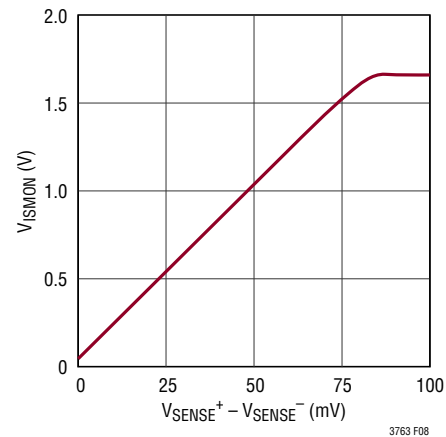


図8. 出力電流のモニタ電圧と出力電流の検出電圧

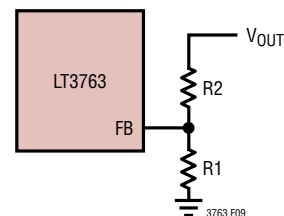


図9. 出力電圧レギュレーションおよび過電圧保護の帰還接続

アプリケーション情報

1.206V)に近づくと、電圧エラーアンプがCTRL1を無効にしてインダクタ電流を設定しV_{OUT}を安定化します。出力電圧が安定化電圧レベルの125% (FBピンで1.515V)を超えると、内部過電圧フラグがセットされ、スイッチングが停止します。安定化出力電圧は1.5Vより大きくなければならず、次式によって設定されます。

$$V_{OUT} = 1.206V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

フォルト検出

LT3763は、FAULTピンをグランドに引き下げることによって示される負荷の開放状態または短絡状態を検出します。これらの状態は、FBピンを2つの内部リファレンス電圧と比較することによって検出されます。短絡はV_{FB}が0.25Vより低いことで定義されます。開放状態のとき、安定化インダクタ電流が出力コンデンサを充電し、FBの電圧が上昇し始め、電圧エラーアンプがインダクタ電流を低減し始めます。FBが1.16Vより高く、インダクタ電流が検出抵抗R_Sによって設定される最大値の10% (C/10)より小さいと、FAULTで開放状態が知らされます。出力電圧は、FBピンに接続された抵抗分割器によって決まる値に安定化されます。

低電流の検出

インダクタ電流が最大電流の10%まで減少すると、C/10コンパレータはローサイド・ゲート・ドライバもディスエーブルするので、コンバータは非同期になり、インダクタ電流がリップルと比較して十分に小さいと、不連続導通モードに自動的に移行します。

低電流状態はバッテリー充電アプリケーションの不可欠な要素です。LT3763は、充電時にバッテリーに定電流を供給するこのアプリケーションで適切に動作し、バッテリー電圧が満充電の値に近づくと、電流を自動的に減らしてトリクル充電にします。このアプリケーションでは、低電流検出コンパレータによってトリガされるFAULTの信号が、バッテリー充電のトリクル充電フェーズが開始されたことのインジケータとして機能します。

スイッチング周波数の設定

LT3763の動作スイッチング周波数範囲は200kHz～1MHzです。この周波数は、RTピンからグランドに接続された外付け抵抗によって設定されます。このピンはどのような場合でも開放のままにしないでください。また、RTピンは55μAに電流制限されています。抵抗値と対応するスイッチング周波数については、表4と図10を参照してください。

表4. スwitchング周波数

スイッチング周波数 (MHz)	R _T (kΩ)
1.00	40.2
0.75	53.6
0.50	82.5
0.30	143
0.20	200

スイッチング周波数の同期化

LT3763の公称スイッチング周波数はRTピンからグランドに接続された抵抗によって決まり、200kHz～1MHzの範囲で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ピンに入力する外部クロックのロジック“L”は1.5Vより低く、ロジック“H”は2.175Vより高くする必要があります。入力周波数は、外部クロックを入力しない場合に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ると、異常なスイッチング動作や低調波発振を生じます。同期化は221kのR_T抵抗を使って500kHzでテストされています。その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には、入力クロックのエッジからSWピンの信号のエッジまでに一定

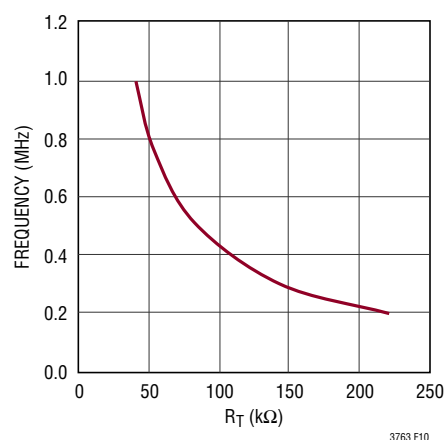


図10. 周波数とR_T抵抗

アプリケーション情報

の遅延がある点に注意してください。外部クロックへの同期が不要な場合は、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抵抗 R_T によって決まります。

PWMドライバ

LT3763は、出力に接続されたLEDの調光を制御することを目的とするPWMドライバを搭載しています。このドライバは、PWMピンの電圧が2.175Vを上回ると、PWM_OUTピンに接続された外付けNチャンネルMOSFETのゲートをプルアップし、PWMピンの電圧が1.5Vを下回ると、このゲートをプルダウンします。 V_{PWM} が1.5Vを下回ると、スイッチングが停止して V_C が電流レギュレーション・アンプから切り離されます。 V_{PWM} が2.175Vを上回ると、インダクタ電流はCTRL1ピン、CTRL2ピン、またはFBINピンの電圧によって設定される電流に安定化されます。

プルアップ・ドライバのインピーダンスは2.2Ωで、プルダウン・ドライバのインピーダンスは0.9Ωです。PWM調光のパルス幅は2つのスイッチング・サイクルより長くします。

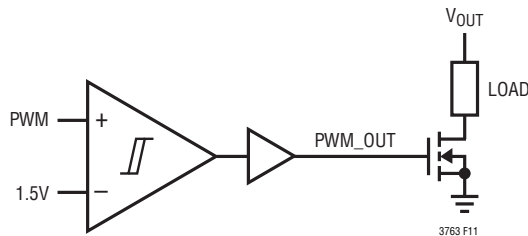


図 11. PWMドライバの動作

PWM動作

PWMの電圧が低いと、ハイサイドMOSFETとローサイドMOSFETのすべてのスイッチングが停止し、インダクタ電流はゼロまで減少します。PWMがロジックしきい値を上回った後、インダクタ電流は安定化された値までランプアップします。ランプ時間(t_D)は以下の式を使って推算することができます。

$$t_D = \frac{L \cdot I_0}{V_{IN} - V_0}$$

この式は、PWMの電圧が低いときに出力コンデンサがあまり放電されていないことを仮定しています。

PWM機能が不要な場合、PWMピンはスイッチングをディスエーブルしないようにINTV_{CC}に接続します。

PWM MOSFETの選択

PWM MOSFETの定格 V_{DS} に必要なのは最大出力電圧より高いことだけです。これにより、スイッチングMOSFETより低い Q_G 仕様のMOSFETを選択することができますが、このMOSFETは、PWMのスイッチング周波数がスイッチングMOSFETのスイッチング周波数よりかなり低いので、効率への効果がほとんどありません。PWM MOSFETのゲートを充電する電力損失は本来、スイッチングMOSFETを充電する電力損失よりも非常に小さくなります。PWM信号のデューティ・サイクルが非常に低い場合、PWM MOSFETの $R_{DS(ON)}$ による導通損失も非常に小さくなります。

スイッチングMOSFETのドライバと同様に、PWMドライバもINTV_{CC}ピンから電力を供給されるので、同様のしきい値電圧(2V以下)と定格 V_{GS} (7V以上)の推奨値に対応したMOSFETを選択します。

サーマル・シャットダウン

165°CでLT3763内部のサーマル・シャットダウン回路が作動し、スイッチングを停止してソフトスタート・コンデンサを放電します。デバイスが160°Cまで冷えると、内部リセットがクリアされてソフトスタート・コンデンサを充電可能になります。

シャットダウンとUVLO

LT3763はUVLO機能を備えており、入力電圧が4Vを下回った場合にスイッチングを停止し、すべ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。LT3763はEN/UVLOピンに1.52Vでの高精度シャットダウン機能も備えています。1.52Vで部分的シャットダウンが生じ、0.5Vより下では完全なシャットダウンが保証されます。完全なシャットダウン状態では I_Q は2μA未満です。1.52Vを下回ると、内部電流源が5μAのプルダウン電流を供給し、UVLOのヒステリシスを設定可能にします。次式により、図12に示すUVLOの電圧とヒステリシスを設定する分圧器の抵抗が決まります。

$$R2 = \frac{V_{HYST}}{5\mu A}$$

$$R1 = \left(\frac{1.52V \cdot R2}{V_{UVLO} - 1.52V} \right)$$

アプリケーション情報

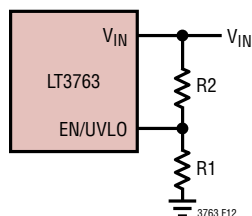


図 12. UVLO の構成

CTRL2ピンを使った負荷電流のディレーティング

LT3763は特に大電力負荷のドライブ用に設計されています。大電流アプリケーションでは、動作温度に基づいて最大電流をディレーティングすることにより、負荷の損傷を防ぎます。さらに、多くのアプリケーションには熱制限機能があり、負荷の温度や基板の温度に基づいて安定化電流を低減する必要があります。これを実現するため、LT3763ではCTRL2ピンを使って負荷の実効安定化電流を低減しています。CTRL2ピンを使用しない場合、この電流はCTRL1ピンのアナログ電圧によって設定されます。負荷や基板の温度によるディレーティングは、温度依存性のある抵抗で構成された抵抗分割器を使って設定されます(図13)。負荷や基板の温度が上昇するとCTRL2の電圧が下がります。CTRL2の電圧がCTRL1ピンの電圧より低くなると、安定化電流が減少します。

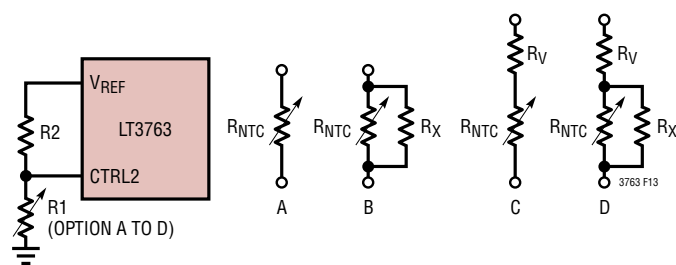


図 13. NTC 抵抗を使った負荷電流のディレーティングと温度

平均電流モード制御の補償

平均電流モード制御を使用することにより、インダクタ電流と負荷電流の高精度レギュレーションが可能になります。LT3763で使用されている平均電流モード制御ループを図14に示します。ここで、レギュレーション電流は電流源と3kの抵抗によって設定されます。

補償ネットワークを設計するには、最大補償抵抗を算出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率により、

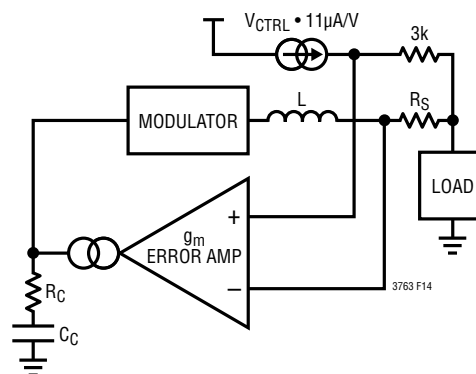


図 14. LT3763 の平均電流モード制御回路

デューティ・サイクルが50%より高い電流レギュレーション・ループの安定性が決まります。同様に、平均電流モード・コントローラでは、スイッチのオフ時に誤差電圧の勾配がPWMランプの勾配を超えないようにする必要があります。

スイッチング周波数での閉ループ利得が誤差信号の勾配を生じるので、エラーアンプの出力インピーダンスは補償抵抗(R_C)になります。補償部品の値を求める妥当な出発点として次式を使用します。

$$R_C = \frac{1k\Omega \cdot 1V \cdot L}{V_0 \cdot R_S \cdot T_{SW}}, C_C = \frac{2nF}{\mu s} \cdot T_{SW}$$

アプリケーション情報

ここで、 T_{sw} はスイッチング周期、 L はインダクタンス値、 V_O は出力電圧、 R_S は検出抵抗です。ほとんどのアプリケーションでは4.7nFの補償コンデンサで十分で、最適化された帯域幅とともに優れた位相マージンが得られます。推奨する補償値については表6を参照してください。

基板レイアウトに関する検討事項

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・ノイズに比較的影響されません。ただし、入力コンデンサとスイッチングMOSFETSによって形成される高 di/dt ループは最小にする必要があります。検出抵抗をSENSE+ピンと

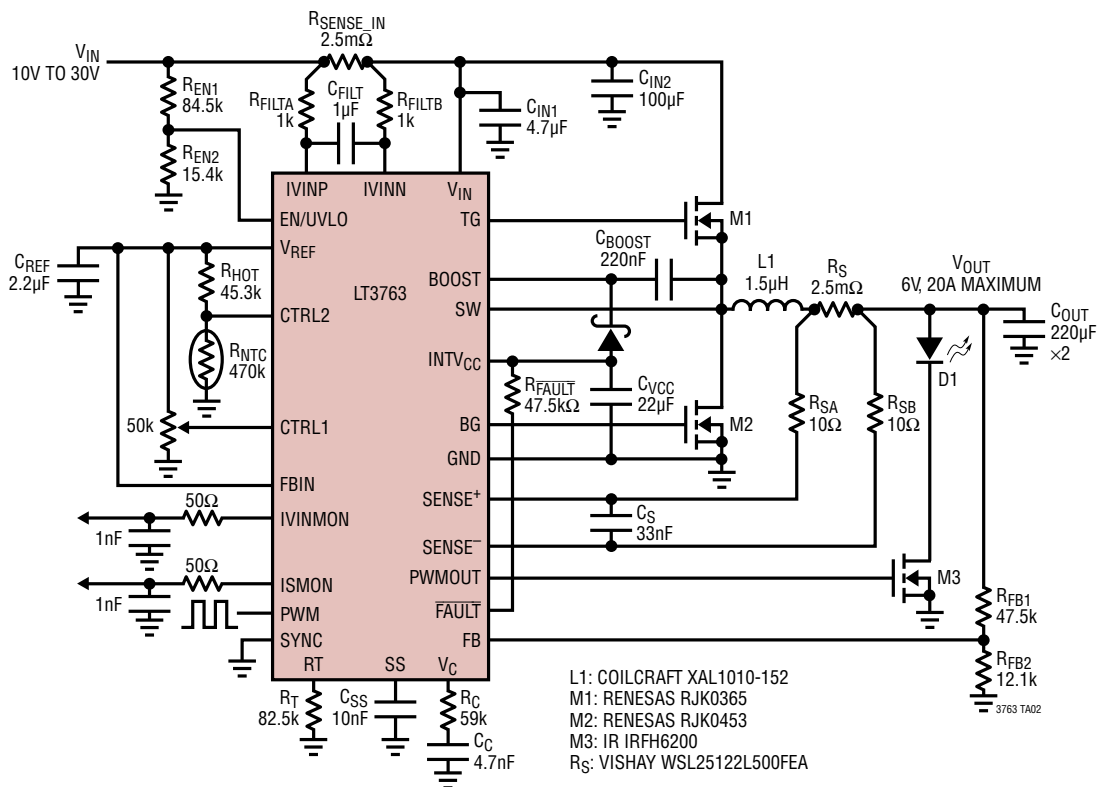
SENSE-ピンにできるだけ近づけて配置することも、ノイズの問題を回避するのに役立ちます。検出抵抗にはESL(等価直列インダクタンス)があるので、SENSE+ピンとSENSE-ピンにそれぞれ10Ωの抵抗を直列に接続し、SENSEピン間に33nFのコンデンサを接続することを推奨します。スイッチング部品の下に十分なグランド・プレーンを使用することにより、プレーン間のノイズ結合を最小限に抑えることができます。スイッチング部品から熱を放散させるため、スイッチング・ノードには大きな領域を使用してください。ただし、これは放射ノイズに悪影響を与えるということに注意が必要です。

表6. 推奨する補償部品の値 ($V_{CTRL2} = 2V$)

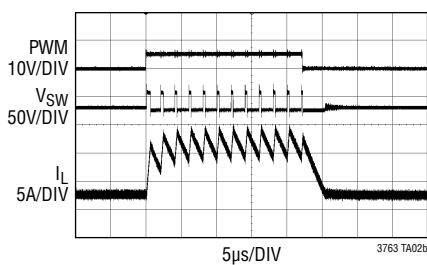
V_{IN} (V)	V_O (V)	V_{CTRL1} (V)	I_L (A)	f_{sw} (kHz)	L (μH)	R_S (mΩ)	R_C (kΩ)	C_C (nF)
12	4	0.75	5	500	2.2	5	54.9	4.7
12	4	1.50	10	500	2.2	5	54.9	4.7
12	5	1.50	20	250	2.2	2.5	44.2	8.2
60	30	0.15	1	500	10	5	15.4	4.7
60	30	1.20	8	500	10	5	15.4	4.7

標準的応用例

20Aパルス幅変調シングルLEDドライバ

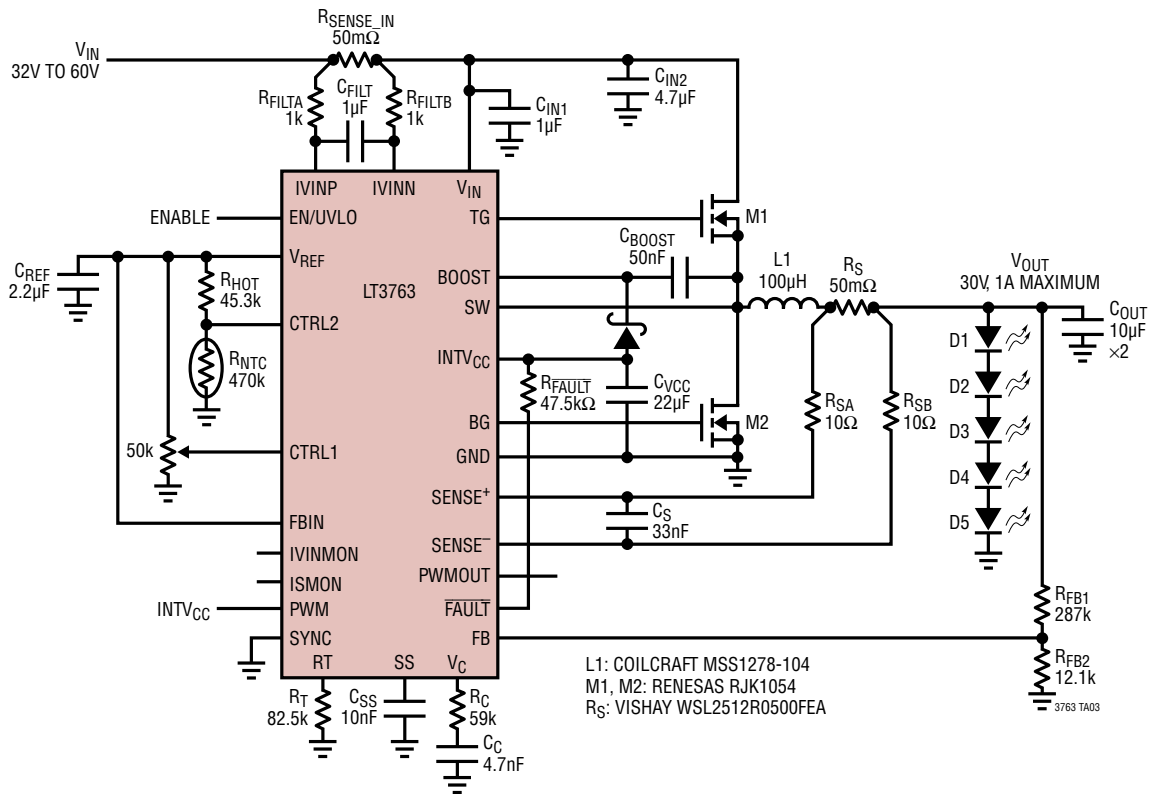


PWM 調光



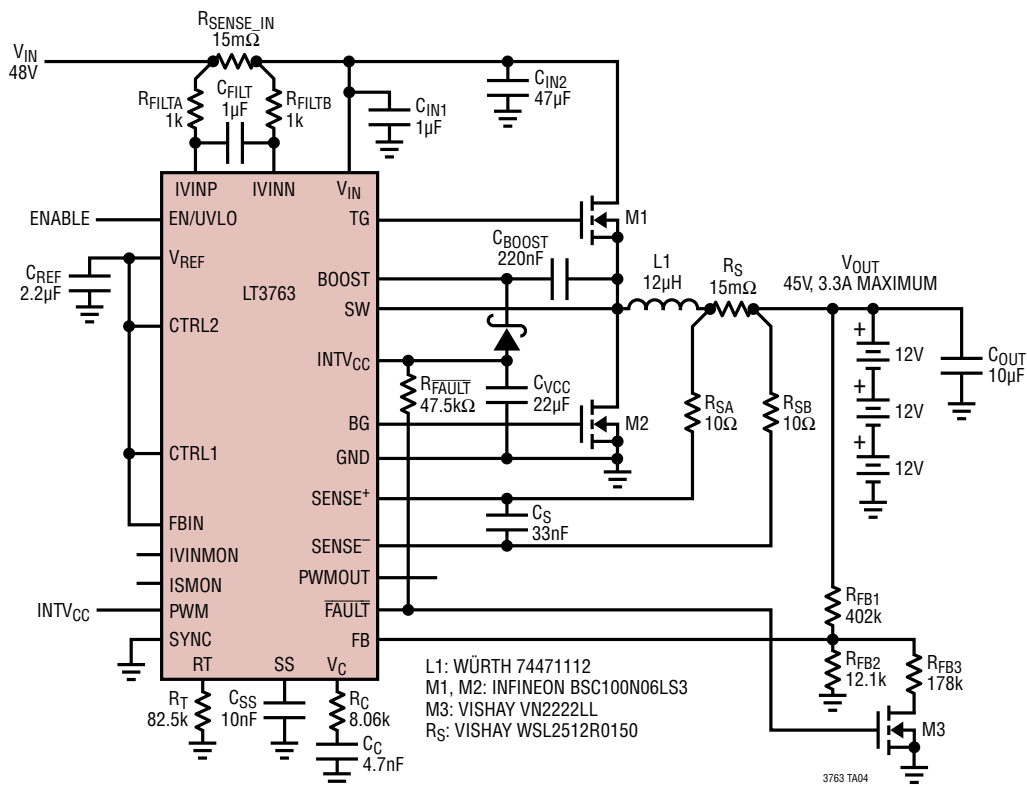
標準的応用例

1A、5LEDドライバ

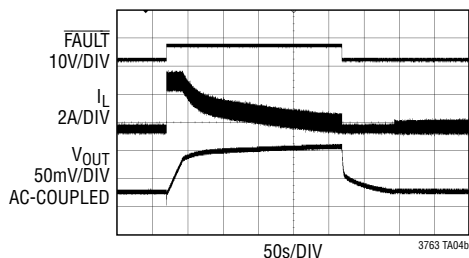


標準的応用例

3.3A、6セル(36V)SLAバッテリー・チャージャ

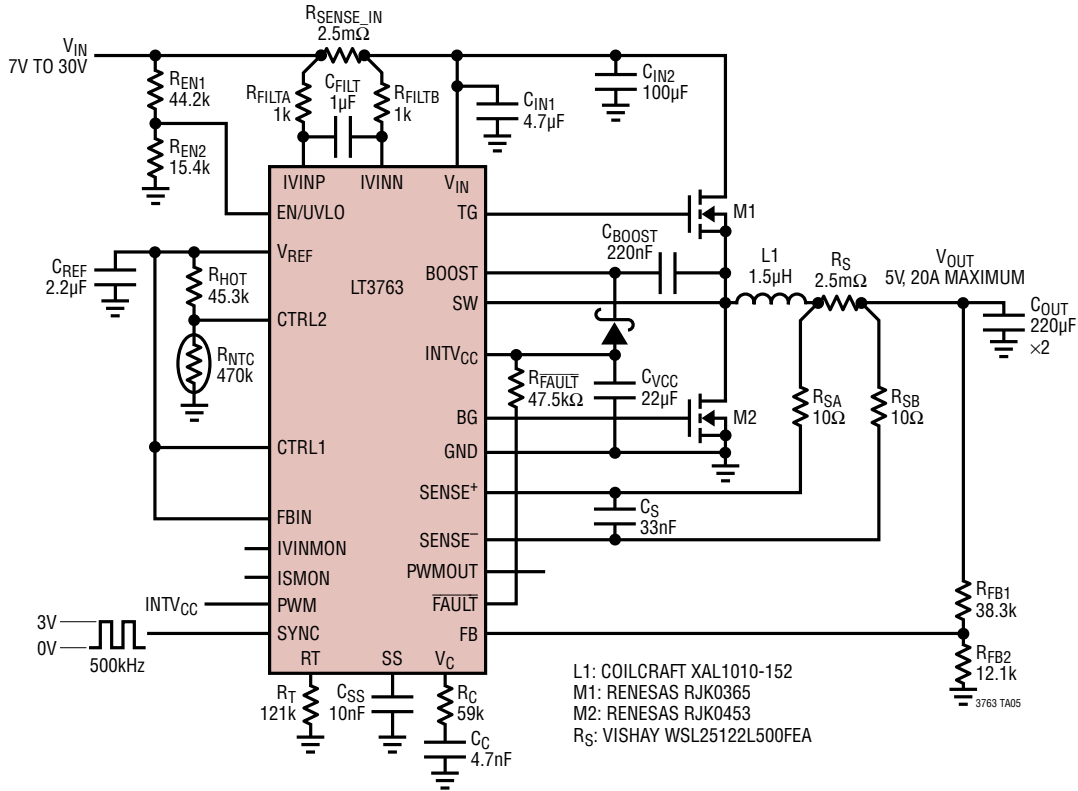


36VのSLAバッテリー充電

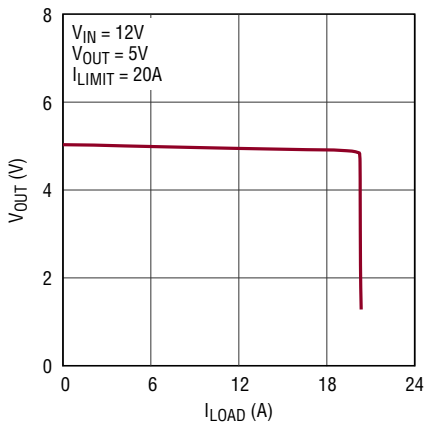


標準的応用例

5V/20A同期レギュレータ

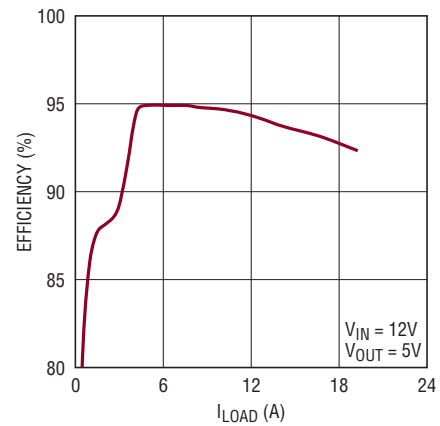


出力電圧の負荷レギュレーション



3763 TA05b

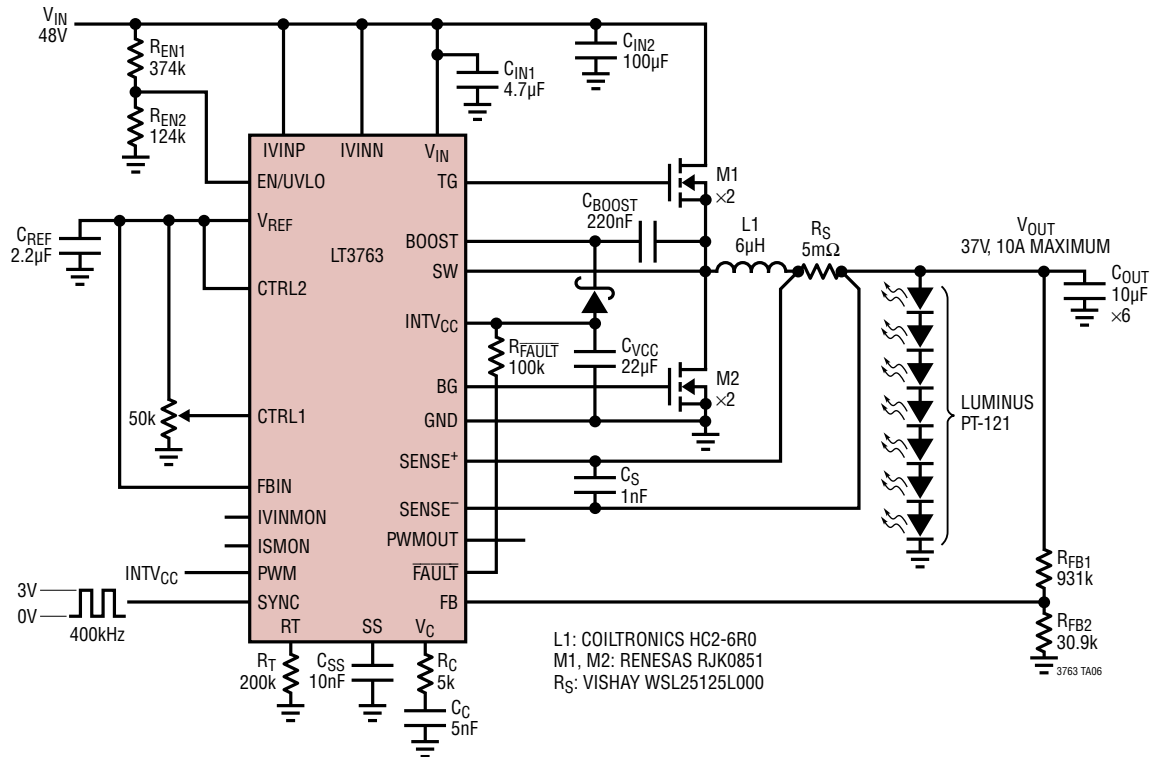
効率と負荷電流



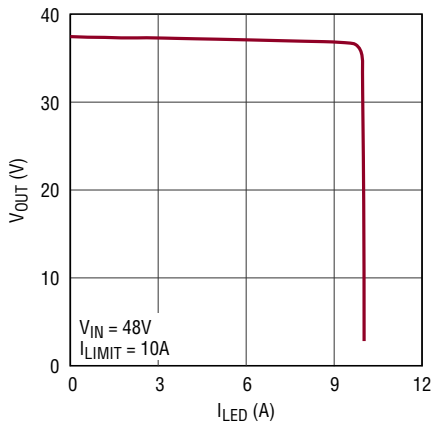
3763 TA05c

標準の応用例

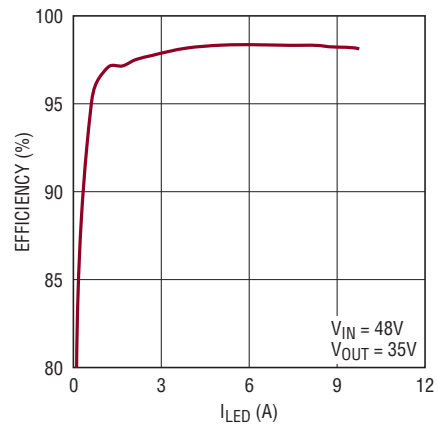
350W 白色LEDドライバ



最大出力電圧



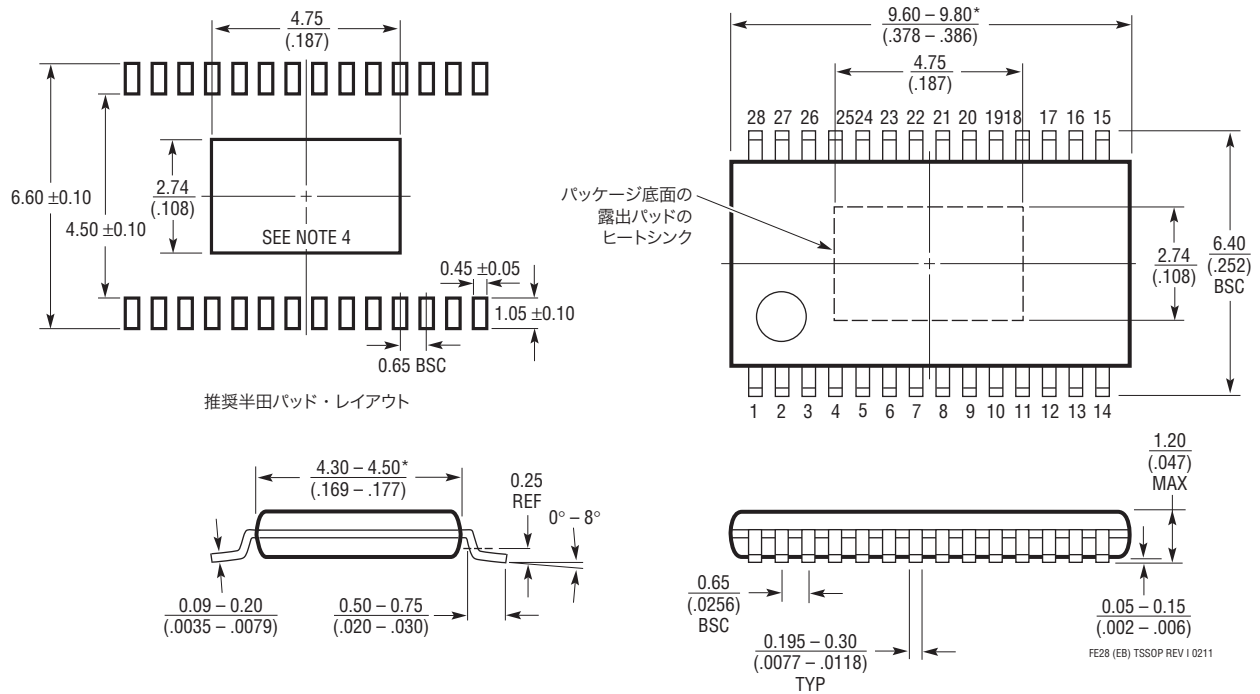
効率とLED電流



パッケージ

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

FE Package
28-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev I)
Exposed Pad Variation EB



推奨半田パッド・レイアウト

NOTE:

1. 標準寸法：ミリメートル
2. 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{インチ}}$
3. 図は実寸とは異なる

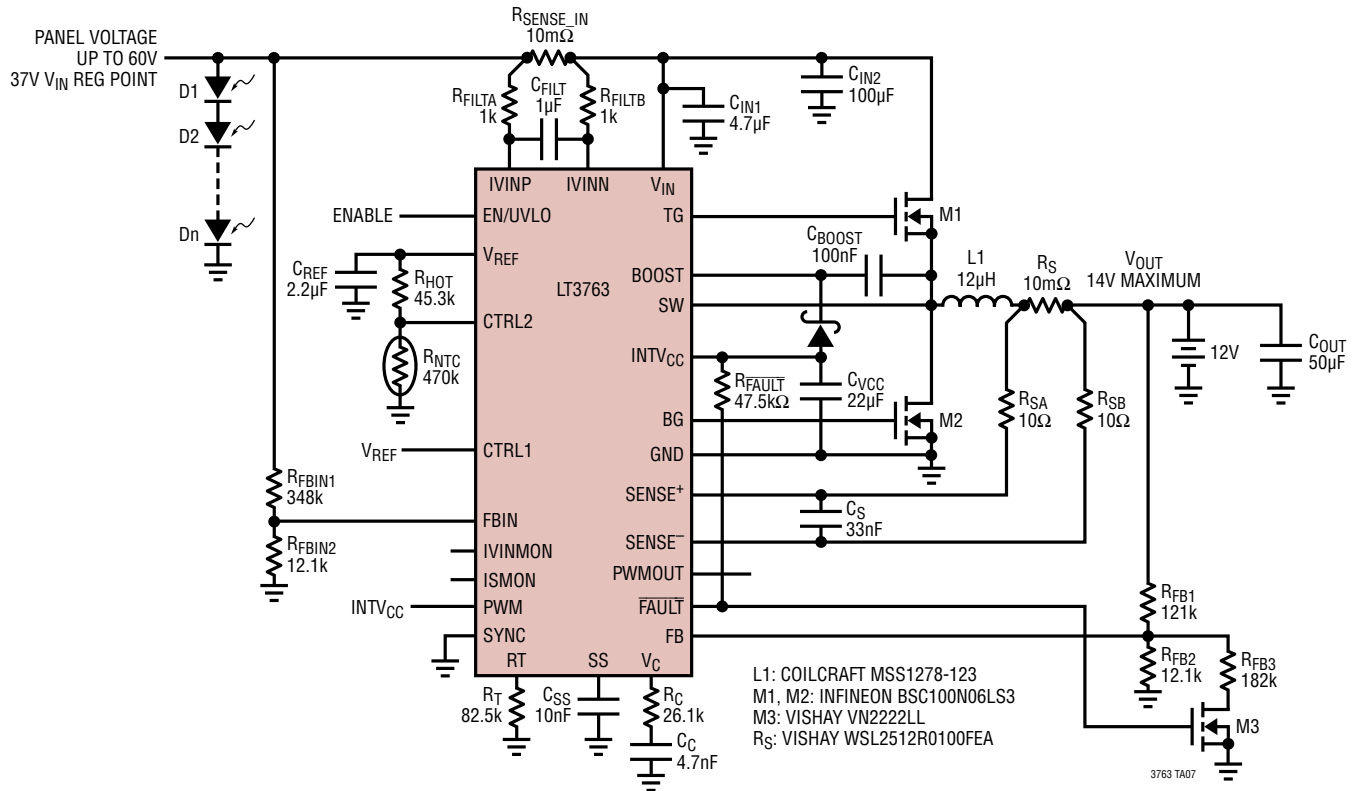
4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ
- * 寸法にはモールドのバリを含まない。
 モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006°) を超えないこと

改訂履歴

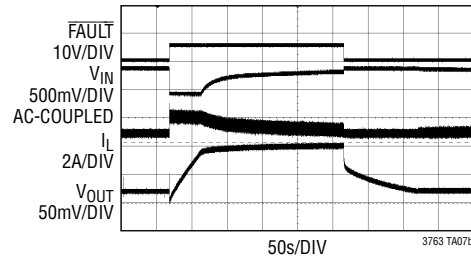
REV	日付	概要	ページ番号
A	5/13	Switching frequency の抵抗値を明確化。	3
		Offset voltage の条件を明確化。	4
		プログラミング抵抗値を明確化。	4
		7番目の段落の最後を明確化。	13
		CBOOSTコンデンサを明確化。	17
		プログラミング抵抗値と、図10を明確化。	19
		図を明確化。	25、27、30

標準的応用例

最大電力点レギュレーション機能を備えた70W太陽光発電システム



ソーラー駆動SLAバッテリーの充電



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3743	同期整流式降圧LEDドライバ・コントローラ	効率:92%、出力電流:最大20A、入力電圧:5.5V~36V、 $I_Q = 2\text{mA}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、4mm×5mm QFN-28およびTSSOP-28Eパッケージ
LT3741	同期整流式降圧LEDドライバ・コントローラ	効率:94%、出力電流:最大20A、入力電圧:6V~36V、 $I_Q = 1.8\text{mA}$ 、 $I_{SD} < 1\mu\text{A}$ 、4mm×4mm QFN-20およびTSSOP-20Eパッケージ
LT3791	同期整流式昇降圧LEDドライバ・コントローラ	効率:98.5%、出力電流:最大25A、入力電圧:4.7V~60V、TSSOP-38Eパッケージ