

60V同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ

特長

- 4スイッチのシングル・インダクタ・アーキテクチャにより、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧が可能
- 同期スイッチング: 最大98.5%の効率
- 広い入力電圧範囲: 4.7V ~ 60V
- 2%の出力電圧精度: $1.2V \leq V_{OUT} < 60V$
- 6%の出力電流精度: $0V \leq V_{OUT} < 60V$
- 電流モニタ出力による入力および出力の電流レギュレーション
- 降圧または昇圧動作時に上側FETのリフレッシュ不要
- シャットダウン時に V_{IN} から V_{OUT} を切断
- C/10充電終了フラグおよび出力短絡フラグ
- デバイス1個につき100W以上が可能
- 容易な並列接続による出力電力の増強
- 露出パッドを備えた38ピンTSSOPパッケージ

アプリケーション

- 自動車、通信、産業用システム
- 大電力バッテリー駆動システム

概要

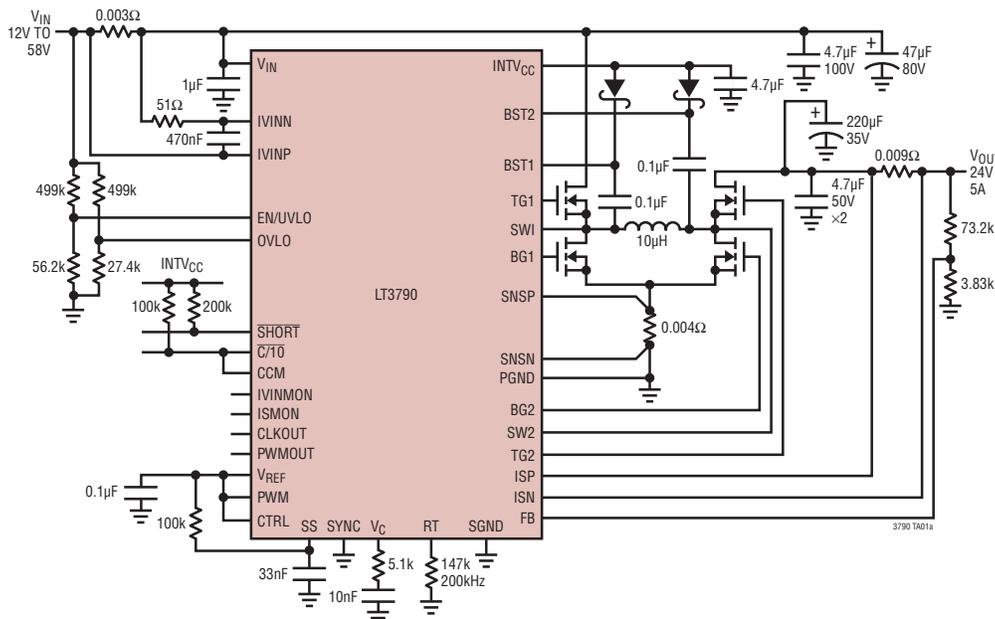
LT[®]3790は、同期整流式の4スイッチ昇降圧、電圧/電流レギュレータ・コントローラです。LT3790は、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧で、出力電圧、出力電流、または入力電流を安定化することができます。固定周波数の電流モード・アーキテクチャにより、200kHz ~ 700kHzの範囲で周波数の調整や同期が可能です。降圧または昇圧動作時に上側FETのリフレッシュ・スイッチング・サイクルは必要ありません。60Vの入力電圧および60Vの出力電圧が可能であり、動作領域間を継ぎ目なく遷移できるので、LT3790は自動車、産業用、通信、さらにはバッテリー駆動システムでの電圧レギュレータ、バッテリー・チャージャ/スーパーキャパシタ・チャージャ・アプリケーションに最適です。

LT3790は、入力電流モニタおよび出力電流モニタ機能と、C/10充電終了フラグや短絡出力フラグなど、各種の状態フラグ機能を備えています。

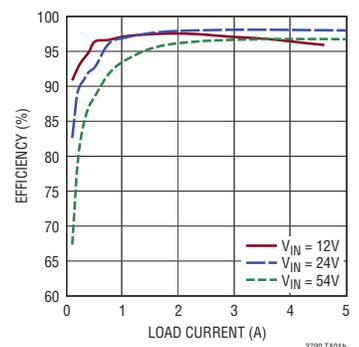
LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴは、リニアテクノロジー社の登録商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

120W (24V 5A) 昇降圧電圧レギュレータ



効率と負荷電流



LT3790

絶対最大定格

(Note 1)

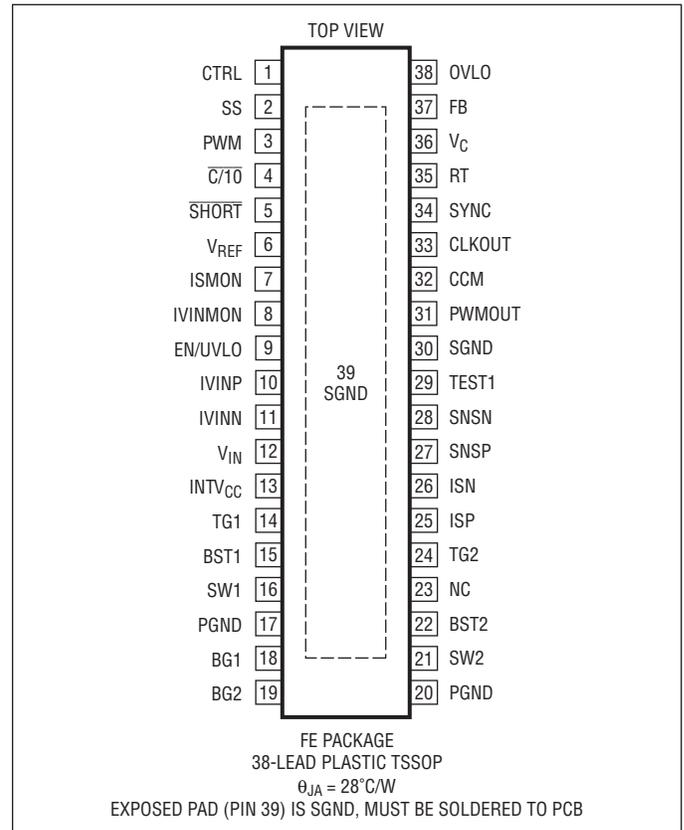
電源電圧

入力電源 (V_{IN})	60V
SW1, SW2	-5V ~ 60V
C/T0, SHORT	15V
EN/UVLO, IVINP, IVINN, ISP, ISN	60V
INTV _{CC} , (BST1-SW1), (BST2-SW2)	6V
CCM, SYNC, RT, CTRL, OVLO, PWM	6V
IVINMON, ISMON, FB, SS, VC, V _{REF}	6V
IVINP-IVINN, ISP-ISN, SNSP-SNSN	±0.5V
SNSP, SNSN	±0.3V

動作接合部温度範囲 (Note 2, 3)

LT3790E/LT3790I	-40°C ~ 125°C
LT3790H	-40°C ~ 150°C
LT3790MP	-55°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
LT3790EFE#PBF	LT3790EFE#TRPBF	LT3790FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3790IFE#PBF	LT3790IFE#TRPBF	LT3790FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3790HFE#PBF	LT3790HFE#TRPBF	LT3790FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C
LT3790MPFE#PBF	LT3790MPFE#TRPBF	LT3790FE	38-Lead Plastic TSSOP	-55°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。

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 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 12\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
入力					
V_{IN} Operating Voltage		4.7		60	V
V_{IN} Shutdown I_Q	$V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$		0.1	1	μA
V_{IN} Operating I_Q (Not Switching)	$FB = 1.3\text{V}$, $R_T = 59.0\text{k}$		3.0	4	mA

3790f

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 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 12\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
ロジック入力						
EN/UVLO Falling Threshold		●	1.16	1.2	1.24	V
EN/UVLO Rising Hysteresis				15		mV
EN/UVLO Input Low Voltage	V_{IN} Drops Below $1\mu\text{A}$				0.3	V
EN/UVLO Pin Bias Current Low	$V_{EN/UVLO} = 1\text{V}$		2	3	4	μA
EN/UVLO Pin Bias Current High	$V_{EN/UVLO} = 1.6\text{V}$			10	100	nA
CCM Threshold Voltage			0.3		1.5	V
CTRL Input Bias Current	$V_{CTRL} = 1\text{V}$			20	50	nA
CTRL Latch-Off Threshold	Rising		45	50	55	mV
CTRL Latch-Off Hysteresis				13		mV
OVLO Rising Shutdown Voltage		●	2.85	3	3.15	V
OVLO Falling Hysteresis				75		mV
レギュレーション						
V_{REF} Voltage		●	1.96	2.00	2.04	V
V_{REF} Line Regulation	$4.7\text{V} < V_{IN} < 60\text{V}$			0.002	0.04	%/V
$V_{(ISP-ISN)}$ Threshold	$V_{CTRL} = 2\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}/0.1\text{V}$	●	58	60	62	mV
		●	56	60	64	mV
	$V_{CTRL} = 1\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}/0.1\text{V}$	●	48	50	52	mV
		●	46	50	54	mV
		●	28	30	32	mV
$V_{CTRL} = 600\text{mV}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}/0.1\text{V}$	●	26	30	34	mV	
	●	1	4.2	7.4	mV	
$V_{CTRL} = 100\text{mV}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}/0.1\text{V}$	●	0.2	4.2	8.2	mV	
ISP Bias Current	$V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$			110		μA
ISN Bias Current	$V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$			20		μA
Output Current Sense Common Mode Range			0		60	V
Output Current Sense Amplifier g_m				1650		μS
ISMON Monitor Voltage	$V_{(ISP-ISN)} = 60\text{mV}$	●	1.14	1.2	1.26	V
Input Current Sense Threshold $V_{(IVINP-IVINN)}$	$3\text{V} \leq V_{IVINP} \leq 60\text{V}$	●	46.5	50	54	mV
IVINP Bias Current	$V_{IVINP} = V_{IVINN} = 12\text{V}$			90		μA
IVINN Bias Current	$V_{IVINP} = V_{IVINN} = 12\text{V}$			20		μA
Input Current Sense Common Mode Range			3		60	V
Input Current Sense Amplifier g_m				2.12		mS
IVINMON Monitor Voltage	$V_{(IVINP-IVINN)} = 50\text{mV}$	●	0.96	1	1.04	V
FB Regulation Voltage		●	1.194	1.2	1.206	V
		●	1.176	1.2	1.220	V
FB Line Regulation	$4.7\text{V} < V_{IN} < 60\text{V}$			0.002	0.025	%/V
FB Amplifier g_m				565		μS
FB Pin Input Bias Current	FB in Regulation			100	200	nA
V_C Standby Input Bias Current	PWM = 0V		-20		20	nA
$V_{SENSE(MAX)}$ ($V_{SNSP-SNSN}$)	Boost	●	42	51	60	mV
		●	-56	-47.5	-39	mV
$V_{SENSE(MAX)}$ ($V_{SNSP-SNSN}$)	Buck	●	42	51	60	mV
		●	-56	-47.5	-39	mV
フォルト						
SS Pull-Up Current	$V_{SS} = 0\text{V}$			14		μA
SS Discharge Current				1.4		μA

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 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN}/UVLO = 12\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$\overline{C}/\overline{T}0$ Falling Threshold ($V_{(ISP-ISN)}$)	$V_{FB} = 1.2\text{V}$	1	5	9	mV
SHORT Falling Threshold (V_{FB})		380	400	450	mV
$\overline{C}/\overline{T}0$ Pin Output Impedance			1.1	2.0	k Ω
SHORT Pin Output Impedance			1.1	2.0	k Ω
SS Latch-Off Threshold			1.75		V
SS Reset Threshold			0.2		V
発振器					
Switching Frequency	$R_T = 147\text{k}$	190	200	210	kHz
	$R_T = 59.0\text{k}$	380	400	420	
	$R_T = 29.1\text{k}$	665	700	735	
SYNC Frequency		200		700	kHz
SYNC Pin Resistance to GND			90		k Ω
SYNC Threshold Voltage		0.3		1.5	V
内部 V_{CC} レギュレータ					
INTV _{CC} Regulation Voltage		4.8	5	5.2	V
Dropout ($V_{IN} - \text{INTV}_{CC}$)	$I_{\text{INTV}_{CC}} = -10\text{mA}$, $V_{IN} = 5\text{V}$		240	350	mV
INTV _{CC} Undervoltage Lockout		3.1	3.5	3.9	V
INTV _{CC} Current Limit	$V_{\text{INTV}_{CC}} = 4\text{V}$		67		mA
PWM					
PWM Threshold Voltage		0.3		1.5	V
PWM Pin Resistance to GND			90		k Ω
PWMOUT Pull-Up Resistance			10	20	Ω
PWMOUT Pull-Down Resistance			5	10	Ω
NMOSドライバ					
TG1, TG2 Gate Driver On-Resistance Gate Pull-Up Gate Pull-Down	$V_{BST} - V_{SW} = 5\text{V}$		2.6		Ω
			1.7		Ω
BG1, BG2 Gate Driver On-Resistance Gate Pull-Up Gate Pull-Down	$V_{\text{INTV}_{CC}} = 5\text{V}$		3		Ω
			1.2		Ω
TG Off to BG On Delay	$C_L = 3300\text{pF}$		60		ns
BG Off to TG On Delay	$C_L = 3300\text{pF}$		60		ns
TG1, TG2, $t_{\text{OFF(MIN)}}$	$R_T = 59.0\text{k}$		240	320	ns

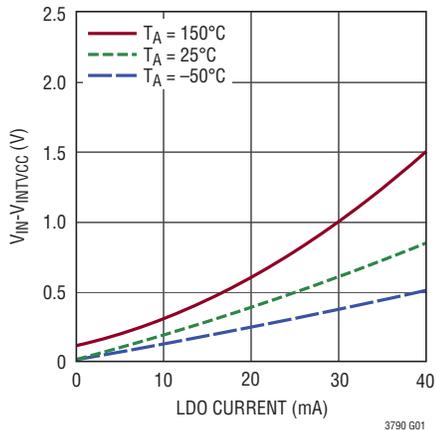
Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに回復不可能な損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2: LT3790E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。LT3790I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。LT3790Hは、 $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ 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。LT3790MPは、 $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ 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。接合部温度が高いと動作寿命は短くなる。接合部温度が 125°C を超えると、動作寿命が短くなる。

Note 3: LT3790には、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護がアクティブなとき、接合部温度は最大動作接合部温度を超える。規定された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恐れがある。

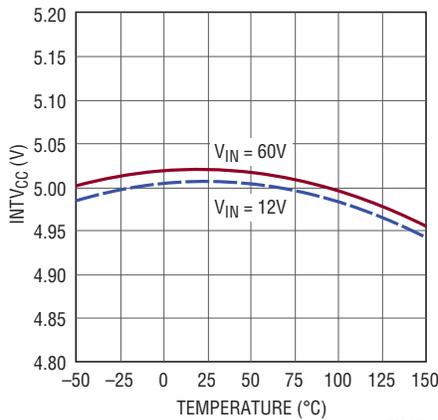
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

INTV_{CC}のドロップアウト電圧と電流、温度



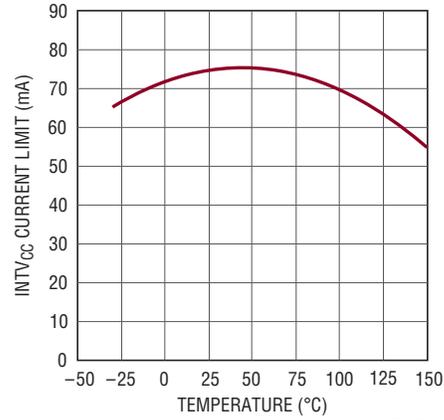
3790 G01

INTV_{CC}の電圧と温度



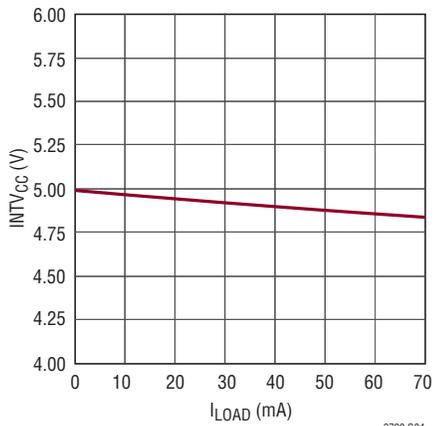
3790 G02

INTV_{CC}の電流制限と温度



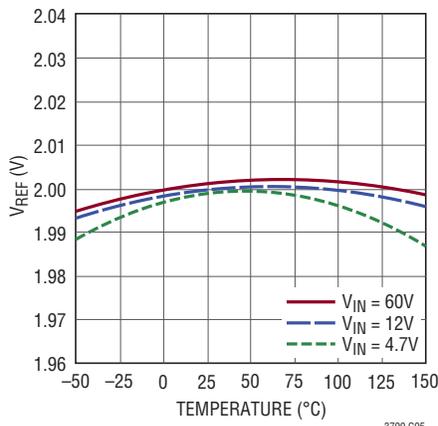
3790 G03

INTV_{CC}の負荷レギュレーション



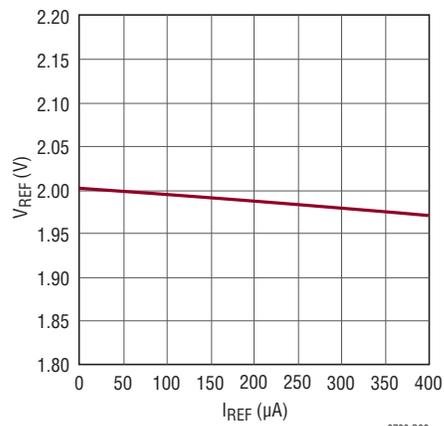
3790 G04

V_{REF}の電圧と温度



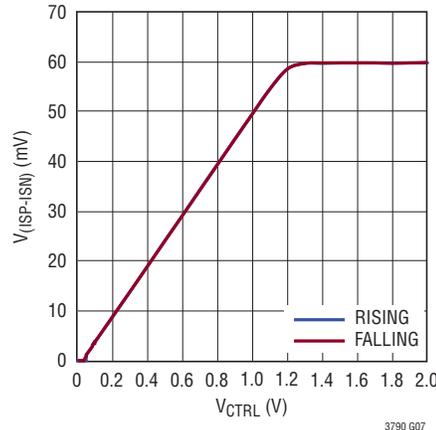
3790 G05

V_{REF}の負荷レギュレーション



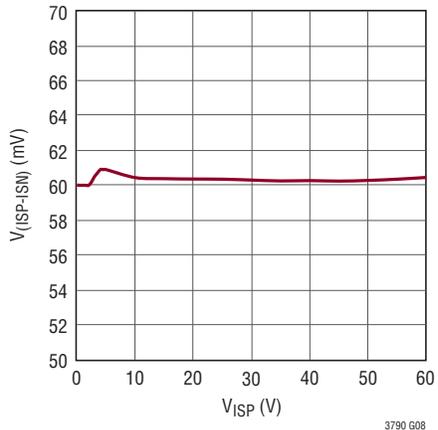
3790 G06

V_(ISP-ISN)しきい値とV_{CTRL}



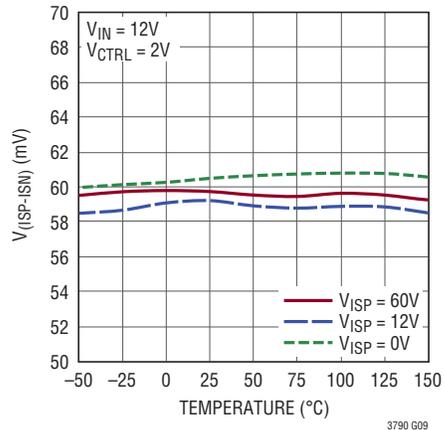
3790 G07

V_(ISP-ISN)しきい値とV_{ISP}



3790 G08

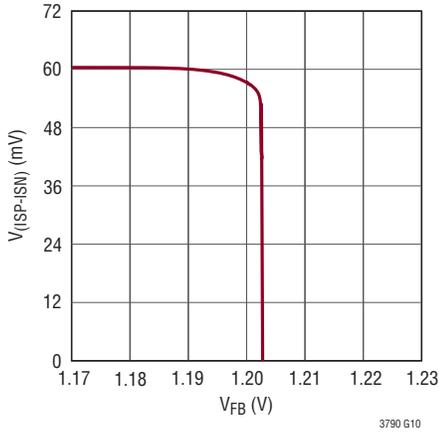
V_(ISP-ISN)しきい値と温度



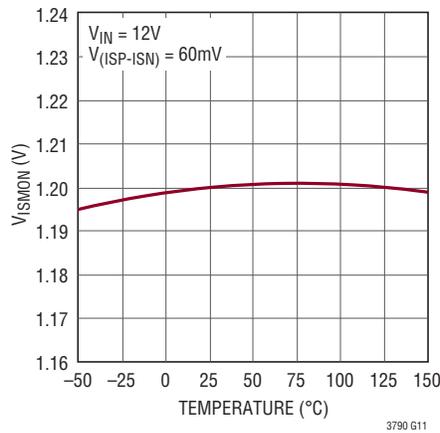
3790 G09

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

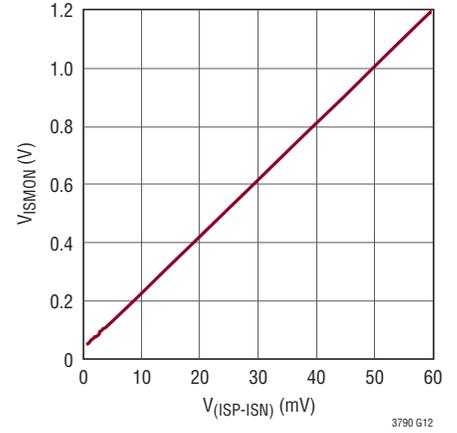
$V_{(ISP-ISN)}$ しきい値と V_{FB}



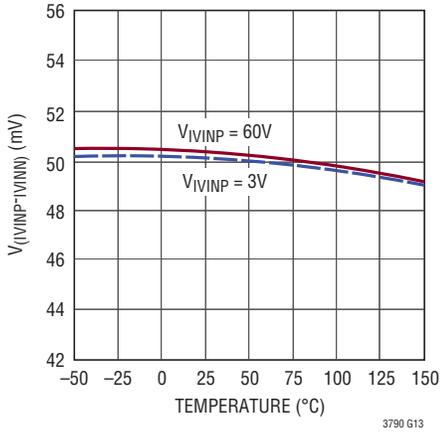
ISMON の電圧と温度



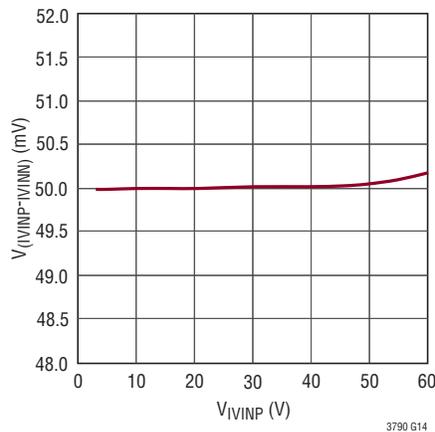
ISMON の電圧と $V_{(ISP-ISN)}$



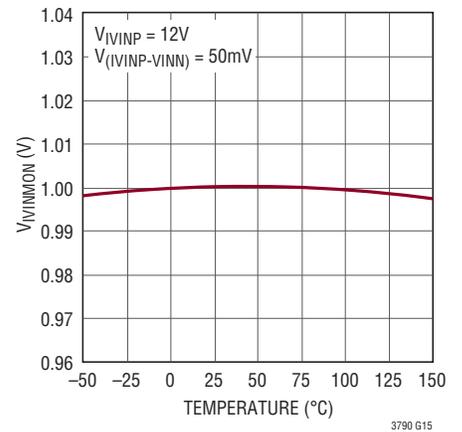
$V_{(IVINP-IVINN)}$ しきい値と温度



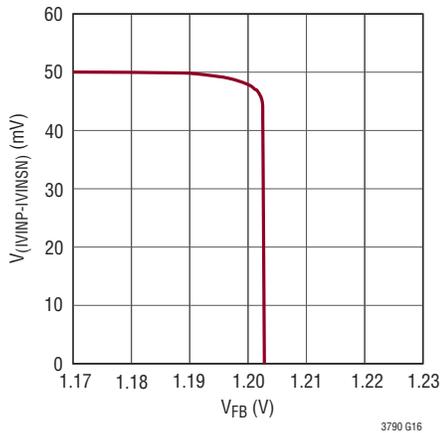
$V_{(IVINP-IVINN)}$ しきい値と V_{IVINP}



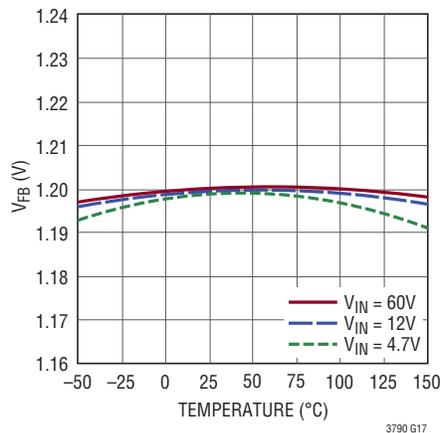
IVINMON の電圧と温度



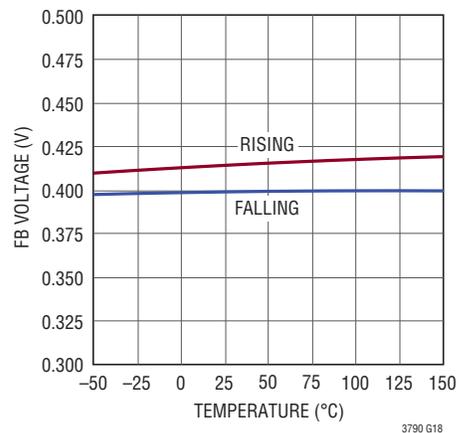
$V_{(IVINP-IVINSU)}$ しきい値と V_{FB}



FB のレギュレーション電圧と温度

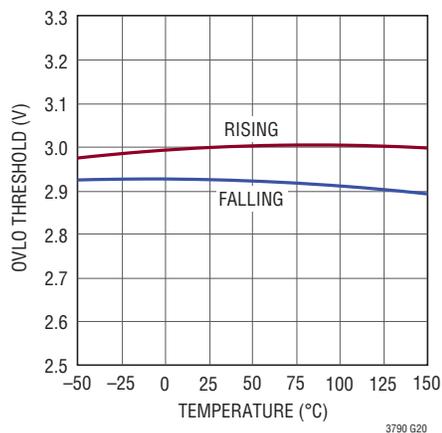


SHORT のしきい値と温度

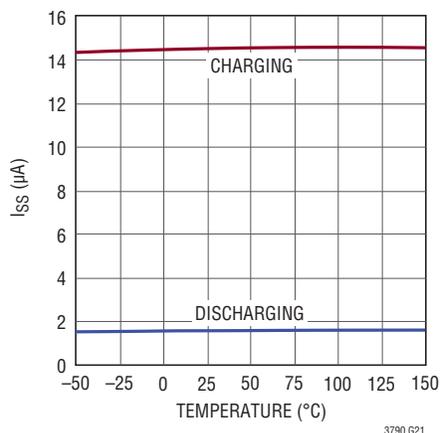


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

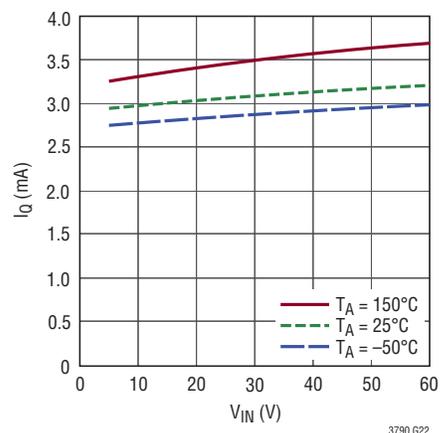
OVLOのしきい値と温度



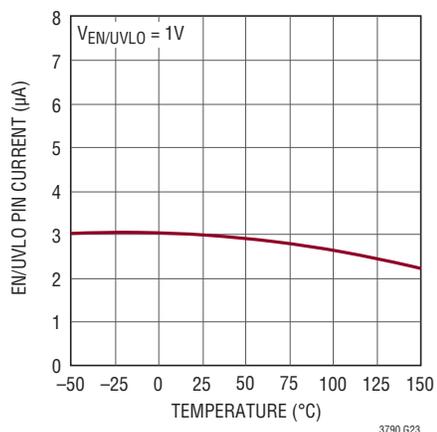
ソフトスタートの電流と温度



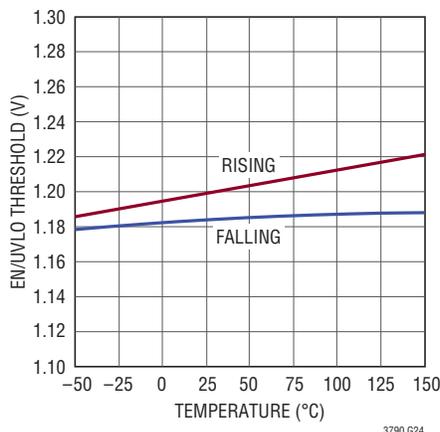
電源電流と入力電圧



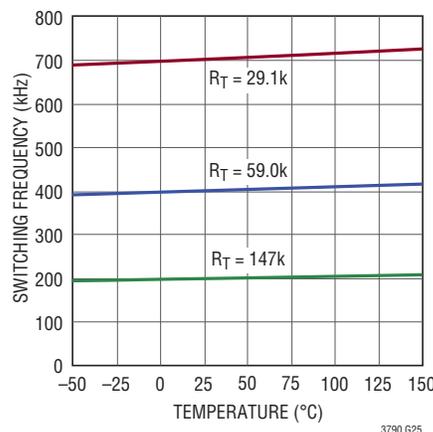
EN/UVLOピンの電流



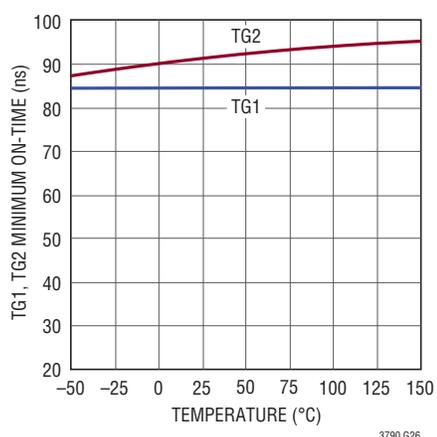
EN/UVLOのしきい値電圧



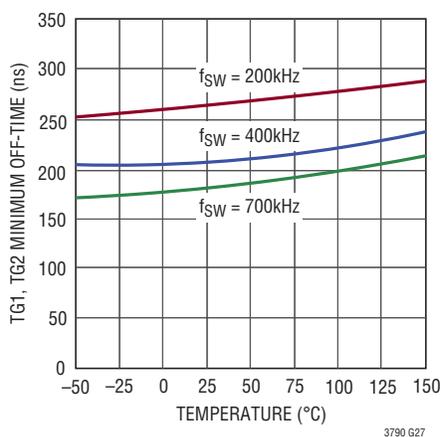
発振器周波数と温度



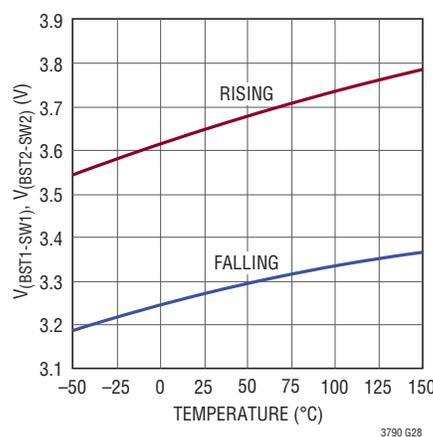
TG1, TG2の最小オン時間と温度



TG1, TG2の最小オフ時間と温度

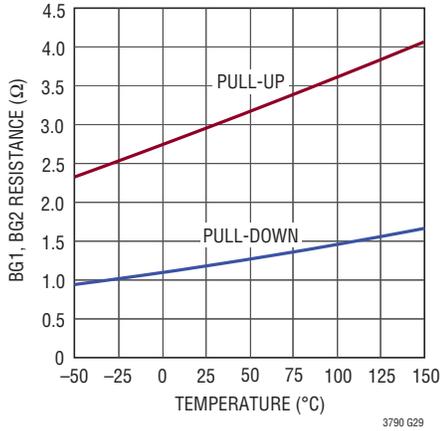


V(BST1-SW1)、V(BST2-SW2) UVLOと温度

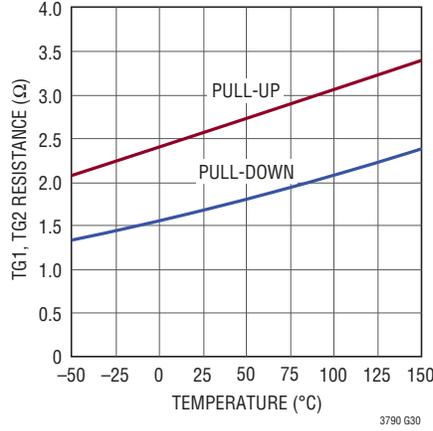


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

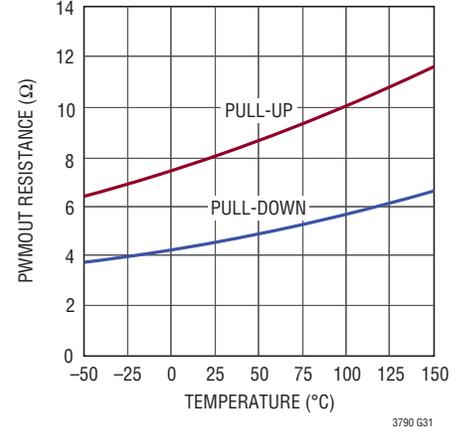
BG1、BG2ドライバのオン抵抗と温度



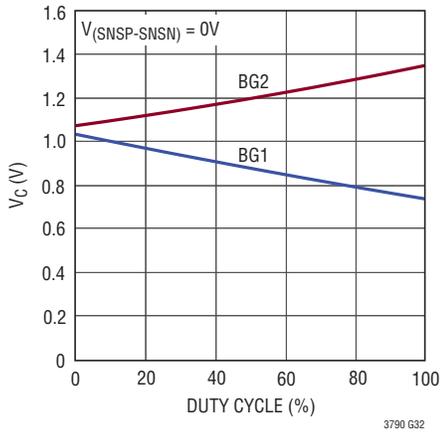
TG1、TG2ドライバのオン抵抗と温度



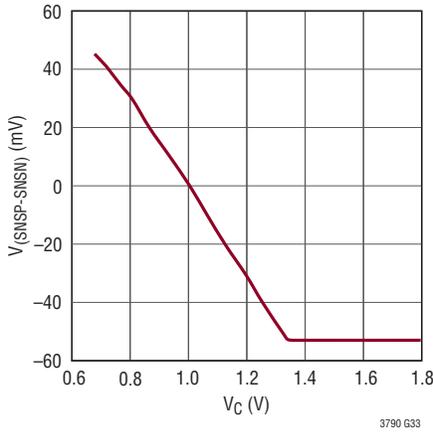
PWMOUTのオン抵抗と温度



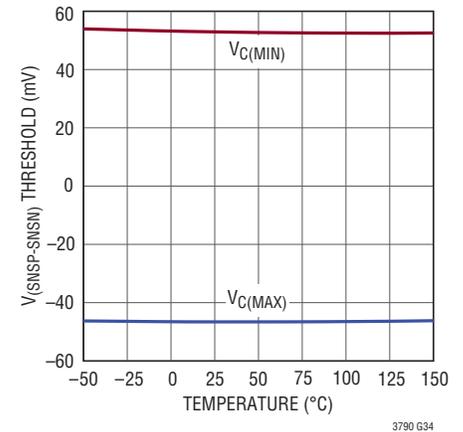
V_C 電圧とデューティサイクル



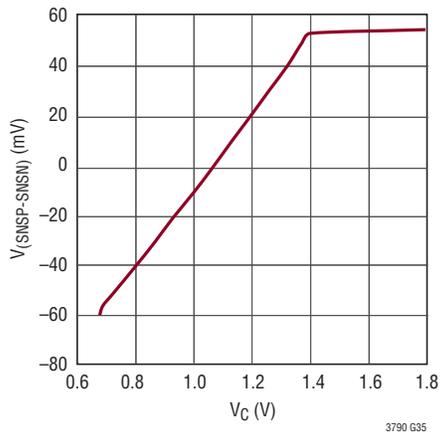
$V(SNSP-SNSN)$ 降圧しきい値と V_C



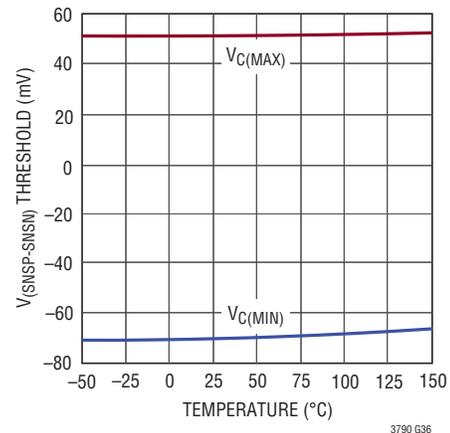
$V(SNSP-SNSN)$ 降圧しきい値と温度



$V(SNSP-SNSN)$ 昇圧しきい値と V_C



$V(SNSP-SNSN)$ 昇圧しきい値と温度



ピン機能

CTRL (ピン1) : 出力電流検出しきい値の調整ピン。調整しきい値 $V_{(ISP-ISN)}$ は V_{CTRL} の 1/20 です。CTRL の線形範囲は 0V ~ 1.1V です。 $V_{CTRL} > 1.3V$ の範囲における電流検出しきい値は、60mV のフルスケール値で一定です。 $1.1V < V_{CTRL} < 1.3V$ の範囲では、電流検出しきい値の V_{CTRL} への依存性は線形関数から一定値へ変化し、 $V_{CTRL} = 1.2V$ までにフルスケールの 98% に達します。しきい値をデフォルトの 60mV にするには、 V_{REF} へ接続します。スイッチングを停止するには、強制的に 50mV (標準) 未満にします。このピンは開放のままにしないでください。

SS (ピン2) : ソフトスタートは、コントローラの電流制限を徐々に大きくすることによって、入力電源のサージ電流を低減します。このピンには、最小 22nF のコンデンサを接続することを推奨します。LT3790 では、SS と V_{REF} の間に 100k の抵抗を接続する必要があります。

PWM (ピン3) : 信号が“L”になるとスイッチがオフしてスイッチングがアイドル状態になり、 V_C ピンが全ての外部負荷から切断されます。PWMOUT ピンは PWM ピンに追従します。PWM には 90k の内部プルダウン抵抗が組み込まれています。使用しない場合は INTV_{CC} に接続してください。

C/I0 (ピン4) : C/I0 充電終了ピン。 $V_{(ISP-ISN)}$ 電圧が 5mV (標準) より低い場合は、オープンドレインの C/I0 ピンは“L”にアサートされます。このピンを機能させるには、外付けのプルアップ抵抗が必要です。

SHORT (ピン5) : 出力短絡ピン。FB 電圧が 400mV (標準) より低く $V_{(ISP-ISN)}$ 電圧が 5mV (標準) より高い場合は、オープンドレインの SHORT ピンは“L”にアサートされます。このピンを機能させるには、外付けのプルアップ抵抗が必要です。

V_{REF} (ピン6) : 電圧リファレンス出力ピン。標準 2V です。このピンは、出力電流調整または出力負荷の温度制限/温度補償のために、CTRL ピンの抵抗分割器をドライブします。最大 200 μ A の電流を供給することができます。

ISMON (ピン7) : $V_{(ISP-ISN)}$ の 20 倍の電圧を発生させるモニタピン。ISMON は、 $V_{(ISP-ISN)} = 60mV$ の時に 1.2V になります。並列アプリケーションの場合は、マスタ LT3790 の ISMON ピンをスレーブ LT3790 の CTRL ピンに接続します。

IVINMON (ピン8) : $V_{(IVINP-IVINN)}$ の 20 倍の電圧を発生させるモニタピン。IVINMON は、 $V_{(IVINP-IVINN)} = 50mV$ の時に 1V になります。

EN/UVLO (ピン9) : イネーブル制御ピン。外付けの抵抗分割器と 3 μ A のプルダウン電流により、下降時のしきい値を 1.2V に強制してヒステリシスを外部的に設定できます。しきい値を 1.2V (標準) より高い値にすると(ただし 6V 未満)、EN/UVLO 入力バイアス電流は 1 μ A より小さい値となります。下降時のしきい値より低い電圧では 3 μ A のプルダウン電流がイネーブルされるので、外付け抵抗を選択することによってユーザーがヒステリシスを設定できます。低電圧状態はソフトスタートをリセットします。0.3V 以下に接続してデバイスをディスエーブルすると、 V_{IN} の静止電流は 1 μ A 未満に減少します。

IVINP (ピン10) : 入力電流制限およびモニタ用の正入力。このピンの入力バイアス電流は標準で 90 μ A です。

IVINN (ピン11) : 入力電流制限およびモニタ用の負入力。このピンの入力バイアス電流は標準で 20 μ A です。

V_{IN} (ピン12) : 主入力電源。このピンはコンデンサを使って PGND にバイパスします。

INTV_{CC} (ピン13) : 内蔵 5V レギュレータの出力。ドライバと制御回路はこの電圧から電力供給を受けます。このピンは最小 4.7 μ F のセラミック・コンデンサで PGND にバイパスします。

TG1 (ピン14) : トップ・ゲート・ドライブスイッチ・ノード電圧 SW1 に INTV_{CC} を重ね合わせた電圧に等しい電圧で、トップ N チャネル MOSFET をドライブします。

BST1 (ピン15) : ブートストラップされたドライバの電源。BST1 ピンは、INTV_{CC} よりダイオードの電圧分だけ低い電位から、 $V_{IN} + INTV_{CC}$ よりダイオードの電圧分だけ低い電位まで振幅します。

SW1 (ピン16) : スイッチ・ノード。SW1 ピンの電圧は、グランドよりダイオードの電圧降下分だけ低い電位から V_{IN} まで振幅します。

PGND (ピン17、ピン20) : 電源グランド。これらのピンは、ボトム N チャネル MOSFET のソースに近づけて接続します。

BG1 (ピン18) : ボトム・ゲート・ドライブ。ボトム N チャネル MOSFET のゲートを、グランドと INTV_{CC} の間でドライブします。

BG2 (ピン19) : ボトム・ゲート・ドライブ。ボトム N チャネル MOSFET のゲートを、グランドと INTV_{CC} の間でドライブします。

SW2 (ピン21) : スイッチ・ノード。SW2 ピンの電圧は、グランドよりダイオードの電圧降下分だけ低い電位から V_{OUT} まで振幅します。

ピン機能

BST2 (ピン 22) : ブートストラップされたドライバの電源。BST2 ピンは、INTV_{CC} よりダイオードの電圧分だけ低い電位から、V_{OUT} + INTV_{CC} よりダイオードの電圧分だけ低い電位まで振幅します。

NC (ピン 23) : 接続されていません。このピンはフロート状態のままにします。

TG2 (ピン 24) : トップ・ゲート・ドライブ。スイッチ・ノード電圧 SW2 に INTV_{CC} を重ね合わせた電圧に等しい電圧でトップ N チャネル MOSFET をドライブします。

ISP (ピン 25) : 出力電流帰還抵抗の正端子の接続点。

ISN (ピン 26) : 出力電流帰還抵抗の負端子の接続点。

SNSP (ピン 27) : 電流検出コンパレータの正入力。V_C ピンの電圧、および SNSP ピンと SNSN ピン間の制御されたオフセットは、抵抗との組み合わせによって電流トリップのしきい値を設定します。

SNSN (ピン 28) : 電流検出コンパレータの負入力。

TEST1 (ピン 29) : このピンはテストのためにだけ使用されます。デバイスを正常に動作させるためには、SGND に接続する必要があります。

SGND (ピン 30、露出パッドのピン 39) : 信号グランド。全ての小信号用部品および補償部品はこのグランドに接続し、このグランド自体は PGND に一点接続します。露出パッドは直接グランド・プレーンに半田付けします。

PWMOUT (ピン 31) : 出力負荷切断用 N チャネル MOSFET をドライブするために PWM 信号をバッファしたもの。PWMOUT ピンは INTV_{CC} によってドライブされます。MOSFET は、ゲート・カットオフ電圧が 1V より高いものを推奨します。

CCM (ピン 32) : 連続導通モード・ピン。このピンの電圧が 1.5V より高いときは、デバイスは固定周波数の強制連続導通モードで動作し、負のインダクタ電流を流すことができます。このピンの電圧が 0.3V より低いときは、デバイスは不連続導通モードで動作し、インダクタ電流を逆方向に流すことができません。このピンは逆方向インダクタ電流の防止のみを目的としており、出力電流が少ないときだけ“L”にします。あらゆる負荷で連続導通モードにするには、このピンを INTV_{CC} (ピン 13) に接続する必要があります。また、重負荷で連続導通モードまたは軽負荷で不連続導通モードにするには、このピンを $\overline{C}/I/O$ (ピン 4) に接続して INTV_{CC} へプルアップ抵抗を接続する必要があります。

CLKOUT (ピン 33) : クロック出力ピン。2つのデバイスを並列接続して出力電力を増大できるようにするために、発振器周波数に位相を 180°ずらしたクロックが供給されます。

SYNC (ピン 34) : 外部同期入力ピン。このピンは、90k 抵抗を使って内部で GND に終端されています。内部降圧クロックは SYNC 信号の立ち上がりエッジに同期し、内部昇圧クロックは位相を 180°ずらします。

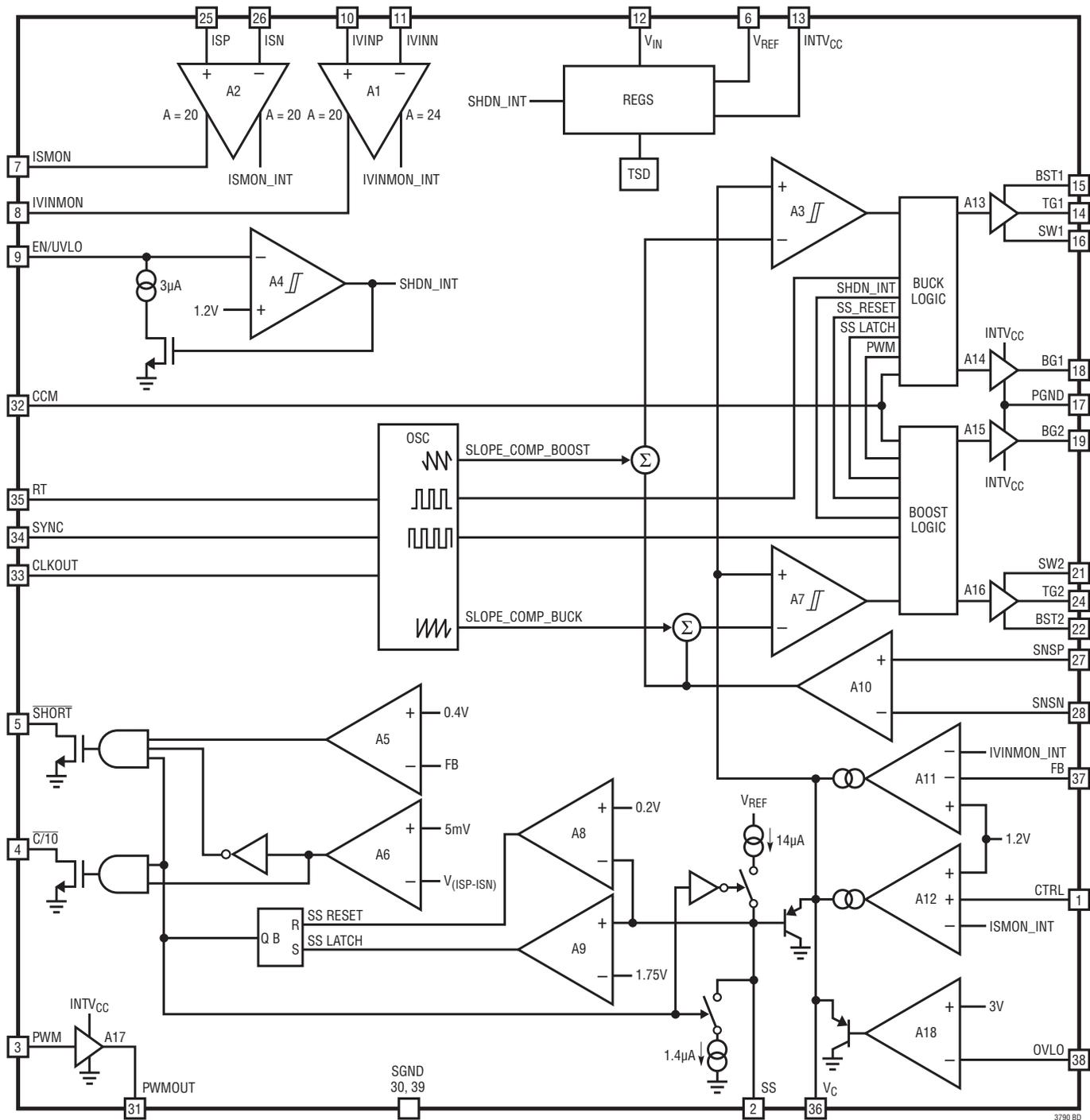
RT (ピン 35) : 周波数設定ピン。GND との間に抵抗を接続して、内部周波数を設定します。周波数の範囲は 200kHz ~ 700kHz です。

V_C (ピン 36) : 電流制御しきい値およびエラーアンプの補償点。電流コンパレータのしきい値はこの制御電圧に応じて増加します。電圧の範囲は 0.7V ~ 1.9V です。

FB (ピン 37) : 電圧ループの帰還ピン。FB は、定電圧レギュレーション用のピンです。出力が V_C となる内部トランスコンダクタンス・アンプが、DC/DC コンバータを通じて FB を 1.2V (標準) に安定化します。

OVLO (ピン 38) : 過電圧入力ピン。このピンは OVLO のために使用され、OVLO > 3V の場合、SS ピンが“L”になり、デバイスがスイッチングを停止してリセットされます。このピンは開放のままにしないでください。

ブロック図



3790 BD

動作

LT3790は入力電圧に比べて高い出力電圧、等しい出力電圧、または低い出力電圧を与える電流モード・コントローラです。このリニアテクノロジー独自のトポロジーと制御アーキテクチャは、降圧または昇圧動作に電流検出抵抗を使用します。検出されたインダクタ電流は、 V_C ピンの電圧によって制御されます。この電圧は帰還アンプA11とA12の出力です。 V_C ピンは3つの入力によって制御されます。1つは出力電流ループから、もう1つは入力電流ループから、そして3つめは帰還ループからの入力です。このうちのいずれか高い方の帰還入力が使われて、コンバータを定電流モードまたは定電圧モードにします。

LT3790は、これら2つの動作モードの間をクリーンに移行するように設計されています。電流検出アンプA1がIVINPピンとIVINNピンの間の電圧を検出して、アンプA11のプリゲインを提供します。IVINPとIVINNの間の電圧が50mVになると、A1の出力がA11の反転入力にIVINMON_INTを供給し、コンバータは定電流モードになります。電流検出電圧が50mVを超えると、A1の出力が増加してA11の出力が低下し、その結果、出力に供給される電流が減少します。このようにして、電流検出電圧は50mVに保たれます。

出力電流アンプも入力電流アンプと同様に動作しますが、電圧は50mVではなく60mVになります。出力電流検出レベルも、CTRLピンによって調整できます。CTRLを1.2Vよりも低い電圧に強制するとISMON_INTはCTRLと同じレベルに強制されるので、電流レベルの制御が可能になります。出力電流アンプはレール・トゥ・レールで動作します。同様にFBピンの電圧が1.2Vを超えると、A11の出力は電流レベルを下げるために減少して、出力を一定に保ちます(定電圧モード)。

LT3790にはモニタ・ピンIVINMONとISMONがあり、これらはそれぞれ入力電流アンプと出力電流アンプの両端の電圧に比例しています。

メイン制御ループは、EN/UVLOピンを“L”にするとシャットダウンします。EN/UVLOピンの電圧が1.2Vを超えると、内部の14 μ A電流源がSSピンのソフトスタート・コンデンサ C_{SS} を充電します。これにより、起動時に C_{SS} がゆっくりと充電されている間、 V_C 電圧はSS電圧よりダイオード電圧分高い値にクランプされます。このソフトスタート・クランプは、入力電源から突然電流が流れるのを防ぎます。

トップMOSFETドライバはフローティング・ブートストラップ・コンデンサC1とC2によりバイアスされます。これらのコンデンサは通常、トップMOSFETがオフしているときに外付けダイオードを通して再充電されます。独自の電荷分担手法により、昇圧、降圧のいずれの動作でも、トップFETのリフレッシュ・スイッチング・サイクルは必要はありません。また、同期スイッチM4およびM2のショットキ・ダイオードは不要ですが、これらがあるとデッドタイム時の電圧降下が低減されます。このショットキ・ダイオードを追加すると、通常、500kHzにおけるピーク効率が1%から2%向上します。

パワースイッチの制御

4つのパワースイッチがインダクタ、 V_{IN} 、 V_{OUT} 、およびGNDにどのように接続されているかを簡略化して図1に示します。デューティ・サイクルDの関数としてのLT3790の動作領域を図2に示します。パワースイッチが適切に制御されるので、領域間の移行は連続的に行われます。 V_{IN} が V_{OUT} に近づくと、昇降圧領域に達します。

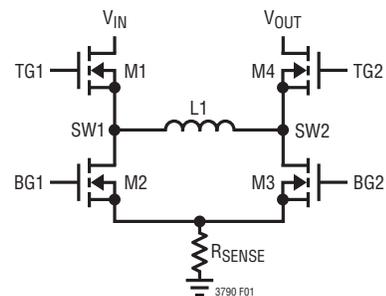


図1. 出力スイッチの簡略図

D_{MAX} BOOST (BG2)	BOOST REGION	M1 ON, M2 OFF PWM M3, M4 SWITCHES
D_{MIN} BOOST	BUCK-BOOST REGION	4-SWITCH PWM
D_{MAX} BUCK (TG1)	BUCK REGION	M4 ON, M3 OFF PWM M2, M1 SWITCHES
D_{MIN} BUCK		

3790 F02

図2. 動作領域とデューティ・サイクル

動作

降圧領域 ($V_{IN} > V_{OUT}$)

この領域ではスイッチM4は常にオンしており、スイッチM3は常にオフしています。各サイクルの開始点で、同期スイッチM2が最初にオンします。同期スイッチM2がオンすると、インダクタ電流が検出されます。検出されたインダクタ電流がリファレンス電圧 (V_C に比例) を下回る値になると、サイクルの残りの時間は同期スイッチM2がオフし、スイッチM1がオンします。スイッチM1とスイッチM2は交互に動作し、典型的な同期整流式降圧レギュレータと同様に動作します。降圧動作におけるコンバータの最大デューティ・サイクル (次式で与えられる) が $D_{MAX}(BUCK, TG1)$ に達するまで、スイッチM1のデューティ・サイクルは増加します。

$$D_{MAX}(BUCK, TG1) = 100\% - D(BUCK-BOOST)$$

ここで、 $D(BUCK-BOOST)$ は昇降圧スイッチ範囲のデューティ・サイクルです。

$$D(BUCK-BOOST) = 8\%$$

降圧動作の標準的波形を図3に示します。 V_{IN} が V_{OUT} に近づく、昇降圧領域に達します。

昇降圧領域 (V_{IN} と V_{OUT} がほぼ等しい)

V_{IN} が V_{OUT} に近いと、コントローラは昇降圧動作になります。この動作における標準的な波形を図4と図5に示します。コントローラはサイクルごとにスイッチM2とM4をオンします。次に、スイッチM1とM3がオンされた時から 180° 後までM1とM4がオンし、さらにサイクルの残りの時間スイッチM1とM4がオンします。

昇圧領域 ($V_{IN} < V_{OUT}$)

昇圧動作の間スイッチM1は常にオンしており、同期スイッチM2は常にオフしています。全てのサイクルでスイッチM3が最初にオンします。同期スイッチM3がオンすると、インダクタ電流が検出されます。検出されたインダクタ電流がリファレンス電圧 (V_C に比例する) を上回る値になると、サイクルの残りの時間スイッチM3がオフし、同期スイッチM4がオンします。スイッチM3とスイッチM4は交互に動作し、典型的な同期整流式昇圧レギュレータと同様に動作します。

昇圧動作におけるコンバータの最小デューティ・サイクル (次式で与えられる) が $D_{MIN}(BOOST, BG2)$ に達するまで、スイッチM3のデューティ・サイクルは減少します。

$$D_{MIN}(BOOST, BG2) = D(BUCK-BOOST)$$

ここで、 $D(BUCK-BOOST)$ は昇降圧スイッチ範囲のデューティ・サイクルです。

$$D(BUCK-BOOST) = 8\%$$

昇圧動作の標準的波形を図6に示します。 V_{IN} が V_{OUT} に近づく、昇降圧領域に達します。

低電流動作

負荷が大きいときは、CCMピンの電圧を1.5Vより高くすることにより、LT3790を強制連続導通モードで動作させることを推奨します。このモードでは、コントローラは連続的なPWM電流モードの同期整流式スイッチング・レギュレータとして動作します。昇圧動作時はスイッチM1が常時オンとなり、スイッチM3と同期スイッチM4は、インダクタ電流の方向に関係なく出力電圧を維持するために交互にオンします。降圧動作時は同期スイッチM4が常時オンとなり、スイッチM1と同期スイッチM2は、インダクタ電流の方向に関係なく出力電圧を維持するために交互にオンします。強制連続モードでは、出力は電流をソースまたはシンクすることができます。

ただし、出力から入力に逆方向インダクタ電流が流れることは、アプリケーションによっては望ましくない場合があります。このようなアプリケーションでは、CCMピンを \overline{CTO} (ピン4) に接続し、INTV_{CC}へプルアップ抵抗を接続します (最初のページの「標準的応用例」を参照)。したがって、出力電流が小さいときは、 \overline{CTO} ピンによってCCMピンの電圧が0.3Vより低くなり、不連続導通モードになります。このモードでは、負のインダクタ電流が流れるとスイッチM4がオフします。

動作

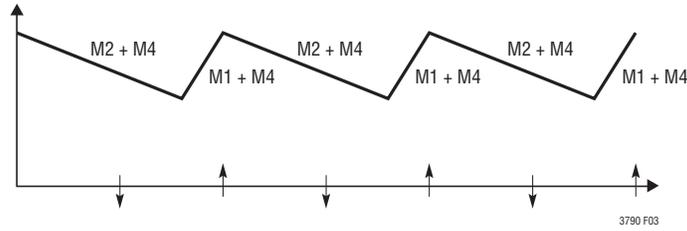


図3. 降圧動作 ($V_{IN} > V_{OUT}$)

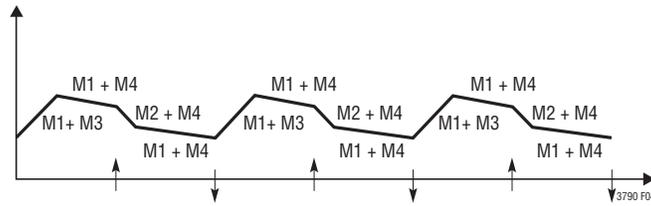


図4. 昇降圧動作 ($V_{IN} \leq V_{OUT}$)

動作

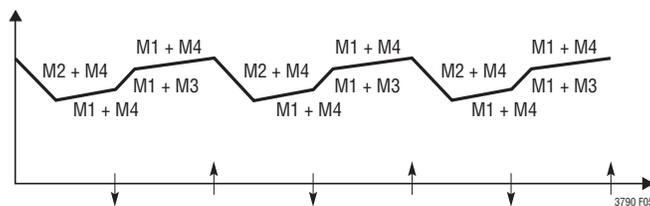


図5. 昇降圧動作 ($V_{IN} \geq V_{OUT}$)

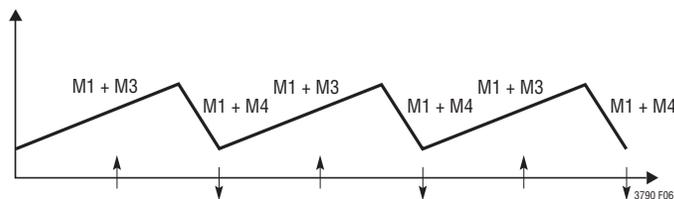


図6. 昇圧動作 ($V_{IN} < V_{OUT}$)

アプリケーション情報

最初のページの「標準的応用例」はLT3790の基本的な応用回路です。外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、 R_{SENSE} とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETを選択します。最後に C_{IN} と C_{OUT} を選択します。この回路は60Vまでの入力電圧で動作させることができます。

スイッチング周波数の設定

RT周波数調整ピンを使用すれば、効率／性能や外付け部品のサイズを最適化するために、スイッチング周波数を200kHz～700kHzの範囲でプログラムすることができます。動作周波数を高くすると部品サイズを小さくすることができますが、スイッチング損失とゲートのドライブ電流が大きくなり、デューティ・サイクルを十分に高い値または低い値にして動作させることができなくなることがあります。周波数を低くすると性能を向上させることができますが、外付け部品のサイズが大きくなります。適切な R_T 値については表1を参照してください。RTピンとGNDの間には外付け抵抗が必要です。このピンは開放のままにしないでください。

表1. スwitchング周波数と R_T の値

fosc (kHz)	R_T (k Ω)
200	147
300	84.5
400	59.0
500	45.3
600	35.7
700	29.4

周波数同期

LT3790のスイッチング周波数は、SYNCピンを使用して外部クロックに同期させることができます。SYNCピンを50%のデューティ・サイクル波形でドライブするのは常に良い選択ですが、それ以外の場合はデューティ・サイクルを10%から90%の間に保ってください。CLKOUTの立ち下がりエッジはSYNCの立ち上がりエッジに対応しているので、コンバータを並列接続して2フェーズ動作が可能です。CLKOUTの立ち上がりエッジでスイッチM3がオンし、CLKOUTの立ち下がりエッジでスイッチM2がオンします。

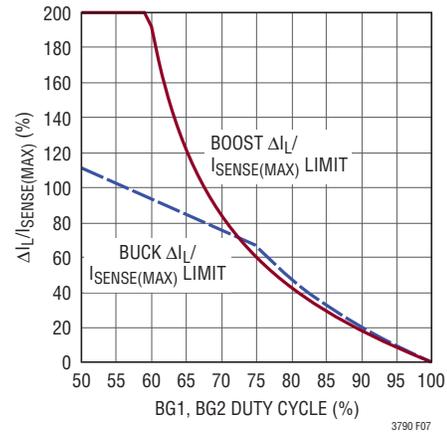


図7. 最大ピーク・トゥ・ピーク・リップルとデューティ・サイクル

インダクタの選択

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。最大インダクタ電流リップル ΔI_L は図7で確認できます。これは、低調波発振を防ぎ、同時に負荷ゼロでレギュレーションを行うための最大リップルです。あらゆる負荷電流に対して適切な動作を実現するには、リップルをこれよりも小さくします。与えられたリップルに対して連続モードのインダクタンスの条件は以下のようになります。

$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \%Ripple \cdot V_{IN(MAX)}}$$

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \%Ripple \cdot V_{OUT}^2}$$

ここで、

fは動作周波数

%Rippleは許容インダクタ電流リップル

$V_{IN(MIN)}$ は最小入力電圧

$V_{IN(MAX)}$ は最大入力電圧

V_{OUT} は出力電圧

$I_{OUT(MAX)}$ は最大出力負荷電流です。

高効率を実現するには、コア損失の小さなインダクタを選択します。また、 I^2R 損失を減らすため、インダクタはDC抵抗が低く、飽和せずにピーク・インダクタ電流を扱えるものにします。放射ノイズを抑えるには、シールドされたインダクタを使用します。

3790 F07

アプリケーション情報

R_{SENSE}の選択と最大出力電流

R_{SENSE}は必要な出力電流に基づいて選択します。電流コンパレータのしきい値により、昇圧動作時のインダクタのピーク電流と、降圧動作時のインダクタの最大谷電流が設定されます。昇圧動作では、V_{IN(MIN)}における最大平均負荷電流は次のとおりです。

$$I_{OUT(MAX_BOOST)} = \left(\frac{51mV}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}$$

ここで、 ΔI_L はピーク・トゥ・ピーク・インダクタ・リップル電流です。降圧動作での最大平均負荷電流は次のとおりです。

$$I_{OUT(MAX_BUCK)} = \left(\frac{47.5mV}{R_{SENSE}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)$$

昇圧動作時の電流検出抵抗R_{SENSE}の最大値は次のとおりです。

$$R_{SENSE(MAX)} = \frac{2 \cdot 51mV \cdot V_{IN(MIN)}}{2 \cdot I_{LED} \cdot V_{OUT} + \Delta I_L(BOOST) \cdot V_{IN(MIN)}}$$

降圧動作時の電流検出抵抗R_{SENSE}の最大値は次のとおりです。

$$R_{SENSE(MAX)} = \frac{2 \cdot 47.5mV}{2 \cdot I_{LED} - \Delta I_L(BUCK)}$$

昇圧と降圧のどちらの動作でも、最終的なR_{SENSE}の値は、算出されるR_{SENSE(MAX)}よりも小さくする必要があります。通常は20%～30%のマージンを推奨します。

C_{IN}とC_{OUT}の選択

昇圧動作時の入力電流は連続です。降圧動作時の入力電流は不連続です。降圧動作では、入力コンデンサC_{IN}は入力矩形波電流をフィルタ処理する必要性に基づいて選択されます。最大RMS電流に対応できるサイズの低ESRコンデンサを使います。降圧動作では、入力RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} = \sqrt{I_{LED}^2 \cdot D + \frac{\Delta I_L^2}{12} \cdot D}$$

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}で最大値を取ります。コンデンサのメーカーの規定するリップル電流定格は多くの場合2000時間だけの寿命試験に基づいているので、コンデンサをさらにデレーティングすることを推奨します。

昇圧動作時は、この不連続電流は入力から出力にシフトするので、C_{OUT}は出力電圧リップルを減少させることができなければなりません。与えられた出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するには、ESR(等価直列抵抗)とバルク容量の影響について検討する必要があります。バルク容量の充放電による定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{RIPPLE(BOOST_CAP)} = \frac{I_{LED} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

$$\Delta V_{RIPPLE(BUCK_CAP)} \approx \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}}$$

ここで、C_{OUT}は出力フィルタ・コンデンサです。

ESR両端の電圧降下による定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{BOOST(ESR)} = I_{LED} \cdot ESR$$

$$\Delta V_{BUCK(ESR)} = I_{LED} \cdot ESR$$

ESRおよびRMS電流処理の要件を満たすには、複数のコンデンサを並列に配置することが必要な場合があります。LT3790を安定させるために出力コンデンサも使われます。標準的応用例の回路には、出力コンデンサの初期値として妥当な例が示されています。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性を備えていますが、電圧係数が高いことがあるので、100W以下のアプリケーションに使用することを推奨します。100Wを超えるアプリケーションでは、OS-CONやPOSCAPなどのように、低ESRで高いリップル電流定格を持つコンデンサが必要になることがあります。

アプリケーション情報

V_{IN}のUVLOとOVLOの設定

下降時のUVLOの値は、抵抗分割器のR1とR2によって正確に設定することができます。EN/UVLOがしきい値未満の時は、小さい3μAのプルダウン電流がアクティブになります。この電流の目的はユーザーが上昇方向ヒステリシスをプログラムできるようにすることです。抵抗値は、以下の式を使用して決定します。

$$V_{IN(UVLO^-)} = 1.2 \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

$$V_{IN(UVLO^+)} = 3\mu A \cdot R1 + 1.215 \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

上昇時のOVLOの値は、抵抗分割器のR3とR4によって正確に設定できます。抵抗値は、以下の式を使用して決定します。

$$V_{IN(OVLO^+)} = 3 \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

$$V_{IN(OVLO^-)} = 2.925 \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

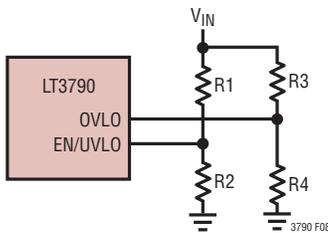


図8. V_{IN}のUVLOおよびOVLOしきい値を設定するための抵抗接続

出力電流の設定

出力電流は、適切な値の電流検出抵抗R_{OUT}を出力負荷と直列に配置することによって設定します。R_{OUT}による電圧降下は、ISPピンとISNピンによって(ケルビン)検出します。検出抵抗の両端で60mV(標準)のフルスケールしきい値を得るため、CTRLピンは1.2Vより高い電圧に接続する必要があります。CTRLピンは出力電流を調整するために使用することもできますが、検出しきい値の低下に伴って相対精度も低下します。CTRLピンの電圧が1.1Vより低くなると、出力電流は次のようになります。

$$I_{OUT} = \frac{V_{CTRL}}{R_{OUT} \cdot 20}$$

CTRLピンの電圧が1.1V~1.3Vの間にある場合、出力電流はV_{CTRL}とともに変化しますが、上の式から離れて、V_{CTRL}電圧の増加とともにその値を増していきます。最終的には、V_{CTRL} > 1.3Vになると出力電流はそれ以上変化しなくなります。標準的なV (ISP-ISN)しきい値とV_{CTRL}の関係を表2に示します。

表2. V (ISP-ISN)のしきい値とCTRLピンの電圧

V _{CTRL} (V)	V (ISP-ISN) (mV)
1.1	54.6
1.15	57
1.2	58.8
1.25	59.7
1.3	60

V_{CTRL}が1.3Vより高い場合、出力電流は次式の値に安定化されます。

$$I_{OUT} = \frac{60mV}{R_{OUT}}$$

CTRLピンは開放のままにしないでください(使用しない場合はV_{REF}に接続してください)。CTRLピンはサーミスタと組み合わせて出力負荷の過熱保護を実現したり、V_{IN}との間に抵抗分割器を接続して、V_{IN}の電圧が低いときに出力電力およびスイッチング電流を減らすことができます。ISPピンとISNピンの間に、スイッチング周波数で時間と共に変化する差動電圧信号(リップル)が存在することが予想されます。この信号の振幅は、出力負荷電流が大きいか、スイッチング周波数が低い、あるいは出力フィルタ・コンデンサの値が小さいと大きくなります。ある程度のリップル信号は許容できます。V_Cピンの補償コンデンサが信号のフィルタリングを行うので、ISPとISNの間の平均差はユーザー設定値に保たれます。リップル電圧振幅(ピーク・トゥ・ピーク)が20mVを超えても誤動作は起こりませんが、平均値とユーザー設定値間のオフセットが大きくなる可能性があります。

ISMON

ISMONピンは、出力を流れる電流を線形に保ちます。V_{ISMON}はV (ISP-ISN)・20で表されます。このピンはADC入力ドライブレに適していますが、出力インピーダンスが12.5kΩなので、このピンには負荷をかけないよう注意する必要があります。

アプリケーション情報

入力電流制限の設定

LT3790は独立型の電流検出アンプを内蔵しています。このアンプは入力電流を制限するのに使用できます。入力電流の制限値は次式を使って計算します。

$$I_{IN} = \frac{50\text{mV}}{R_{IN}}$$

ループを安定させるには、ローパスRCフィルタが必要です。ほとんどのアプリケーションでは、50Ωの抵抗と470nFのコンデンサで十分です。

表3

R _{IN} (mΩ)	I _{LIMIT} (A)
20	2.5
15	3.3
12	4.2
10	5.0
6	8.3
5	10.0
4	12.5
3	16.7
2	25

IVINMON

IVINMONピンは、入力電流を線形に保ちます。V_{IVINMON}はV (IVINP-IVINN)・20で表されます。このピンはADC入力のドライブに適していますが、出力インピーダンスが12.5kΩなので、このピンには負荷をかけないよう注意する必要があります。

出力電圧の設定 (定電圧レギュレーション)

電圧レギュレータでは、以下の式に従ってR5とR6 (図9を参照)の値を選択することにより、出力電圧を設定することができます。

$$V_{OUT} = 1.2 \cdot \frac{R5+R6}{R6}$$

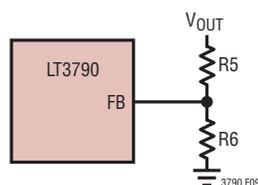


図9. 定出力電圧レギュレーションのための抵抗接続

調光制御

LT3790を使った調光では、電流源を制御する2つの方法があります。1つ目の方法では、出力で安定化されている電流をCTRLピンを使用して調整します。2つめの方法は、平均電流を正確に設定するために、PWMピンを使用して電流源をゼロと最大電流の間で調整します。PWM調光の精度を上げるために、PWMが“L”の静的フェーズの間に、スイッチに必要な電流がV_Cノードに保存されます。この機能により、PWMピンの信号が“H”になると回復時間は最小になります。回復時間をさらに短縮するために、出力電流経路内に切断スイッチを使用して、PWM信号が“L”の間にISPノードが放電しないようにすることができます。PWMの最小オン時間または最小オフ時間は、動作周波数と外付け部品の選択に影響されます。PWM調光機能とアナログ調光機能の最高の組み合わせは、最小PWMパルスが少なくとも6つのスイッチング・サイクルであり、そのPWMパルスがSYNC信号に同期している場合に実現できます。

SHORTピン

LT3790はオープンドレインのステータス・ピンSHORTを備えています。このピンは、FBピンの電圧が400mVより低く、V (ISP-ISN)の電圧が5mVより高いと“L”になります。FBピンが400mVを下回るのは、起動時または出力が短絡した時に限られます。起動時のLT3790は、ソフトスタート・コンデンサの電圧が1.75Vに達するまで、FBピンの電圧を無視します。起動後の誤ったトリップを防ぐために、最終的な値の約40%～50%まで出力を上昇させることができるよう、十分な容量を持ったソフトスタート・コンデンサを使う必要があります。

C/10ピン

LT3790はオープンドレインのステータス・ピンC/10を備えています。このピンは、V (ISP-ISN)両端の電圧が5mVより低いと“L”になります。出力電流の検出と制限を行うバッテリー・チャージャ・アプリケーションでは、C/10はC/10充電終了フラグを提供します。

アプリケーション情報

ソフトスタート

ソフトスタートは、コントローラの電流制限(V_C を内部的にバッファしてクランプした等価値に比例)を徐々に増加させることによって、入力電源のサージ電流を低減します。ソフトスタート時間は、次式に従ってソフトスタート・コンデンサを選択して設定します。

$$t_{SS} = \frac{1.2V}{14\mu A} \cdot C_{SS}$$

LT3790では、SSと V_{REF} の間に100kの抵抗を接続する必要があります。この100k抵抗は、SSへの充電電流を追加させる効果もあります。起動時に負荷がかかる場合は、 C_{SS} が十分に大きな値であることを確認してください。

ループ補償

LT3790は内部のトランスコンダクタンス・エラーアンプを使用しており、その V_C 出力によって制御ループが補償されます。外部インダクタ、出力コンデンサ、および補償抵抗とコンデンサにより、ループの安定性が決まります。

インダクタと出力コンデンサは、性能、サイズおよびコストに基づいて選択します。 V_C の補償抵抗とコンデンサは、制御ループの応答性と安定性を最適化するように設定されます。標準的なアプリケーションでは、 V_C に10nFの補償コンデンサを使用すれば十分で、 V_C ピンのスルーレートを大きくして、コンバータの入力電源の高速トランジェント時に出力電流のレギュレーションをより正確に行うために、常に直列抵抗を使用します。

パワー MOSFET の選択と効率の検討

LT3790には、外部Nチャネル・パワー MOSFETが4個必要です。トップ・スイッチに2個(図1に示されているスイッチM1とスイッチM4)、ボトム・スイッチに2個(図1に示されているスイッチM2とスイッチM3)です。パワー MOSFETの重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧 $V_{BR(DSS)}$ 、しきい値電圧 $V_{GS(TH)}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、および最大電流 $I_{DS(MAX)}$ です。

ドライブ電圧は5Vの $INTV_{CC}$ 電源によって設定されます。したがって、LT3790のアプリケーションでは、ロジック・レベルのしきい値のMOSFETを使用する必要があります。入力電圧が5Vよりも低くなるのが予想される場合は、サブロジック・レベルのしきい値を持つMOSFETを使用します。

パワー MOSFETを選択するには、デバイスによって消費される電力を知る必要があります。スイッチM1の場合、最大電力損失は(スイッチM1が常にオン状態に留まる)昇圧動作で生じます。最大出力電流での最大電力損失は次式で与えられます。

$$P_{M1(BOOST)} = \left(\frac{I_{LED} \cdot V_{OUT}}{V_{IN}} \right)^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

ρ_T は正規化係数(25°Cで1)で、温度によるオン抵抗の大きな変化を表し、図10に示されているように標準で0.4%/°Cです。125°Cの最大接合部温度の場合は、 $\rho_T = 1.5$ の値を使うのが妥当です。

スイッチM2は降圧動作時に同期整流器として動作します。最大出力電流での電力損失は次式で与えられます。

$$P_{M2(BUCK)} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{LED}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

スイッチM3は昇圧動作時に制御スイッチとして動作します。最大電流での電力損失は次式で与えられます。

$$P_{M3(BOOST)} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{LED}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)} + k \cdot V_{OUT}^3 \cdot \frac{I_{LED}}{V_{IN}} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

ここで、 C_{RSS} は通常MOSFETの製造メーカーにより規定されています。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数 k は、ゲート・ドライブ電流に反比例し、その経験値は1.7です。

スイッチM4の場合、最大電力損失は昇圧動作時に生じ、そのときのデューティ・サイクルは50%を超えます。最大出力電流での最大電力損失は次式で与えられます。

$$P_{M4(BOOST)} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot \left(\frac{I_{LED} \cdot V_{OUT}}{V_{IN}} \right)^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

同じ出力電圧と出力電流では、出力に短絡が生じない限り、スイッチM1の電力損失が最大になり、スイッチM2の電力損失が最小になります。

アプリケーション情報

パワー MOSFET の消費する既知の電力から、次式を使って接合部温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P \cdot R_{TH(JA)}$$

この式で使われている $R_{TH(JA)}$ にはデバイスの $R_{TH(JC)}$ およびケースから周囲温度までの熱抵抗 ($R_{TH(JC)}$) が通常含まれます。次に T_J のこの値を反復計算に使用された元の仮定値と比べることができます。

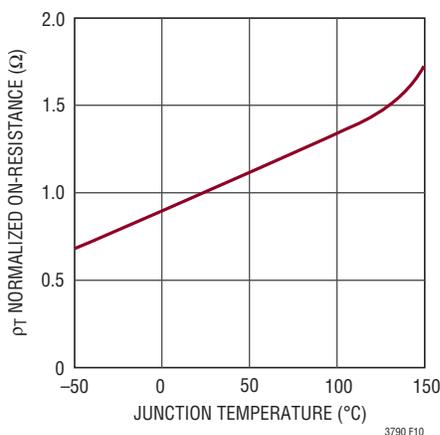


図 10. 正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度

オプションのショットキ・ダイオード (D3、D4) の選択

標準的応用例のセクションに示すショットキ・ダイオード D3 と D4 は、パワー MOSFET スイッチの導通期間の間隙に生じるデッドタイムに導通します。これらは、デッドタイム中に同期スイッチ M2 と M4 のボディ・ダイオードがオンして電荷を蓄積するのを防ぐためのものです。特に、D4 はスイッチ M4 がオフしてからスイッチ M3 がオンするまでの間の逆回復電流を大きく減らすので、コンバータの効率が改善され、スイッチ M3 の電圧ストレスが減少します。このダイオードが効果を発揮するには、このダイオードと同期スイッチの間のインダクタンスをできるだけ小さくする必要がありますので、これらの部品は必ず隣接させて配置します。

INTV_{CC} レギュレータ

内部 P チャネル低損失レギュレータは、 V_{IN} 電源ピンから INTV_{CC} ピンに 5V を発生します。INTV_{CC} は、LT3790 のドライバと内部回路に電力を供給します。INTV_{CC} ピンのレギュレ

ータは 67mA のピーク電流を供給することができ、最小 4.7μF のセラミック・コンデンサまたは低 ESR 電解コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。さらに、INTV_{CC} IC ピンと PGND ピンのすぐ近くに 0.1μF のセラミック・コンデンサを置くことを強く推奨します。MOSFET ゲート・ドライバが必要とする大きなトランジェント電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

大きな MOSFET が高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LT3790 の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。システムの電源電流は、通常、ゲート充電電流によって支配されます。電力損失を計算する際には、INTV_{CC} の追加的な外付け負荷も考慮に入れる必要があります。この場合のデバイスの電力損失は $V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$ で、全体的な効率は低下します。接合部温度は次の式を使って推算することができます。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

ここで、 θ_{JA} (°C/W) はパッケージの熱インピーダンス。

例えば、連続電流モードで動作する標準的なアプリケーションでは、24V 電源から 24mA の電流が流れます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 24\text{mA} \cdot 24\text{V} \cdot 28^\circ\text{C/W} = 86^\circ\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、連続モード動作時の入力電源電流を最大 V_{IN} で検査する必要があります。

トップ・ゲート (TG) MOSFET ドライバ電源 (C1、D1、C2、D2)

BST1 ピンと BST2 ピンに接続された外付けのブートストラップ・コンデンサ C1 と C2 は、トップサイド MOSFET スイッチ M1 と M4 のゲートドライブ電圧を供給します。トップ MOSFET スイッチ M1 がオンすると、スイッチ・ノード SW1 の電圧は V_{IN} まで上昇し、BST1 ピンの電圧はおおよそ $V_{IN} + INTV_{CC}$ まで上昇します。ボトム MOSFET スイッチ M2 がオンすると、スイッチ・ノード SW1 は“L”に低下し、ブートストラップ・コンデンサ C1 は INTV_{CC} から D1 を通して充電されます。ボトム MOSFET スイッチ M3 がオンすると、スイッチ・ノード SW2 は“L”に低下し、ブートストラップ・コンデンサ C2 は INTV_{CC} から D2 を通して充電されます。ブートストラップ・コンデンサ C1 と C2 は、トップ MOSFET スイッチ M1 と M4 が必要とするゲート電荷の約 100 倍の電荷を保存する必要があります。大半のアプリケーションでは、0.1μF ~ 0.47μF の X5R または X7R セラミック・コンデンサが適切です。

アプリケーション情報

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの電力効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けた値に等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば効率が最も改善されるかを判断できる場合がよくあります。回路内の全ての電力消費要素で損失が生じますが、LT3790の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。

1. DCの I^2R 損失。これは、MOSFET、センス抵抗、インダクタおよびPC基板のトレースの各抵抗成分から生じ、大きな出力電流で効率を低下させます。
2. 遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードが遷移するとき、スイッチM1またはスイッチM3が短時間飽和領域に留まることから生じます。これは、入力電圧、負荷電流、ドライバ強度、MOSFET容量などの要因に依存します。20Vを超える入力電圧ではこの損失が大きくなり、次式を使って推算できます。

$$\text{遷移損失} \approx 2.7 \cdot V_{IN}^2 \cdot I_{OUT} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

ここで、 C_{RSS} は逆伝達容量です。

3. $INTV_{CC}$ 電流。これはMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。
4. C_{IN} と C_{OUT} の損失。入力コンデンサは降圧動作時にレギュレータに流れる大きなRMS入力電流をフィルタリングするという困難な役目を担っています。出力コンデンサも、昇圧動作時に大きなRMS出力電流をフィルタリングするという困難な役目を担っています。 C_{IN} と C_{OUT} の両方とも、ACの I^2R 損失を最小にするためにESRが非常に小さくしなければならず、RMS電流が上流でヒューズやバッテリー内の追加損失を生じないように容量が十分大きくなければなりません。
5. 他の損失。ショットキ・ダイオードD3とD4により、デッドタイムと軽負荷導通期間に導通損失が生じます。インダクタのコア損失は主に軽負荷で生じます。スイッチM3は昇圧動作時に逆回復電流損失を生じます。

効率を改善するための調整を行う場合、入力電流は効率の変化を示す最良の指標です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化はありません。

PC基板レイアウトのチェックリスト

基本的なPC基板のレイアウトには専用のグラウンド・プレーン層が必要です。また、大電流では、多層基板がパワー部品を放熱する役割を果たします。

- PGNDグラウンド・プレーン層にはトレースがあつてはならず、パワーMOSFETの置かれている層にできるだけ近くします。
- C_{IN} 、スイッチM1、スイッチM2、およびD1を一箇所に密集させて配置します。 C_{OUT} 、スイッチM3、スイッチM4、およびD2も一箇所に密集させて配置します。
- 近接するビアを使って(LT3790のSGNDピンとPGNDピンを含む)部品をグラウンド・プレーンに接続します。各パワー部品には大きなビアを複数使います。
- 十分な電圧フィルタリングを維持し、電力損失を低く抑えるため、 V_{IN} と V_{OUT} にはプレーンを使用します。
- 全ての層の全ての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うことにより、パワー部品の温度上昇を抑えることができます。これらの銅領域はDCネットのどれか(V_{IN} またはPGND)に接続します。
- 信号グラウンドと電源グラウンドを分離します。全ての小信号部品は一点でSGNDピンに戻します。この一点はスイッチM2とスイッチM3のソースに近づけてPGNDピンに接続します。
- スイッチM2とスイッチM3はできるだけコントローラに近づけて配置し、PGND、BG、およびSWのトレースを短くします。
- dV/dT の高いSW1、SW2、BST1、BST2、TG1、およびTG2の各ノードは敏感な小信号ノードから離します。
- スイッチM1、スイッチM2、D1、および C_{IN} コンデンサで形成される経路はリードとPCトレースを短くします。スイッチM3、スイッチM4、D2、および C_{OUT} コンデンサで形成される経路も、リードとPCトレースを短くします。
- 出力コンデンサの(-)端子は入力コンデンサの(-)端子にできるだけ近づけて接続します。
- トップ・ドライバのブートストラップ・コンデンサC1は、BST1ピンとSW1ピンに近づけて接続します。トップ・ドライバのブートストラップ・コンデンサC2は、BST2ピンとSW2ピンに近づけて接続します。

アプリケーション情報

- 入力コンデンサ C_{IN} と出力コンデンサ C_{OUT} はパワーMOSFETに近づけて接続します。これらのコンデンサは昇降圧動作時にMOSFETのAC電流を供給します。
- SNSNとSNSPのリードはPCの最小トレース間隔と一緒に配線します。検出ラインが、スイッチ・ノードなどのノイズの大きい領域を通過しないようにしてください。SENSE抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を確実にを行います。
- V_C ピンの補償ネットワークはデバイスに近づけて、 V_C ピンと信号グランド・ピンの間に接続します。コンデンサはPCBノイズと出力電圧リップルの影響を補償ループから除去するのに役立ちます。
- $INTV_{CC}$ のバイパス・コンデンサ(C_{VCC})はデバイスの近くで $INTV_{CC}$ ピンと電源グランド・ピンの間に接続します。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。0.1 μ Fセラミック・コンデンサを1個 $INTV_{CC}$ ピンとPGNDピンに隣接して追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。

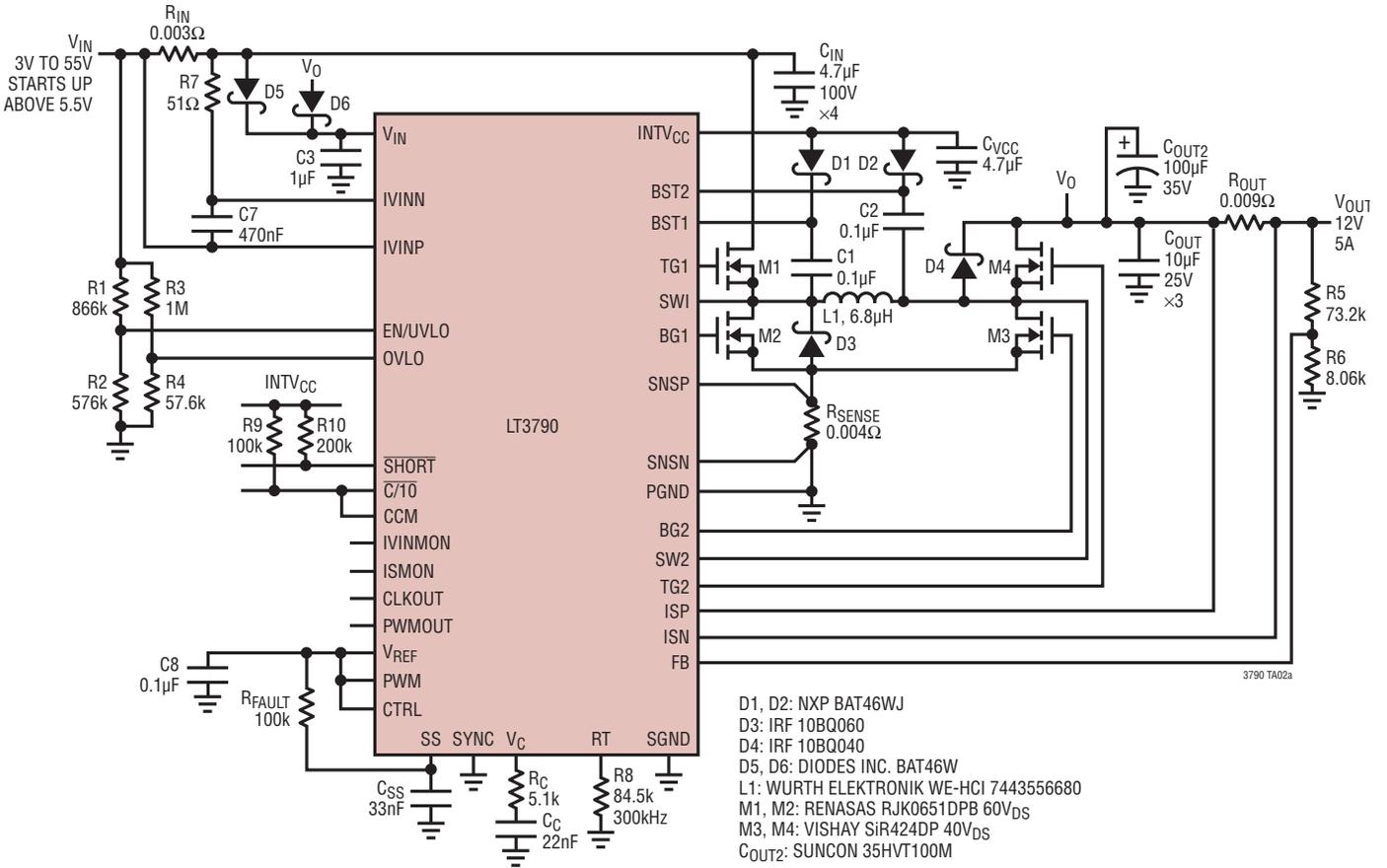
LT3790とLT3791-1の相違点

LT3790は、LT3791-1の改良版であるため、新しい設計で使用することを推奨します。一部の外付け部品の値が変わる場合がありますが、それ以外は、LT3790は機能的にLT3791-1と同等です。これら2つの製品間の違いは次のとおりです。

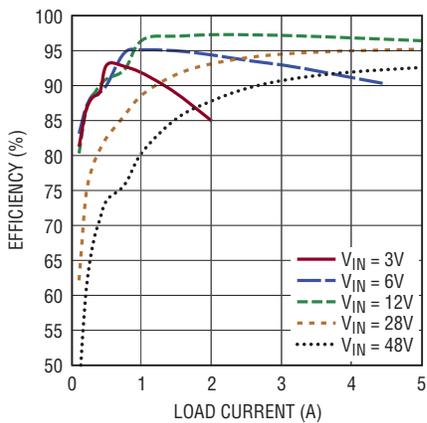
1. LT3790は60mV(標準)のフルスケール $V_{(ISP-ISN)}$ 電流検出電圧を備えています。これに対して、LT3791-1は100mV(標準)のフルスケール $V_{(ISP-ISN)}$ 電流検出電圧を備えています。この変更により、ほとんどのアプリケーションで、より電力の低い電流検出抵抗を使用できるようになりました。
2. LT3790の場合、CTRLピンの線形範囲は0V~1.1Vであり、50mV(標準)のターンオフしきい値を備えています。これに対して、LT3791-1の場合、CTRLピンの線形範囲は200mV~1.1Vであり、175mV(標準)のターンオフしきい値を備えています。これらの変更により、2個以上のLT3790デバイスを簡単に並列接続して、より高い電力レベルを実現できるようになりました。
3. LT3790の $\overline{C/I0}$ ピンは、 $V_{(ISP-ISN)}$ の電圧がフルスケールの1/10未満に低下すると“L”に引き下げられます。これに対して、LT3791-1の $\overline{C/I0}$ ピンは、 $V_{(ISP-ISN)}$ の電圧がフルスケールの1/10未満に低下し、かつ V_{FB} が1.15V(標準)を超えると“L”に引き下げられます。アプリケーションによっては $\overline{C/I0}$ ピンを使用してDCMモードを実現できるため、この変更により、より広範囲のアプリケーションで軽負荷時に負電流が発生しないことが保証されるようになりました。

標準的応用例

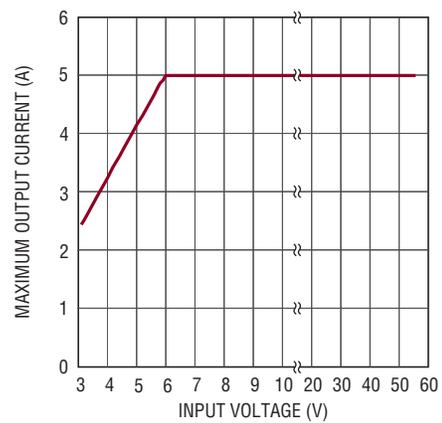
最小3Vの入力電圧で動作する効率98%の60W (12V 5A) 電圧レギュレータ



効率と負荷電流

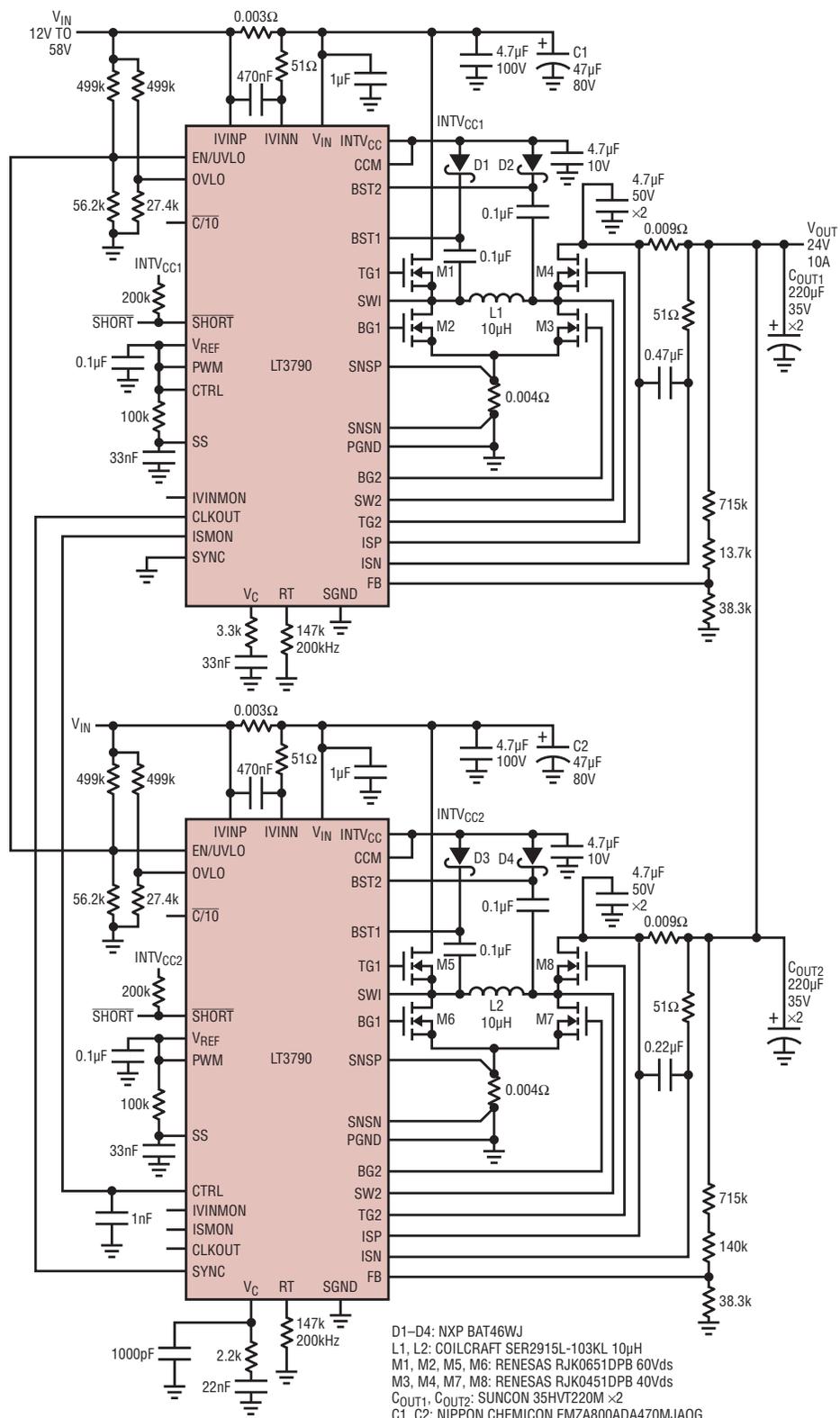


最大出力電流とV_{IN}

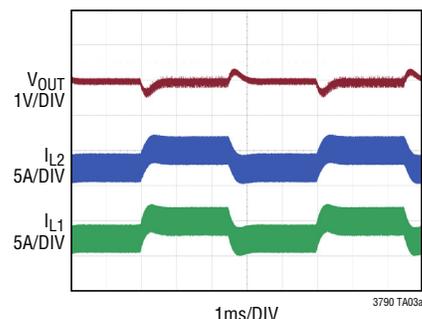


標準的応用例

効率98%の240W (24V 10A) 並列電圧レギュレータ

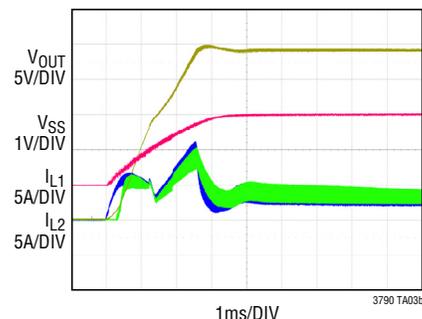


トランジェント波形



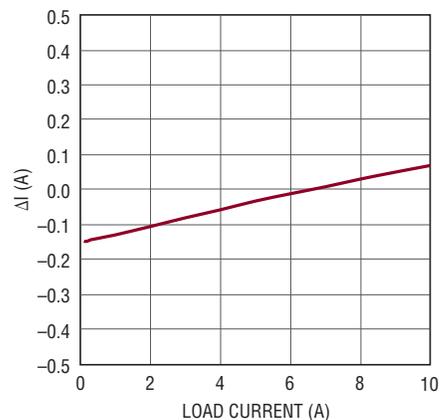
V_{IN} = 36V
I_{OUT} = 5A TO 10A

起動波形



V_{IN} = 36V
I_{OUT} = 5A

不整合電流と負荷電流

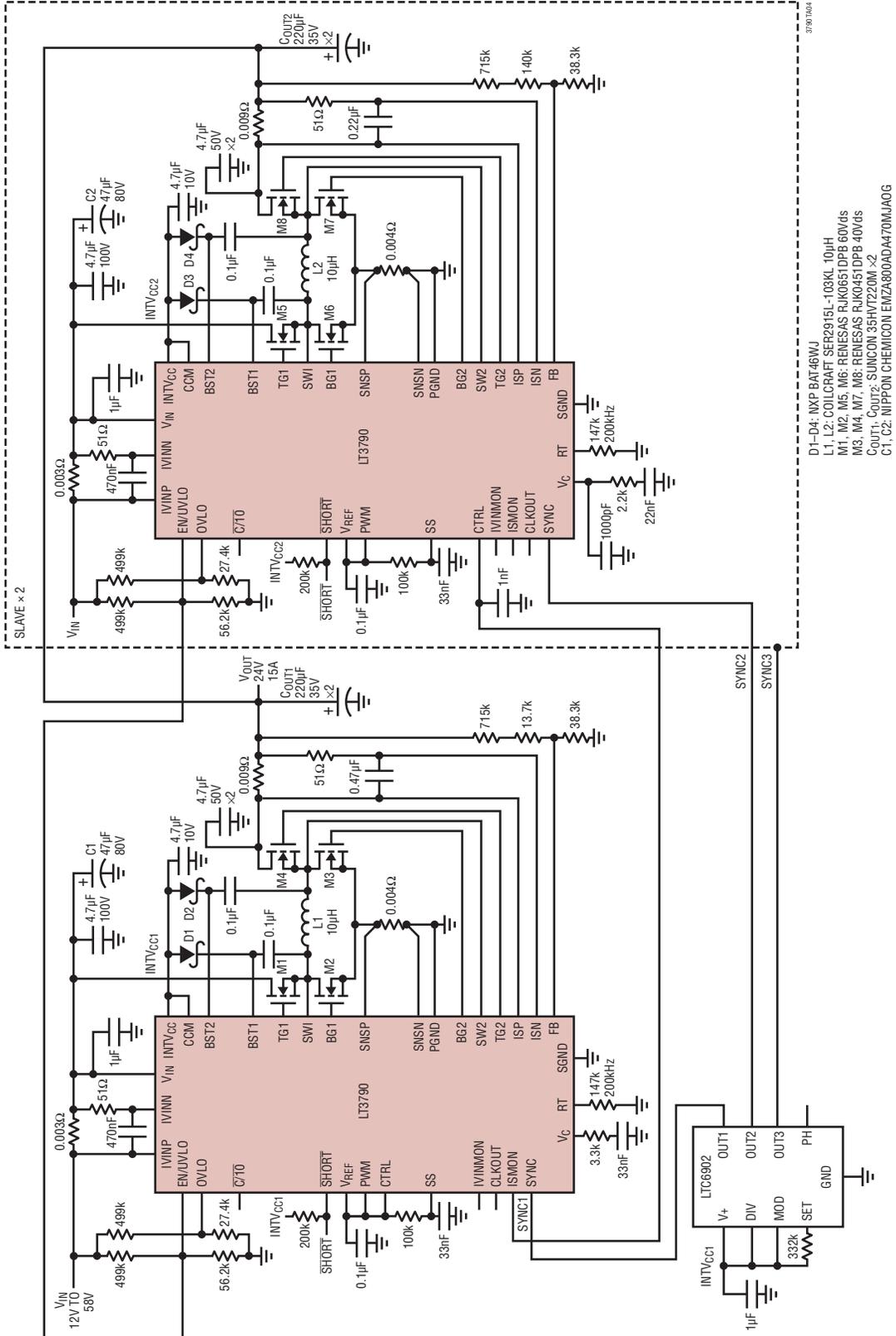


3790 TA03

3790f

標準的応用例

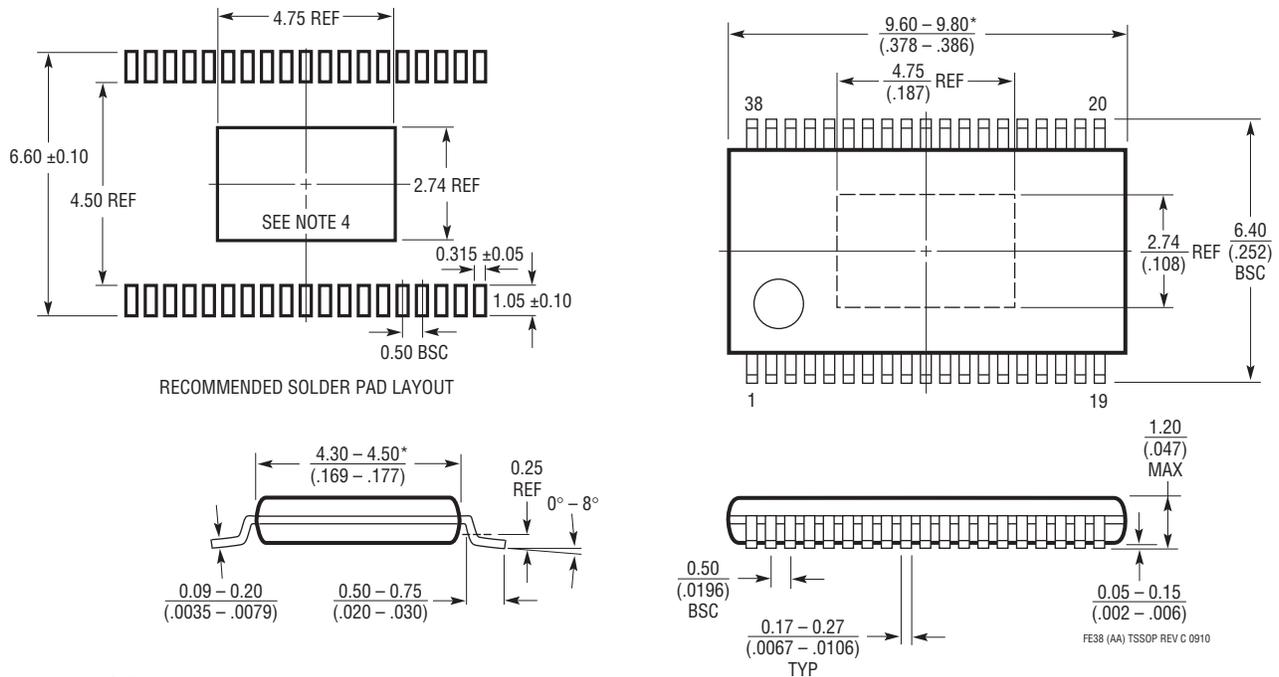
効率98%の360W (24V 15A) 並列電圧レギュレータ



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
38-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1772 Rev C)
Exposed Pad Variation AA



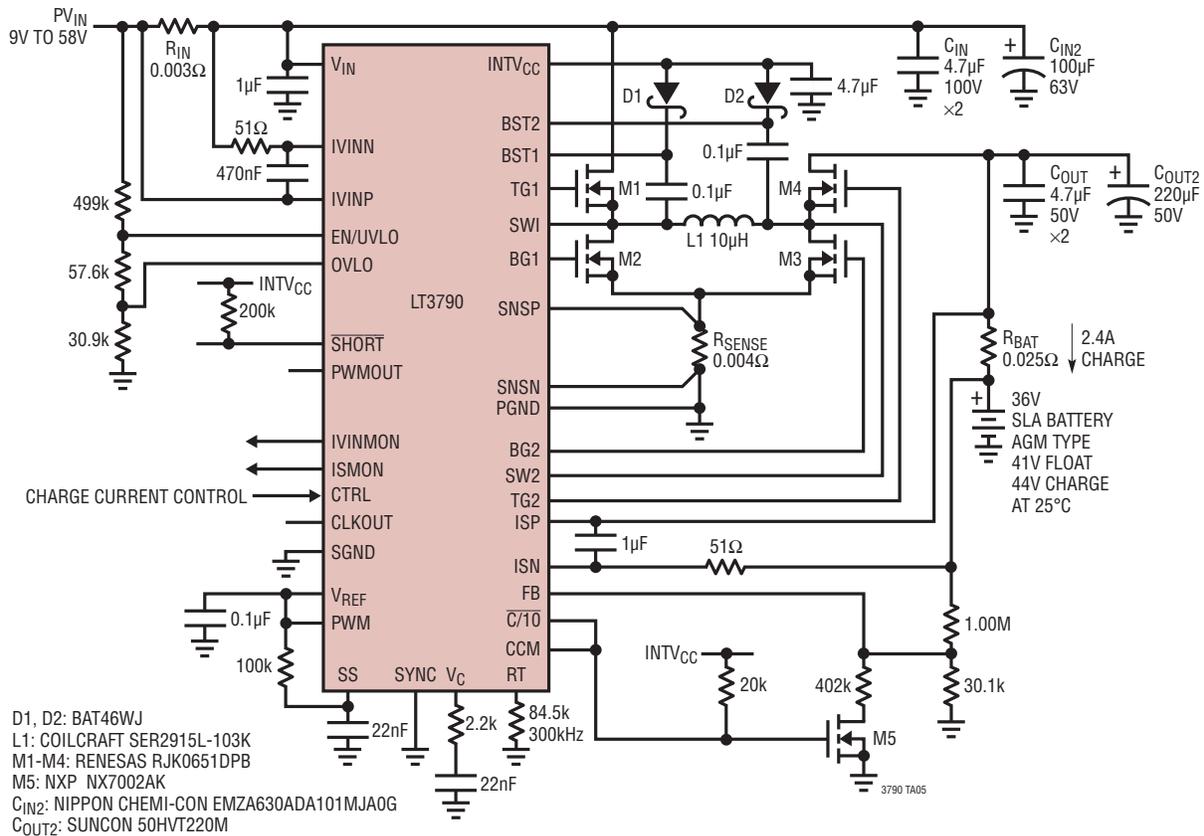
注記:

1. 標準寸法: ミリメートル
2. 寸法は ミリメートル (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

標準的応用例

2.4A/36Vの昇降圧SLAバッテリー・チャージャ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3791	60V、4スイッチ同期整流式昇降圧LEDドライバ	4.7V ≤ V _{IN} ≤ 60V、1.2V ≤ V _{OUT} ≤ 60V、PWM 調光、TSSOP-38
LT8705	入力電圧と出力電圧が80Vの同期式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	2.8V ≤ V _{IN} ≤ 80V、1.3V ≤ V _{OUT} ≤ 80V、V _{OUT} 、I _{OUT} 、V _{IN} 、I _{IN} の調整、5mm×7mmのQFN-38パッケージ、高電圧用に変更されたTSSOPパッケージ
LTC3789	高効率、同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ	4V ≤ V _{IN} ≤ 38V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 38V、4mm×5mmのQFN-28、SSOP-28
LTC3780	高効率、同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ	4V ≤ V _{IN} ≤ 36V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 30V、5mm×5mmのQFN-32、SSOP-24
LT3741/ LT3741-1	高電力、定電流、定電圧、降圧コントローラ	6V ≤ V _{IN} ≤ 36V、4mm×4mmのQFN-20、TSSOP-20
LT3763	60V大電流降圧LEDドライバ・コントローラ	6V ≤ V _{IN} ≤ 60V、4mm×4mmのQFN-20、TSSOP-20
LT3757/ LT3757A	昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コントローラ	2.9V ≤ V _{IN} ≤ 40V、正または負のV _{OUT} 、3mm×3mmのDFN-10、MSOP-10
LT3758	高入力電圧の昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コントローラ	5.5V ≤ V _{IN} ≤ 100V、正または負のV _{OUT} 、3mm×3mmのDFN-10、MSOP-10
LT8490	最大電力点トラッキング(MPPT)を備える高電圧、高電流昇降圧バッテリー充電コントローラ	6V ≤ V _{IN} ≤ 80V、1.3V ≤ V _{BAT} ≤ 80V、自動MPPT、7mm×11mmのQFN-64
LT8710	出力電流制御回路を内蔵した同期整流式SEPIC/反転/昇圧コントローラ	4.5V ≤ V _{IN} ≤ 80V、レール・トゥ・レール出力電流のモニタおよび制御、TSSOP-28Eパッケージ