

特長

- 高効率の出力電圧クランプにより、高電圧の入力サージを阻止
- 通常動作時は SWITCH-ON モードの 100% デューティ・サイクル
- トランジェントおよびフォルト時は PROTECTIVE PWM モード
- V_{IN} ピンと SGND の間の電圧範囲: 3.5V ~ 60V
- 外部入力電圧を 200V 超まで拡張可能
- 調整可能な出力電圧クランプ
- 調整可能な出力過電流保護
- パワー・インダクタにより通常動作時の入力 EMI を向上
- プログラム可能なフォルト・タイム
- 調整可能なソフトスタートにより入力突入電流制限に対応
- フォルト時の再試行デューティ・サイクル: 4.5%
- 調整可能なスイッチング周波数: 50kHz ~ 850kHz
- オプションの逆入力電圧保護
- 熱特性が改善された 12ピン MSOP パッケージで供給

アプリケーション

- 産業用および自動車用電源
- 通信機器用電源
- ISO7637 を含む車両用電源
- MIL1275 を含む軍用電源

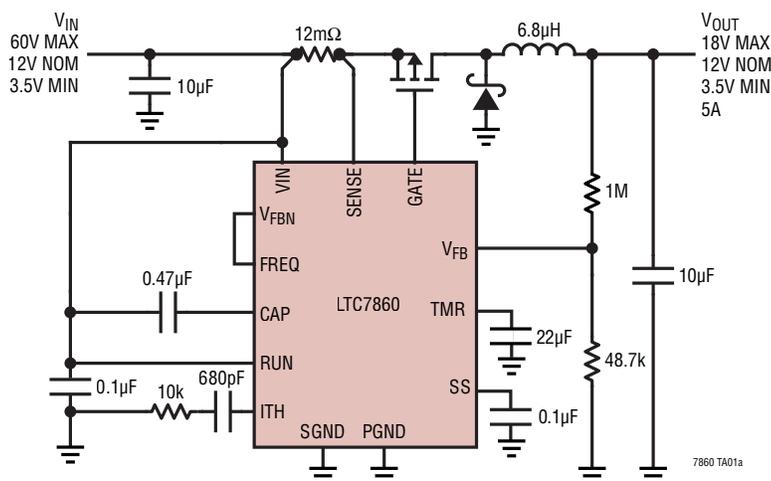
LT, LT, LTC, LTM, OPTI-LOOP, Linear Technology, Burst Mode および Linear のロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。Hot Swap はリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5731694 を含む米国特許によって保護されています。

概要

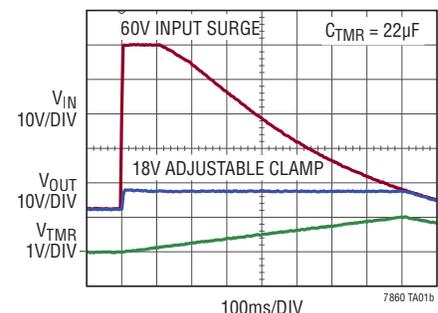
LTC®7860 高効率サージ・ストップパは、高電圧トランジェントから負荷を保護します。効率が高いため、大電流化とソリューション・サイズの小型化が可能です。車両の負荷遮断などの入力過電圧事象の間、LTC7860 は外付け MOSFET のゲートを制御して、スイッチング DC/DC レギュレータとして動作します (PROTECTIVE PWM モード)。この動作により、出力電圧は安全なレベルに安定化されるので、入力過電圧事象の間継続して負荷を動作させることができます。通常動作 (SWITCH-ON モード) 中、LTC7860 は外付け MOSFET を連続的に導通させ、入力電圧を出力まで伝達します。内蔵のコンパレータにより、電流検出抵抗両端の電圧を制限し、最大出力電流を制御して過電流フォルトから保護します。

調整可能なタイマにより、LTC7860 が過電圧または過電流の制御に費やすことができる時間を制限します。タイマの期限が切れると、外付け MOSFET はオフになり、冷却期間経過後に LTC7860 が再起動するまでオフのままです。電力損失が大きいときに PROTECTIVE PWM モードの時間を厳密に制限することにより、部品および熱設計を通常動作に合わせて最適化し、高電圧入力サージや過電流フォルトを通じて安全に動作することができます。また、PMOS を追加して逆バッテリー保護に対応することもできます。

標準的応用例



PROTECTIVE PWM: V_{OUT} Clamped to 18V During a V_{IN} Surge



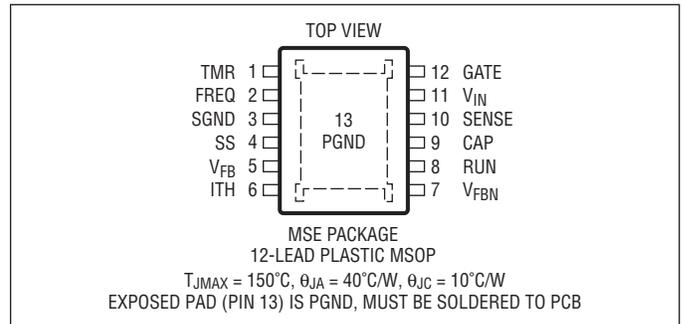
LTC7860

絶対最大定格

(Note 1, 2)

入力電源電圧 (V_{IN})	-0.3V ~ 65V
V_{IN} - V_{SENSE} 間電圧	-0.3V ~ 6V
V_{IN} - V_{CAP} 間電圧	-0.3V ~ 10V
RUN の電圧	-0.3V ~ 65V
V_{FBN} 、TMR の電圧	-0.3V ~ 6V
SS、ITH、FREQ、 V_{FB} の電圧	-0.3V ~ 5V
動作接合部温度範囲	
(Note 3, 4)	-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)	
MSOP パッケージ	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
LTC7860EMSE#PBF	LTC7860EMSE#TRPBF	7860	12-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC7860IMSE#PBF	LTC7860IMSE#TRPBF	7860	12-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LTC7860HMSE#PBF	LTC7860HMSE#TRPBF	7860	12-Lead Plastic MSOP	-40°C to 150°C
LTC7860MPMSE#PBF	LTC7860MPMSE#TRPBF	7860	12-Lead Plastic MSOP	-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。

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

●は規定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 3) 注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
入力電源							
V_{IN}	Input Voltage Operating Range		3.5		60	V	
V_{UVLO}	Undervoltage Lockout	$(V_{IN}-V_{CAP})$ Ramping Up Threshold $(V_{IN}-V_{CAP})$ Ramping Down Threshold Hysteresis	● 3.25 ● 3.00	3.50 3.25 0.25	3.8 3.50	V V V	
I_Q	Input DC Supply Current	FREQ = 0V, $V_{FB} = 0.83\text{V}$ (No Load)		0.77	1.2	mA	
	Shutdown Supply Current	RUN = 0V		7	12	μA	
出力検出							
V_{REG}	Regulated Feedback Voltage $V_{REG} = (V_{FB} - V_{FBN})$	$V_{ITH} = 1.2\text{V}$ (Note 4)	● 0.791	0.800	0.809	V	
	Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3.8\text{V}$ to 60V (Note 4)		-0.005	0.005	%/V	
	Feedback Voltage Load Regulation	$V_{ITH} = 0.6\text{V}$ to 1.8V (Note 4)		-0.1	-0.015	0.1	%
$g_{m(EA)}$	Error Amplifier Transconductance	$V_{ITH} = 1.2\text{V}$, $\Delta I_{ITH} = \pm 4\mu\text{A}$ (Note 5)		1.8		mS	
I_{FB}	Feedback Input Bias Current		-50	-10	50	nA	
I_{FBN}	Feedback Negative Input Bias Current		-50	-10	50	nA	
電流検出							
V_{ILIM}	Current Limit Threshold ($V_{IN}-V_{SENSE}$)	$V_{FB} = 0.77\text{V}$	● 85	95	103	mV	
I_{SENSE}	SENSE Pin Input Current	$V_{SENSE} = V_{IN}$		0.1	2	μA	
起動とシャットダウン							
V_{RUN}	RUN Pin Enable Threshold	V_{RUN} Rising	● 1.22	1.26	1.32	V	
	RUN Pin Hysteresis			150		mV	
I_{SS}	Soft-Start Pin Charging Current	$V_{SS} = 0\text{V}$		10		μA	
フォルト・タイム							
I_{TPU}	TMR Pull-Up Current	TMR = 1.1V, $V_{FB} = 0.83\text{V}$	● -35	-30	-25	μA	
I_{TPDR}	TMR Pull-Down Current Restart	TMR = 1.1V, $V_{FB} = 0.77\text{V}$		40		μA	
I_{TPDC}	TMR Pull-Down Current Cool Down	TMR = 1.1V, $V_{FB} = 0.77\text{V}$		1.0	1.3	1.6	μA
V_{GTH}	TMR Gate Off Threshold	$V_{FB} = 0.77\text{V}$	● 1.25	1.29	1.35	V	
V_{RTH}	TMR Restart Threshold	$V_{FB} = 0.77\text{V}$		240		mV	
$T_{SETI}(1\mu\text{F})$	TMR Set Time Initial for Fault Detection for 1 μF ($T_{SETI} = V_{GTH}/I_{TPU}$)		● 37	44	50	ms/ μF	
$T_{SETR}(1\mu\text{F})$	TMR Set Time Repeat for Fault Detection for 1 μF ($T_{SETR} = (V_{GTH} - V_{RTH})/I_{TPU}$)			32		ms/ μF	
$T_{RSTC}(1\mu\text{F})$	TMR Restart Cool Down Time for 1 μF ($T_{RSTC} = (V_{GTH} - V_{RTH})/I_{TPDC}$)			732		ms/ μF	
DTY_{TSTR}	TMR Restart Duty Cycle in a Sustained Fault ($DTY_{TSTR} = T_{SETR}/T_{RSTC}$)		● 3.5	4.5	5.5	%	

LTC7860

電気的特性

●は規定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 3) 注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
スイッチング周波数						
	Programmable Switching Frequency	$R_{FREQ} = 24.9\text{k}\Omega$ $R_{FREQ} = 64.9\text{k}\Omega$ $R_{FREQ} = 105\text{k}\Omega$	375	105 440 810	505	kHz kHz kHz
	Low Switching Frequency	$FREQ = 0\text{V}$	320	350	380	kHz
	High Switching Frequency	$FREQ = \text{Open}$	485	535	585	kHz
f_{FOLD}	Foldback Frequency as Percentage of Programmable Frequency	$V_{\text{FB}} = 0\text{V}$, $FREQ = 0\text{V}$		18		%
$t_{\text{ON(MIN)}}$	Minimum On-Time			220		ns

ゲート・ドライバ

V_{CAP}	Gate Bias LDO Output Voltage ($V_{\text{IN}} - V_{\text{CAP}}$)	$I_{\text{GATE}} = 0\text{mA}$	●	7.6	8.0	8.5	V
R_{UP}	Gate Pull-Up Resistance	Gate High		2			Ω
R_{DN}	Gate Pull-Down Resistance	Gate Low		0.9			Ω

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: 接合部温度 (T_J ($^\circ\text{C}$)) は周囲温度 (T_A ($^\circ\text{C}$)) および電力損失 (P_D (W)) から次式のように計算される。

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

ここで、 θ_{JA} ($^\circ\text{C}/\text{W}$) は「ピン配置」のセクションで示されている対応するパッケージの熱インピーダンスである。

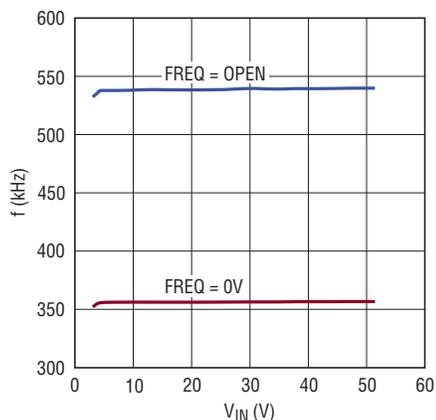
Note 3: LTC7860 は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC7860E は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。LTC7860E の

$-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。LTC7860I は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲にわたって性能仕様に適合することが保証されている。LTC7860H は $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲にわたって保証されている。LTC7860MP は $-55^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲にわたって保証され、テストされている。接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命はディレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まる。

Note 4: LTC7860 は、エラーアンプの出力 (ITH ピン) が規定の電圧になるように V_{REG} または ($V_{\text{FB}} - V_{\text{FBN}}$) を調節する帰還ループでテストされている。

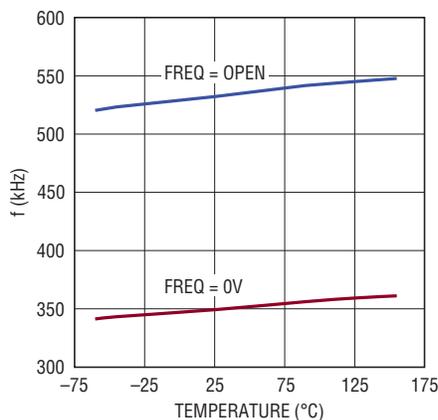
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

周波数と入力電圧



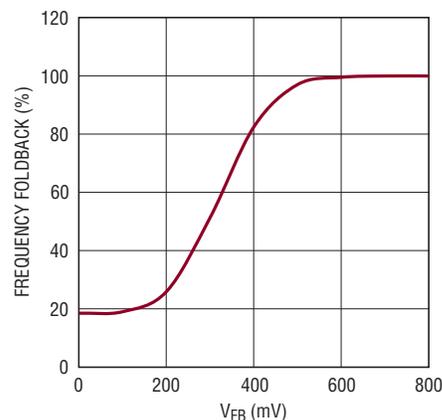
7860 G19

周波数と温度



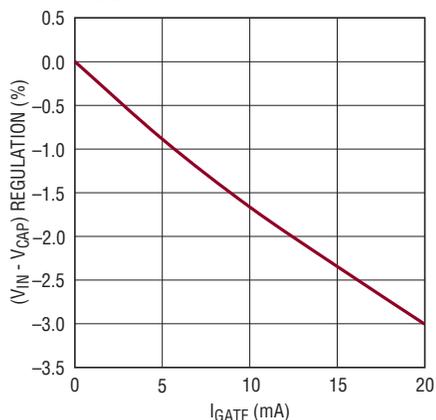
7860 G20

周波数フォールドバック(%)と帰還電圧



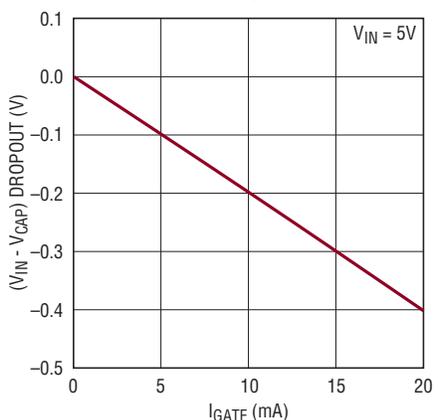
7860 G21

ゲート・バイアス LDO ($V_{IN} - V_{CAP}$) の負荷レギュレーション



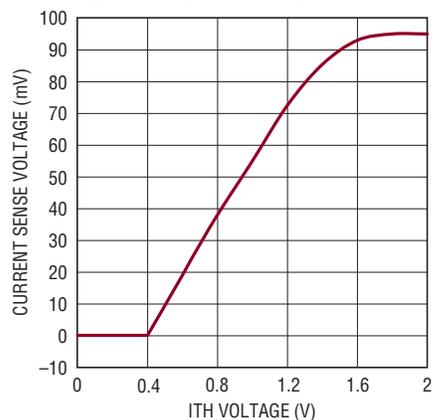
7860 G22

ゲート・バイアス LDO ($V_{IN} - V_{CAP}$) のドロップアウト動作



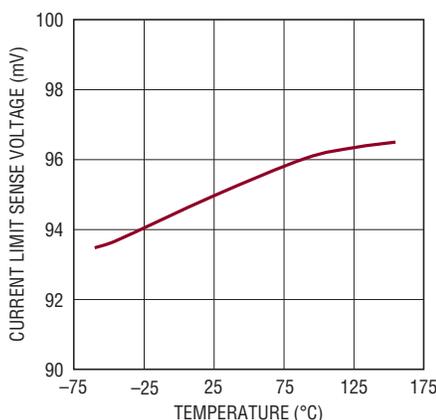
7860 G23

電流検出電圧とITH電圧



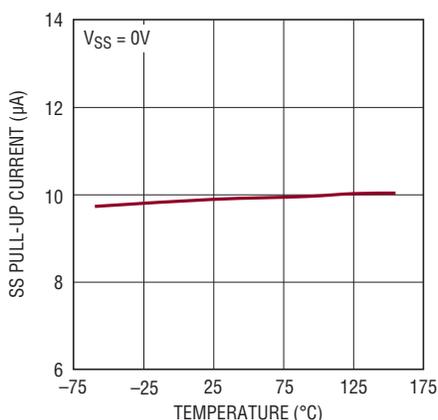
7860 G24

電流検出電圧と温度



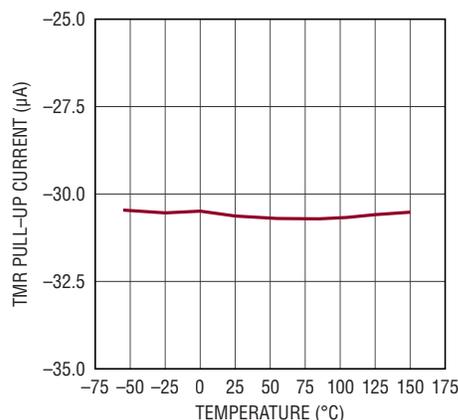
7860 G25

SSピンのプルアップ電流と温度



7860 G26

TMRのプルアップ電流と温度



7860 G27

ピン機能

TMR (ピン1) : プログラム可能なフォルト・タイマ。TMRピンの機能は、PROTECTIVE PWMモードで費やす時間をモニタして、フォルト制御を行うことです。フォルト状態の間、TMRピンは $30\mu\text{A}$ (I_{TPU})の電流によって引き上げられます。1.29VのTMR ゲート・オフしきい値 (V_{GTH}) に達する前にフォルト状態が解消されると、TMRピンは $40\mu\text{A}$ の電流 (I_{TPDR})によってグラウンドにリセットされます。 V_{GTH} に達すると、ゲートはオフし、シャットダウンします。シャットダウン時、TMRは $1.3\mu\text{A}$ (I_{TPDC})の電流によって240mVのTMR 再起動しきい値 (V_{RTH})まで引き下げられ、冷却期間経過後に再起動できます。

FREQ (ピン2) : スイッチング周波数の設定値入力。スイッチング周波数は、FREQピンと信号グラウンドの間に接続された外付け設定抵抗 R_{FREQ} によって設定されます。 $20\mu\text{A}$ の内部電流源が外付け設定抵抗両端に電圧を生成して、内部発振器の周波数を設定します。あるいは、このピンをDC電圧で駆動して発振器周波数を設定することもできます。このピンを接地すると、350kHzの固定動作周波数が選択されます。フロート状態にすると、535kHzの固定動作周波数が選択されます。

SGND (ピン3) : 小信号アナログ部品のグラウンド・リファレンス (信号グラウンド)。信号グラウンドは、すべての小信号アナログ入力および補償部品の共通グラウンドとして使用します。信号グラウンドと電源グラウンド (電源部品のグラウンド・リファレンス)の間は、1本のPCBトレースを使って1点のみで接続します。

SS (ピン4) : ソフトスタートおよび外部トラッキングの入力。LTC7860は、帰還電圧を0.8VとSSピンの電圧のいずれか低い方に安定化します。このピンには $10\mu\text{A}$ の内部プルアップ電流源が接続されています。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサにより、最終的な安定化出力電圧までのランプ時間が設定されます。

V_{FB} (ピン5) : 出力帰還検出。安定化出力点からこのピンに接続した抵抗分割器によって出力電圧が設定されます。LTC7860は公称で、 V_{FB} を0.8Vの内部リファレンス値に安定化します。 V_{FB} が0.4Vより低いと、スイッチング周波数が直線的に減少して発振器周波数の約1/5にフォールドバックすることで、最小デューティ・サイクルを小さくします。

ITH (ピン6) : 電流制御しきい値およびコントローラの補償点。このピンはエラーアンプの出力であり、スイッチング・レギュレータの補償点です。電圧範囲は0V～2.9Vで、0.8Vがゼロ検出電圧 (ゼロ電流) に相当します。

V_{FBN} (ピン7) : 反転帰還オプションの帰還入力。 V_{FBN} ピンは、出力と V_{FB} の間の抵抗分割器の中心に接続します。 V_{FBN} のしきい値は0Vです。反転アンプを無効化して非反転帰還オプションを使用するには、 V_{FBN} を2Vより高い電圧に接続します。FREQピンがフロート状態にあり、535kHzの固定周波数が選択されているときは、 V_{FBN} ピンをFREQピンに接続することができます。反転帰還オプションでの V_{FB} と V_{FBN} の間の帰還抵抗の最小推奨値は10K.です。

RUN (ピン8) : 実行制御入力。RUNの電圧が1.26Vのしきい値を超えると通常動作がイネーブルされますが、しきい値より低いとコントローラがシャットダウンされます。 $0.4\mu\text{A}$ の内部電流源がRUNピンを約3.3Vまで引き上げます。RUNピンは最大60Vの外部電源に接続することができます。

CAP (ピン9) : ゲート・ドライバの負電源。内部レギュレータのバイパス・コンデンサとして機能させるため、 V_{IN} からこのピンに $0.47\mu\text{F}$ (あるいはPチャネル・パワーMOSFETの実効 C_{MILLER} の10倍)以上の低ESRセラミック・バイパス・コンデンサを接続する必要があります。安定した低ノイズ動作を確保するため、バイパス・コンデンサは V_{IN} ピンとCAPピンに近づけて配置し、同じPCB金属層を使って接続します。

SENSE (ピン10) : 電流検出入力。 V_{IN} ピンとSENSEピンの間に接続した検出抵抗 R_{SENSE} によって最大電流制限値が設定されます。ピーク・インダクタ電流制限値は $95\text{mV}/R_{SENSE}$ に等しくなります。精度を上げるためには、 V_{IN} ピンとSENSEピンを電流検出抵抗に直接配線し、ケルビン (4線) 接続することが重要です。

V_{IN} (ピン11) : デバイスの電源。 V_{IN} ピンから電源グラウンドに最小 $0.1\mu\text{F}$ のバイパス・コンデンサを接続する必要があります。最高の性能を得るため、 V_{IN} ピンの近くに配置した低ESRセラミック・コンデンサを使用します。

動作

高効率スイッチング・サージ・ストップの概要

LTC7860は、高効率スイッチング・サージ・ストップや入力突入電流リミッタとして使用するために設計されています。LTC7860は通常動作時にはドロップアウト状態つまりSWITCH-ONモードになります。LTC7860は起動時や、入力過電圧または出力短絡の発生時にスイッチング動作を行います。(PROTECTIVE PWMモード)。スイッチング動作に費やす時間がタイマで設定された時間を超えると、LTC7860はシャットダウンします。

高効率サージ・ストップや入力突入電流リミッタはプリレギュレータであると考えられます。MIL1275アプリケーションの一例として、入力電圧が28V車両用電源バスに接続されます。28V電源バスは最長500mS持続するサージによって100Vに達してしまふことがあります。出力のプリレギュレーション、つまり出力を最大34Vに制限することが必要で、エンジン・クランク時に出力電圧を12Vまで下げることができます。LTC7860は出力に現れる電圧を制限し、28Vバスに接続されたあらゆる負荷を破壊を引き起こすような電圧レベルから保護します。LTC7860のタイマは、スイッチングに費やす時間を制限します。スイッチング時には、熱破壊をもたらす過度の電力損失が生じる可能性があります。

LTC4363などのリニア・サージ・ストップとLTC7860スイッチング・サージ・ストップはどちらも、レギュレーションが開始されると電力損失が大幅に増加します。リニア・サージ・ストップでは、電力損失は安定化MOSFETの電力損失です。高効率サージ・ストップつまりスイッチング・サージ・ストップでは、内部電力損失は変換効率によって決まります。電力損失が小さいことから、スイッチング・サージ・ストップは同等のリニア・ソリューションよりも大きな出力電流と高い電力レベルが可能です。スイッチング・サージ・ストップでは、内部サージによる電力損失が通常の電力損失の10倍にもなる可能性があります。PWMモード・レギュレーションで費やす時間を制限すれば、定常状態の動作で達成できるよりも大きな動作電力が可能になります。これは、リニア・サージ・ストップで使用されるのと全く同じコンセプトですが、スイッチング電源にまで範囲を拡大しています。タイマを使用することで信頼性を高め、連続

ソリューションに比べて部品サイズを低減します。電力損失が大きいときにレギュレーションの時間を制限することにより、部品および熱設計を通常動作に合わせて最適化し、高電圧入力サージや過電流フォルトが発生している間も継続して安全に動作することができます。

スイッチング・サージ・ストップで第1に考慮されるのは、通常動作(つまり、SWITCH-ONモード)での挿入損失であり、スイッチング時の効率ではありません。LTC7860の回路は、サージやフォルトが発生している間も、損傷なしで動作しなければなりません。通常動作時、スイッチング・サージ・ストップは実質的にワイヤです。通常動作時の挿入損失は入力電流に実効抵抗を掛けることで求めることができます。

LTC7860のメイン制御ループ

LTC7860は、ピーク電流モード制御アーキテクチャを使って、降圧DC/DCスイッチング・レギュレータの出力を安定化します。V_{FB}入力は、トランスコンダクタンス・エラーアンプ(EA)によって内部リファレンスと比較されます。内部リファレンスは、0.8Vの固定リファレンス(V_{REF})かSSピンの電圧入力のいずれかになります。通常動作では、V_{FB}は0.8Vの内部リファレンス電圧に安定化されます。ソフトスタート時には、SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンス電圧より低いと、V_{FB}はSSピンの電圧に安定化されます。エラーアンプの出力はITH(電流[I]、しきい値[TH])ピンに接続されています。ITHピンの電圧レベルはスロープ補償ランプに加算され、ピーク・インダクタ電流の設定値が生成されます。

ピーク・インダクタ電流は、V_{IN}ピンとSENSEピンの間に接続された検出抵抗R_{SENSE}を介して測定されます。V_{IN}とSENSEの間に生じる差動電圧はインダクタ電流に比例し、ピーク・インダクタ電流の設定値と比較されます。通常動作の間、クロックの立ち上がりかS入力を介してSRラッチをセットすると、Pチャンネル・パワーMOSFETがオンします。V_{IN}とSENSEの間の差動電圧がピーク・インダクタ電流の設定値より高くなり、電流コンパレータ(ICMP)が作動して“H”になると、PチャンネルMOSFETはSRラッチのR入力によってオフになります。

動作

CAPへの給電と V_{IN} の低電圧ロックアウト(UVLO)

PチャンネルMOSFETのゲート・ドライバにはCAPピンから電力が供給されます。PチャンネルMOSFETを高効率に動作させるため、CAPピンは V_{IN} より8V低い電圧に安定化されます。 V_{CAP} 電源への電力は、 V_{IN} -CAP間の差動電圧を安定化する内部LDOから供給されます。安定性を確保するため、 V_{IN} とCAPの間に最小0.47 μ Fの容量(低ESRセラミック・コンデンサ)が必要です。

V_{IN} が8V以下の場合、LDOはドロップアウト状態になり、CAPの電圧はグランド電位になります。つまり、 V_{IN} -CAP間の差動電圧は V_{IN} に等しくなります。 V_{IN} -CAP間電圧が3.25V(標準)より小さくなると、LTC7860はUVLO状態になります。UVLO状態では、GATEのスイッチングが停止し、ほとんどの内部回路がシャットダウンします。UVLO状態から回復するためには、 V_{IN} -CAP間電圧が3.5V(標準)を超える必要があります。

シャットダウンとソフトスタート

RUNピンの電圧が0.7Vより低くなると、コントローラとほとんどの内部回路はデイスエーブルされます。このマイクロパワー・シャットダウン状態では、LTC7860には7 μ Aしか流れません。RUNピンを解放すると、少量の内部プルアップ電流によってRUNピンの電圧が1.26Vより高くなり、コントローラをイネーブルすることができます。RUNピンは、最大60Vの外部電源に接続してプルアップするか、またはロジック・レベルで直接駆動することができます。

出力電圧 V_{OUT} の起動は、SSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンスより低くなると、 V_{FB} ピンはSSピンの電圧に安定化されます。このため、外付けコンデンサをSSピンから信号グランドに接続することにより、SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。10 μ Aの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SSピンの電圧が0Vから0.8Vに上昇するのに応じて、出力電圧 V_{OUT} もゼロからその最終値まで滑らかに上昇します。起動時やフォルトからの回復時にタイマによるシャットダウンを避けるためには、ソフトスタート時間をTMR設定時間より十分短くすることが必要です。

SSピンのスルーレートが1.2V/msより大きいと、出力はSSピンではなく内部ソフトスタートのランプ電圧を追跡します。内部ソフトスタートは、出力電圧がグランドに近い値から回復する短絡回復時を含むあらゆる条件で、出力の滑らかな起動を保証します。

周波数の選択

LTC7860のスイッチング周波数はFREQピンを使って選択することができます。FREQピンを信号グランドに接続するか、フロート状態にするか、または外付け抵抗によって設定することができます。FREQピンを信号グランドに接続すると350kHzが選択され、フロート状態にすると535kHzが選択されます。FREQピンと信号グランドの間に抵抗を接続することにより、周波数を50kHz~850kHzに設定することができます。スイッチング周波数と抵抗値の関係については、「アプリケーション情報」セクションのグラフを参照してください。

フォルト保護

電流制限時に出力電圧を大幅に低下させる出力短絡や過電流状態が生じた場合、LTC7860の動作周波数はフォールドバックします。出力帰還電圧(V_{FB})が0.8Vの内部リファレンスの50%(つまり、0.4V)より低いときはいつでも、周波数フォールドバックはアクティブ状態です。 V_{FB} が低下するにつれ、周波数は、設定周波数の約18%の最小フォールドバック周波数に達するまで減少し続けます。周波数フォールドバックは、起動時と短絡状態時に電流を制限するように、ピーク電流制限と組み合わせて設計されています。動作周波数に応じてフォールドバック周波数を設定することにより、起動特性を動作周波数に合わせて適切に調整することができます。

アプリケーション情報

LTC7860は、入力電圧サージ保護、入力突入電流制限、出力短絡保護を提供する高効率スイッチング・サージ・ストップパです。高効率スイッチングにより、大きな出力電流と小型ソリューションを可能にします。車両の負荷遮断などの入力過電圧事象の間、LTC7860は外付けMOSFETのゲートを制御して、スイッチングDC/DCレギュレータとして動作します（PROTECTIVE PWMモード）。この動作により、出力電圧は安全なレベルに安定化されるので、入力過電圧事象の間継続して負荷を動作させることができます。

通常動作（SWITCH-ONモード）中、LTC7860は外付けMOSFETを連続的に導通させ、入力電圧を出力まで伝達します。内蔵のコンパレータにより、電流検出抵抗両端の電圧を制限し、最大出力電流を制御して過電流フォルトから保護します。

出力電圧の設定

LTC7860は非常に柔軟性が高く、様々な入力および出力電圧範囲に合わせてアプリケーションにおける選択肢を提供します。これらの選択肢は2つに分類されます。1つめは $V_{IN} \leq 60V$ での動作です。2つめは $V_{IN} > 60V$ での動作です。2つめのカテゴリでのLTC7860の入力および出力電圧動作は外付け部品にのみ依存し、確実に200Vまで拡張できます。

$V_{IN} \leq 60V$ での動作

$V_{IN} \leq 60V$ での動作では、図1aに示すように、出力電圧は、出力から V_{FB} ピンに帰還抵抗分割器を接続することによって設定されます。表紙のアプリケーションは、この構成の一例です。定常状態の動作時の出力電圧は、帰還抵抗 R_{FB2} および R_{FB1} により次式に従って設定されます。

$$V_{OUT} = 0.8V \cdot \left(1 + \frac{R_{FB1}}{R_{FB2}} \right)$$

V_{FB} ラインはインダクタや外付けPチャネルMOSFETを駆動するGATE信号などのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。最も良い方法は、抵抗 R_{FB2} および R_{FB1} とコンデンサ C_{FF} をLTC7860の近くに配置して、ビアを使用せずに V_{FB} のトレースを短く保つことです。次に、 V_{OUT} のプレーンとGNDのプレーンを望みのレギュレーション・ポイントまで配

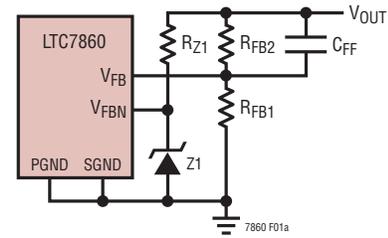


図1a. $V_{IN} \leq 60V$ で動作する
スイッチング・サージ・ストップパ ($V_{FBN} > 2V$)

線します。レイアウトに関しては、データシート後半のレイアウト・セクションで詳しく検討します。フィードフォワード・コンデンサ C_{FF} はトランジェント応答を改善するために追加されます。

$V_{IN} > 60V$ での動作

$V_{IN} = 60V$ での動作では、ツェナーまたは類似の素子のようなブートストラップされたシャント・レギュレータによって、フローティング・グラウンドを形成する必要があります。LTC7860へのシャントDCバイアスを確立するには、LTC7860のPGNDピンとSGNDピンにフローティング・グラウンドを接続します。内部電力損失を最小限に抑えるためにツェナー電圧またはシャントDCバイアス制限値は標準12Vですが、最大60Vまで拡張できます。このようなアプリケーションに対応する V_{IN} 動作入力電圧範囲は外付け部品によってのみ制限され、200V超まで確実に拡張できます。60V超での動作には、反転帰還と非反転帰還の2つの帰還オプションがあります。

反転帰還オプションは、使用する部品は少ないのですが、精度がわずかに低下します（図1b）。非反転帰還オプションは追加部品を使用しますが、精度が高くなります（図1c）。また、通常動作時の V_{IN} 静止電流が減少するという利点もあります。

反転帰還オプション

$V_{IN} > 60V$ の反転帰還オプションでは、図1bに示すように出力からグラウンドに帰還抵抗分割器を接続することによって電圧を設定します。 V_{OUT} は分圧され、その電圧は Q_{FB} のゲートに与えられます。次に、ゲート電圧は Q_{FB} と R_{FB3} によって信号電流に変換され、LTC7860のフローティング・グラウンドの反転帰還ピン V_{FBN} に送られます。 R_{FB4} により、 V_{OUT} に比例し

アプリケーション情報

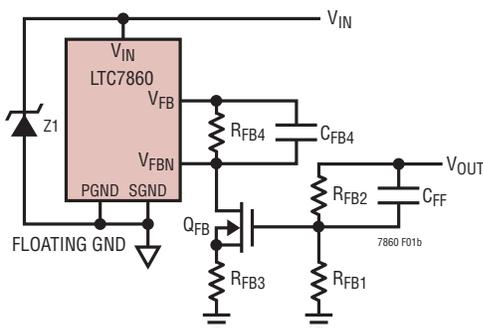


図1b. 反転帰還を使って $V_{IN} > 60V$ で動作する
スイッチング・サージ・ストップパ

た信号電流が V_{FB} と V_{FBN} の間の帰還電圧に変換されます。 V_{FBN} の電圧は反転アンプの入力であり、公称値では、フローティング・グラウンドと等しくなります。定常状態の動作時の出力電圧は、帰還抵抗により次式に従って設定されます。

$$V_{OUT} = \left(0.8V \cdot \frac{R_{FB3}}{R_{FB4}} + V_{GS_{Q_{FB}}} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_{FB2}}{R_{FB1}} \right)$$

シャント DC バイアスまたはツェナーとフローティング・グラウンドにより、 V_{IN} の値に関係なく、 Q_{FB} のドレイン電流を差動帰還電圧 ($V_{FB} - V_{FBN}$) に変換することができます。 V_{FB} ピンの出力電流制限を避けるために、 R_{FB4} は 10K より大きい値にしなければなりません。

積分器コンデンサ (C_{FB4}) の大きさを調整することにより、負の検出アンプの利得が減衰し、DC/DC 制御ループでの高周波利得のピーキングが制限されるようにしてください。積分器コンデンサのポールは、スイッチング周波数の 2 倍になるように、以下の式に従って安全に設定できます。DC/DC コンバータの位相マージンには影響しません。ほとんどのアプリケーションでは、 C_{FB4} を使用することを強く推奨します。

$$C_{FB4} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 2 \cdot R_{FB4} \cdot FREQ_{SW})}$$

V_{FB} および V_{FBN} のラインは、インダクタや外付け P チャネル MOSFET を駆動する GATE 信号などのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

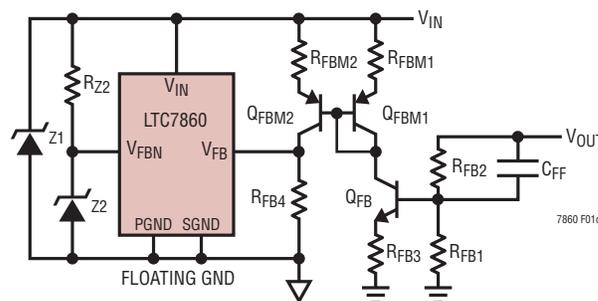


図1c. 非反転帰還を使って $V_{IN} > 60V$ で動作する
スイッチング・サージ・ストップパ

非反転帰還オプション

$V_{IN} > 60V$ の非反転帰還オプションでは、図 1c に示すように出力からグラウンドに帰還抵抗分割器を接続することによって電圧を設定します。 V_{OUT} は分圧されて、その電圧は Q_{FB} のベースに与えられます。次に、ベース電圧が、 Q_{FB} と R_{FB3} によって信号電流に変換され、PNP ミラー回路 (Q_{FBM1} 、 R_{FBM1} 、 Q_{FBM2} および R_{FBM2}) に送られます。

非反転オプションでは、 V_{FBN} を 2V より高い電圧に接続することによって内部反転アンプを無効にする必要があります。図 1c では、 R_{Z2} と $Z2$ を使って V_{FBN} を高い電圧に接続します。この場合、 $Z2$ は 2V より高く、6V より低いものを選択します。また、 $FREQ$ ピンがフロート状態で、535kHz の固定スイッチング周波数が選択されているときは、 V_{FBN} を $FREQ$ ピンに接続することもできます。非反転帰還オプションで 535kHz の固定スイッチング周波数を選択すると、PCB 設計を簡素化し、部品数を減らすことができます。

非反転帰還オプションでは Q_{FB} に NPN が使用されるので、精度が向上します。 R_{FB4} により、 V_{OUT} に比例した信号電流が V_{FB} ピンに直接印加される帰還電圧に変換されます。 V_{FBN} ピンは高い電圧に接続され、反転アンプは無効化されます。定常状態の動作時の出力電圧は、帰還抵抗により次式に従って設定されます。

$$V_{OUT} = \left(0.8V \cdot \frac{R_{FB3}}{R_{FB4}} + V_{BE_{Q_{FB}}} \right) \cdot \left(1 + \frac{R_{FB2}}{R_{FB1}} \right)$$

アプリケーション情報

スイッチング周波数

動作周波数の選択は、効率と部品サイズとの間の兼ね合いです。動作周波数を低くするとMOSFETのスイッチング損失が減少することで効率が上がりますが、出力リップル電圧を低く抑えるにはインダクタンスや容量を大きくすることが必要です。反対に、動作周波数を高くすると効率は下がりますが、部品サイズが小さくなります。スイッチング周波数と結果として生じるスイッチング電力損失はそれほど重要ではありません。ソリューション全体のサイズを制限するために、できるだけ高いスイッチング周波数を使用することが一般に推奨されます。

自走スイッチング周波数は、FREQピンから信号グランドに抵抗を接続することにより、50kHz～850kHzに設定することができます。その結果得られるスイッチング周波数とFREQピンの抵抗の関係を図2に示します。

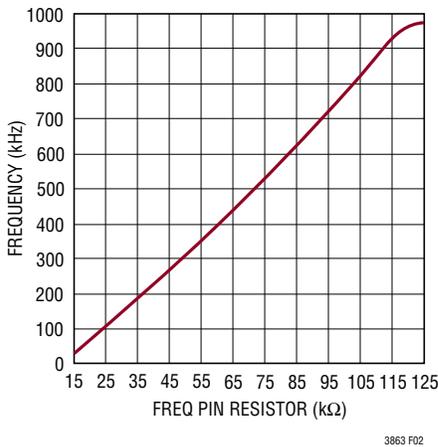


図2. スwitchング周波数とFREQピンの抵抗

インダクタの選択

リップル電流の妥当な出発点は、最大 V_{IN} での $I_{OUT(MAX)}$ の70%です。最大 V_{IN} で最大リップル電流が発生します。リップル電流が規定されている最大値を超えないことを保証するには、次式に従ってインダクタンスを選択します。

$$L = \left(\frac{V_{OUT}}{f \cdot \Delta I_{L(MAX)}} \right) \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}} \right)$$

全負荷の入力トランジェント時や出力過負荷時のピーク電流を十分にカバーできる飽和電流定格を持つインダクタを選択してください。粉末コアのインダクタは小型で良好な飽和特性をもつ傾向があるので、一般的に良い選択といえます。

電流検出と電流制限の設定

LTC7860は、 V_{IN} ピンとSENSEピンの間に接続された電流検出抵抗(R_{SENSE})によってインダクタ電流を検出します。抵抗両端の電圧(V_{SENSE})はインダクタ電流に比例し、通常動作時にはピーク・インダクタ電流の設定値と比較されます。 V_{SENSE} が95mVを超えると、インダクタ電流の制限状態が検出されます。電流制限しきい値を超えると、コントローラの入力に関係なく、GATE電圧を V_{IN} に引き上げることによってPチャネルMOSFETが直ちにオフします。

ピーク・インダクタ電流の制限値は次式に等しくなります。

$$I_{L(PEAK)} \cong \left(\frac{95mV}{R_{SENSE}} \right)$$

このインダクタ電流の制限値は、インダクタのリップルとデューティ・ファクタに基づいて出力電流制限値に変換されます。

$$I_{OUT(LIMIT)} = \left(\frac{95mV}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)$$

SENSEピンは、最大漏れ電流が $\pm 2\mu A$ の高インピーダンス入力です。LTC7860はピーク電流モード・コントローラなので、SENSEピンのノイズによってパルス幅ジッタが生じる可能性があります。 R_{SENSE} のレイアウトには細心の注意を払う必要があります。電流検出信号(V_{SENSE})の完全性を確保するため、 V_{IN} ピンとSENSEピンからのトレースは短くして差動ペアとして一緒に配線し、 R_{SENSE} の両端にケルビン(4線)接続します(図3)。

アプリケーション情報

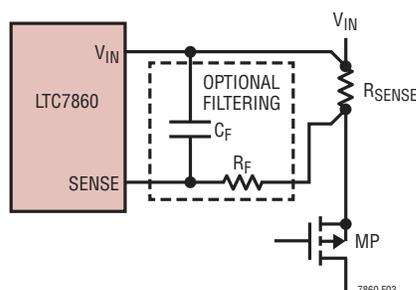


図3. インダクタ電流検出

LTC7860は、ほとんどのアプリケーションにとって十分な電流検出電圧フィルタリング機能を内蔵しています。ただし、必要であれば、外付けフィルタを追加して柔軟性とノイズ耐性を高めます。このフィルタは、 R_{SENSE} 抵抗から SENSE ピンに抵抗を接続し、 V_{IN} ピンと SENSE ピンの間にコンデンサを接続することによって形成できます。 V_{IN} プレーンは最小限の PCB ビアを使ったクリーンで低インダクタンスの接続であることが重要です。

SWITCH-ON モードでの最大出力電流は PROTECTIVE PWM モードでの最大電流よりもリップル電流の2分の1だけ大きくなります。SWITCH-ON モードのパワーパス部品は、非スイッチング時電流制限設定に見られる最大電力に対応できるように設計する必要があります。

パワー MOSFET の選択

LTC7860 は、非同期反転コンバータのメイン・スイッチとして機能する P チャネル・パワー MOSFET を駆動します。P チャネル・パワー MOSFET の重要なパラメータには、ドレイン・ソース間ブレークダウン電圧、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、しきい値電圧 $V_{GS(TH)}$ 、MOSFET の熱抵抗 θ_{JC} (MOSFET) および θ_{JA} (MOSFET) があります。

ドレイン・ソース間ブレークダウン電圧は、次の条件を満たす必要があります。

$$BV_{DSS} > V_{IN(MAX)}$$

(電圧定格後に) PMOS スイッチを選択する際に最も重要なパラメータは $R_{DS(ON)}$ です。これによって SWITCH-ON 動作時の PMOS の損失が決まります。

ゲート・ドライバのバイアス電圧 ($V_{IN}-V_{CAP}$ 間電圧) は内部 LDO レギュレータによって設定されます。通常動作では、CAP ピンは V_{IN} より 8V 低い電圧に安定化されます。LDO の安定性を確保するため、 V_{IN} ピンと CAP ピンの間に最小 $0.47\mu F$ のコンデンサが必要です。必要であれば、容量を追加して電圧低下なしに、より大きなゲート電流に対応することができます。シャットダウン状態と Burst Mode 動作では、CAP の LDO がオフします。CAP からグラウンドへの漏れ電流が生じた場合、CAP の電圧は V_{IN} から CAP への弱い内部クランプによって 9V に制限されます。そのため、 V_{GS} の定格が最小 10V の MOSFET が必要です。

ダイオードの選択

P チャネル MOSFET がオフすると、整流ダイオードがインダクタ電流を導通させます。このダイオードはスイッチング時のみ使用され、SWITCH-ON モードでは導通しません。ダイオードの平均順方向電流は次式で示されます。

$$I_{F(AVG)} = I_{OUT} \cdot (1 - D)$$

ダイオード導通時のワーストケースの状態は、P チャネル MOSFET のデューティ・ファクタが 0% に近づくにつれてダイオードが最大電流を処理する必要がある短絡状態です。したがって、ダイオードはワーストケースの電圧要件と電流要件を満たすように注意して選択する必要があります。順方向電流定格が $I_{OUT(MAX)}$ より大きいダイオードを選択するのが通例です。

ダイオードの逆ブレークダウン電圧は、次の条件を満たす必要があります。

$$V_R > V_{IN(MAX)}$$

 C_{IN} と C_{OUT} の選択 (降圧モード)

入力容量 C_{IN} は、P チャネル MOSFET で方形波電流をフィルタするのに必要です。最大 RMS 電流に対応できるサイズの低 ESR コンデンサを使用します。

$$I_{CIN(RMS)} = I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のとき最大値をとり、 $I_{CIN(RMS)} = I_{OUT(MAX)}/2$ になります。設計ではこの単純なワーストケース条

アプリケーション情報

件がよく使用されます。条件を大きく振っても値は改善されないからです。多くの場合、コンデンサ・メーカーの規定するリップル電流定格はわずか2000時間の寿命時間に基づいていることに注意してください。リップル電流が加えられるのはPROTECTIVE PWM動作時だけなので、デレーティング要件は最小限になります。

C_{OUT} は主にリップル電圧と負荷ステップ・トランジェントを最小限に抑えるために必要なESRに基づいて選択します。 ΔV_{OUT} はほぼ次式のように制限されます。

$$\Delta V_{OUT} \leq \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right)$$

ΔI_L は入力電圧に従って増加するので、出力リップルは最大入力電圧で最も大きくなります。一般に、ESRの要件が満たされれば、その容量はフィルタリングに対して十分であり、必要なRMS電流定格を備えています。

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。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサはすべて表面実装パッケージで入手できます。特殊ポリマー・コンデンサはESRが非常に小さいのですが、他のタイプよりも比容量が小さくなります。タンタル・コンデンサは比容量が最高ですが、スイッチング電源に使用するにはサージ・テストが実施されているタイプのみを使用することが重要です。アルミ電解コンデンサはESRがかなり大きいのですが、リップル電流定格および長期信頼性に対して配慮すれば、コスト重視のアプリケーションに使用することができます。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。電圧係数が高く可聴圧電効果を示すことがあります。

外部ソフトスタート

起動特性はSSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンスより低いと、LTC7860は V_{FB} ピンの電圧をSSピンの電圧に安定化します。SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンスより高いと、 V_{FB} ピンの電圧は0.8Vに安定化されます。SSピンを使って、外部ソフトスタート機能を設定することができます。スイッチング・サージ・ストップの外部ソフトスタートの主要機能は、起動時およびフォルトからの回復時の突入電流制限です。

ソフトスタートは、SSピンからグラウンドにコンデンサを接続することによってイネーブルされます。10 μ Aの内部電流源によってコンデンサが充電され、SSピンにリニアなランプ電圧を生じることにより、 V_{OUT} が0Vから最終値までスムーズに上昇します。全ソフトスタート時間はおよそ次のようになります。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{0.8V}{10\mu A}$$

短絡フォルト: 電流制限とフォールドバック

電流モード・コントローラのインダクタ電流制限値は、本質的に最大検出電圧と R_{SENSE} によって設定されます。LTC7860では最大検出電圧は95mVで、これは V_{IN} ピンとSENSEピンの間に接続されたインダクタ電流検出抵抗 R_{SENSE} の両端を測定しています。出力電流制限値はほぼ次のようになります。

$$I_{LIMIT(MIN)} = \left(\frac{95mV}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right)$$

この電流制限値は、すべての動作条件で $I_{LIMIT(MIN)} > I_{OUT(MAX)}$ となるように選択する必要があります。短絡フォルト保護は、電流制限と周波数フォールドバックを組み合わせることによって保証されています。出力帰還電圧 V_{FB} が0.4Vより低くなった場合、 V_{FB} が0Vに達すると、動作周波数 f は $0.18 \cdot f$ の最小値まで折り返されます。すべての動作モードで、電流制限と周波数フォールドバックの両方がアクティブになります。短絡フォルト状態では、出力電流は、最初に電流制限によって制限され、次に短絡状態が過酷になるにつれて動作周波数がフォールドバックされることによってさらに低減されます。ワーストケースのフォルト状態は、 V_{OUT} がグラウンドに短絡すると発生します。

短絡からの回復と内部ソフトスタート

内部ソフトスタート機能により、すべての動作時に最大正出力電圧のスルーレートが保証されます。たとえば、短絡からの回復時に、出力電圧のオーバーシュートと過度のインダクタ電流が生成されないように、出力回復レートは内部ソフトスタートによって制限されます。

内部ソフトスタート電圧と外部SSピンは個別に動作します。出力はこの2つの電圧の低い方をトラッキングします。内部ソ

アプリケーション情報

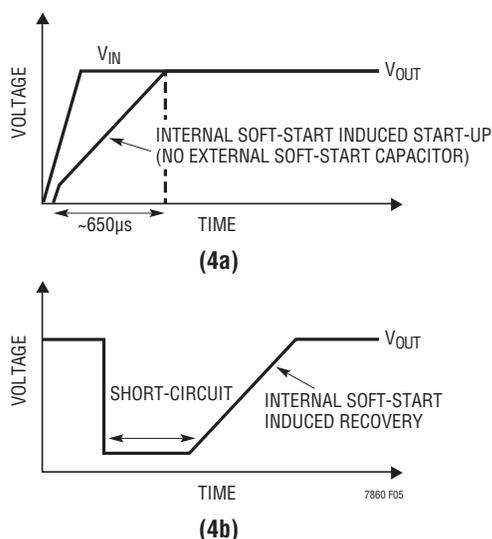


図4. 内部のソフトスタート(4a)により、ソフトスタート・コンデンサを外付けせずにソフトスタートが可能であり、短絡状態からのソフト・リカバリ(4b)が可能

ソフトスタートのスルーレートは約 1.2V/ms で、 $650\mu\text{s}$ の総ソフトスタート時間に相当します。SS ピンのスルーレートが 1.2V/ms より大きいと、出力は内部ソフトスタートのランプをトラックリングします。堅牢なフォルト回復を保証するため、内部ソフトスタート機能は動作上のあらゆる状況で動作状態になります。出力が大幅に低下する短絡状態が生じると、内部ソフトスタートにより、フォルト状態が解消された際にソフトリカバリが実行されるようにします。

内部ソフトスタートにより、出力を低下させるあらゆるフォルト状態からノイズのない滑らかな電圧上昇が確実に行われ、ソフトスタート時の最大の上昇速度、短絡フォルトの解消が保証されます。内部ソフトスタートがさまざまなシナリオで出力電圧上昇速度を制御の様子を図4に示します。

V_{IN} の低電圧ロックアウト (UVLO)

LTC7860 は、 $3.5\text{V} \sim 60\text{V}$ の幅広い電源入力電圧を必要とするアプリケーションに対応するように設計されています。LTC7860 は、 V_{IN} が大幅に低下する場合に対応するため、全温度範囲にわたって V_{IN} が 3.5V まで低下しても動作することが保証されています。

低 V_{IN} の動作では、UVLO の上昇時および下降時の仕様の両方の影響を注意深く検討する必要があります。 V_{IN} が上昇時の UVLO しきい値は標準 3.5V (最大 3.8V)、下降時の UVLO しきい値は標準 3.25V (最大 3.5V) です。LTC7860 は、全温度範囲で $3.5\text{V} \sim 60\text{V}$ の動作入力電圧範囲が保証されていますが、確実に起動させるため、 V_{IN} の最初のランプは 3.8V を超える必要があります。

例として、コールドクランク状態時に自動車用バッテリーの電圧が低下したときの LTC7860 の動作を図5に示します。標準的な自動車用バッテリーは $12\text{V} \sim 14.4\text{V}$ で、LTC7860 が起動するための 3.8V より十分に余裕のある電圧です。DC/DCレギュレータによって給電される内蔵電子機器には、コールドクランク状態の間シームレスな動作をするために最小電源電圧が必要で、バッテリーは、コールドクランク時にこれらの最小電源要件近くまで低下する可能性があります。DC/DCレギュレータは、既に低下したバッテリー電圧入力とこれらの電子機器に給電するレギュレータの出力の間に、過度の電圧降下を発生させて状況を悪化させてはなりません。図5から分かるように、LTC7860 は 100% デューティサイクルが可能なので、バッテリーと出力の間で低電圧降下を実現できます。 V_{IN} と V_{OUT} の間の電圧降下は、出力負荷電流にスイッチング・サージ・ストップの全直列抵抗を掛けることによって求められます。UVLO が 3.5V に保証されているため、極端なコールドクランクでバッテリー電圧が低下した状態でも中断されない連続動作をさせるための十分なマージンを確保できます。ただし、特に入力電源の出力インピーダンスが非常に大きい場合、突入電流によって生じる V_{IN} の低下を制限するため、低 V_{IN} (たとえば $3.5\text{V} \sim 4.5\text{V}$) で追加の入力容量や長いソフトスタート時間が必要になるかもしれません。

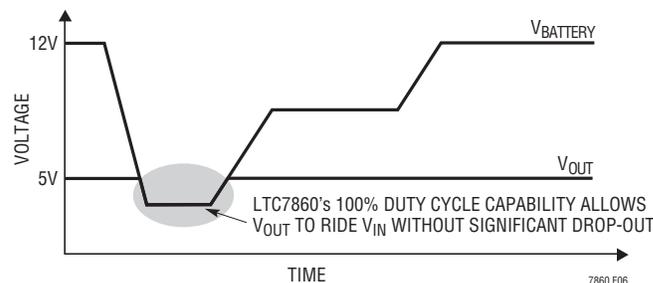


図5. 標準的な自動車のコールドクランク

アプリケーション情報

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間($t_{ON(MIN)}$)は、LTC7860がパワー MOSFET をオンすることができる最小時間で、標準 220ns です。これは内部タイミング遅延と MOSFET をオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間の制限値に接近する可能性があるため、次の条件を満たすように注意が必要です。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} \cdot f}$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値より低くなると、コントローラはサイクルをスキップします。ただし、出力電圧は安定化を続けます。

熱に関する検討事項

あらゆる通常動作状態において適切な最大部品温度を保証するために、SWITCH-ON 動作時の持続的または静的な電力損失を制限する必要があります。スイッチング・サージ・ストップの温度上昇は経験的に測定するのが最良です。SWITCH-ON モードのパワーススの電力損失は $I^2 R_{SW-ON}$ であり、次に従って計算することができます。

$$I^2 R_{SW-ON} = I^2 \cdot (R_{SENSE} + R_{DS(ON)} + R_{INDUCTOR})$$

PROTECTIVE PWM 動作モードでの動的またはトランジェントの電力損失は、部品温度の上昇に関連して重要であり、このモードの最長時間を設定するタイマ機能によって主に管理されます。タイマの期限が切れてシャットダウンする時点での部品のピーク温度を決定する際には、熱質量と熱抵抗が重要な役割を果たします。

1つの出力短絡フォルトが発生している場合のワーストケースの動作は、一般に、入力電圧が高い通常動作範囲内にあり、出力が短絡しています。このような状態では、キャッチ・ダイオードが通常最も高温になり、高いデューティ・サイクルでほぼすべてのピーク電流を導通させます。1つの入力電圧サージ・フォルトが発生している場合のワーストケース動作では、入力が予測された最大入力電圧で、動作負荷電流が最大になります。入力電圧サージと出力短絡はダブル・フォルトであり、必要でないこともあります。特定のフォルト試験や設計のマージンは、システム要件によって決まります。

熱評価とタイマ設定は、様々なフォルト状態において重要な部品温度を動的に監視することによって経験的に行うのが、最も簡単な方法です。赤外線(IR)カメラなど、十分な処理能力をもって温度を追跡する装置を使って、ピーク温度を観測します。ビデオ機能を備えたものが理想的です。

部品の最大接合部温度定格、予測される最大周囲温度、許容される接合部-ケース間温度上昇値に基づいて最大温度上昇値の目標を設定します。より低い入力電圧、またより短い TMR タイマ設定で始め、実験によるシステム検証や測定のために数値を上げていきます。

OPTI-LOOP® 補償

OPTI-LOOP 補償は ITH ピンを使用することで得られますが、この補償により、広範な負荷と出力コンデンサに対してトランジェント応答を最適化することができます。ITH ピンでは制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC 結合され、AC フィルタを通したレギュレータの閉ループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでの DC ステップ、立ち上がり時間、およびセトリングは、閉ループ応答を正確に反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンや減衰係数は、このピンで見られるオーバーシュートのパーセンテージを使って概算することができます。このピンの立ち上がり時間を調べることで、帯域幅も概算できます。

ITH の直列 $R_{ITH-C_{ITH1}}$ フィルタにより、支配的なポールゼロ・ループ補償が設定されます。さらに、高周波ノイズを減衰するため、ITH ピンと信号グラウンドの間に小さいコンデンサ C_{ITH2} を配置することが必要な場合があります。これらの値は、PCB レイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、トランジェント応答を最適化するために変更することができます。ループ帰還の利得と位相は出力コンデンサの種類と値によって決まるので、出力コンデンサを選択する必要があります。立ち上がり時間が $1\mu s \sim 10\mu s$ の、全負荷電流の 20% ~ 100% の出力電流パルスによって、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができる出力電圧波形と ITH ピンの波形が発生します。OPTI-LOOP 補償の全体的な目的は、負荷ステップによる出力の低下を最小限に抑えながら、高速で安定した ITH 応答を実現することです。OPTI-LOOP 補償の詳細な説明については、「アプリケーション・ノート 76」を参照してください。

アプリケーション情報

フォルト・タイマ

LTC7860はスイッチング・サージ・ストップです。LTC7860は、起動時、過電流フォルト発生時、入力過電圧サージ発生時のみ、スイッチングを行います(PROTECTIVE PWM動作)。サージ・ストップの最も重要な機能は、入力電圧サージ発生時に出力を設定された最大電圧に制限することです。出力電圧を制限することにより、入力電圧サージを阻止し、サージがシステムに伝搬して損傷を引き起こすのを防ぎます。

スイッチング・サージ・ストップの外付け部品は、過負荷動作ではなく通常動作(つまりSWITCH-ONモード)で全ライン抵抗を最小限に抑えるように最適化されています。フォルト・タイマは、過負荷時のスイッチング時間を制限します。

起動時、電流制限フォルト発生時、または入力電圧サージ発生時にスイッチング・サージ・ストップがPWM電力損失を生じながら安全なピーク温度より低い温度で動作できるように、フォルト・タイマをプログラムします。デバイスは熱平衡状態に達する前にシャットダウンするので、電力定格を連続動作よりも大幅に上げることができます。フォルト・タイマにより、Protective PWM動作モードではなく通常動作(SWITCH-ON)モードに合わせて部品を選択できるので、システムのコストとサイズを節減します。このタイマは、電力損失の大きいPROTECTIVE PWM動作モードで費やされる合計時間を制限することにより、スイッチング・サージ・ストップのピーク温度を間接的に制限します。

フォルト・タイマの概要

通常動作では、TMRピンの電圧はTMRプルダウン・リセット電流源(I_{TPDR})によってグラウンドに保持されています。スイッチングが検出されると、TMRプルアップ電流(I_{TPU})によってTMRピンが引き上げられます。フォルトが解消されて、TMRがフォルト設定のゲート・オフしきい値(V_{GTH})に達する前に反転した場合、TMRピンは反転して I_{TPDR} によってグラウンドに引き下げられます。図6のタイマ(TMR)機能図を参照してください。

TMRピンの電圧が V_{GTH} を超えると、フォルトが検出されて、PMOSゲートがオフし、冷却期間のあいだオフに保たれます。いったん V_{GTH} しきい値に達すると、TMRはプルダウン電流源(I_{TPDC})によって引き下げられ、TMRリセットしきい値(V_{RTH})に達するまでその状態のままです。 V_{GTH} に達した後フォルトがリセットされるまでPMOSゲートがシャットダウンしている時間を、冷却期間と呼びます。フォルトがリセットされると、フォルト状態が解消されていればTMRピンはグラウンドに引き下げられ、フォルトが存在していれば V_{GTH} まで引き上げられます。短絡によってフォルト状態が持続している場合、TMRは引き続き再試行とシャットダウンを行います。

フォルト・タイマの設定

フォルト検出用TMR初期設定時間(T_{SET1})は、PMOSゲートがオフしてシャットダウンする前にPWMレギュレーションに許容された合計時間です。定数 T_{SET1} ($1\mu\text{F}$)が測定され、これを使って T_{SET1} を計算することができます。この定数は、 $1\mu\text{F}$ のコンデンサに対する時間であることを示す拡張子($1\mu\text{F}$)を含みます。この定数は C_{TMR} によって μF 単位で調整する必要があります。 T_{SET1} は次式を使って計算できます。

$$T_{SET1} = C_{TMR} \cdot \frac{V_{GTH}}{I_{TPU}}$$

$$T_{SET1} = C_{TMR} \cdot T_{SET}(1\mu\text{F})$$

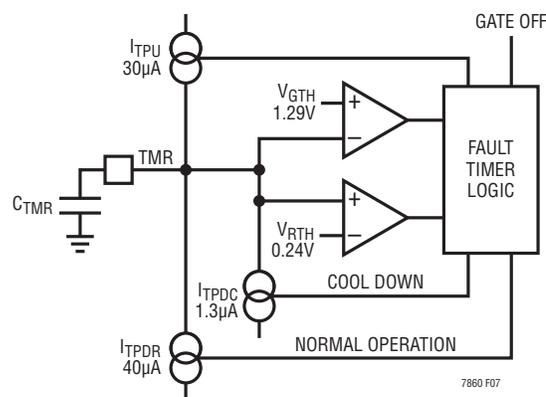


図6. タイマ(TMR)の機能図

アプリケーション情報

TMR リセット冷却期間は T_{RSTC} で、フォルト後にPMOSゲートが再度オンする前にシステムに冷却期間として与えられた合計時間です。定数 T_{RSTC} ($1\mu\text{F}$)が測定され、これを使って T_{RSTC} を計算することができます。この定数は、 $1\mu\text{F}$ のコンデンサに対する時間であることを示す拡張子 ($1\mu\text{F}$)を含みます。この定数は C_{TMR} によって μF 単位で調整する必要があります。 T_{RSTC} は次式を使って計算できます。

$$T_{RSTC} = C_{TMR} \cdot \frac{V_{GTH} - V_{RTH}}{I_{TPDC}}$$

$$T_{RSTC} = C_{TMR} \cdot T_{RSTC(1\mu\text{F})}$$

T_{SETI} により、スイッチャがシャットダウンする前にスイッチングを行うことができる時間が決まります。 T_{RSTC} により、PMOSゲートが再度オンできる前のスイッチャの冷却期間が決まります。1つのフォルトが T_{SETI} より長く持続し、スイッチング・サージ・ストップがシャットダウンした場合、スイッチング・サージ・ストップはTMRリセット冷却期間 (T_{RSTC})後に再起動します。

フォルト状態が持続している場合は、冷却期間の期限が切れた後にTMRピンの電圧が上昇します。フォルト状態が持続していると、TMRピンが V_{RTH} しきい値から引き上げられます。冷却期間後のTMR反復設定時間は T_{SETR} です。定数 T_{SETR} ($1\mu\text{F}$)が測定され、これを使用して T_{SETR} を計算することができます。この定数は、 $1\mu\text{F}$ のコンデンサに対する時間であることを示す拡張子 ($1\mu\text{F}$)を含みます。この定数は C_{TMR} によって μF 単位で調整する必要があります。 T_{SETR} は次式を使って計算できます。

$$T_{SETR} = C_{TMR} \cdot \frac{V_{GTH} - V_{RTH}}{I_{TPU}}$$

$$T_{SETR} = C_{TMR} \cdot T_{SET(1\mu\text{F})}$$

フォルトが持続している場合は、スイッチング・サージ・ストップは引き続き、一定のデューティ・ファクタで起動、シャットダウン、冷却、再起動を行います。フォルトが持続している場合のTMRリセットのデューティサイクルは DTY_{TSTR} です。 DTY_{TSTR} は測定され、次式に従って計算されます。

$$DTY_{TSTR} = \frac{T_{SETR}}{T_{RSTC}}$$

設計例

スイッチング・サージ・ストップは、通常動作 (つまり SWITCH-ON モード)での性能に合わせて設計することができます。部品と熱設計が通常動作に合わせて最適化され、高電圧入力サージや過電流フォルトが発生している間も安全に動作します。電力損失が大きいつきにレギュレーションの時間を厳密に制限することにより、サージなどのフォルトによるトランジェント動作に耐えることができます。通常動作での基本的な設計基準は、 V_{IN} と V_{OUT} の間の全抵抗と、その結果生じる電力損失と熱に関する検討事項です。

設計例として、以下の仕様のアプリケーションを取り上げます。 $V_{IN} = 8\text{V} \sim 14\text{V DC}$ (入力電圧トランジェント: 60V 、減衰時定数: 500ms 、 $V_{OUT} < 18\text{V}$ 、連続出力負荷電流定格: 5A)。

BV_{DSS} および I_D の定格が適切なPチャンネルMOSFETを選択します。この例で最適なのは、VishayのSi7461DP ($BV_{DSS} = 60\text{V}$ 、 $R_{DS(ON)} = 11.5\text{m}\Omega$ (標準)、 $\rho_{120} = 1.6$)です。通常動作 (SWITCH-ON モード)でのPチャンネルMOSFETの予測される最大電力損失は、 V_{IN} が 12V で I_{OUT} が 5A のときに $T_J = 120^\circ\text{C}$ で計算することができます。

$$P_{PMOS} = I_{OUT}^2 \cdot R_{DS(ON)} = 5\text{A}^2 \cdot 14.5\text{m}\Omega (1.6) = 580\text{mW}$$

次に、最大 V_{IN} が 60V のときのリップル電流が70%になるようにインダクタ値を設定します。

$$L = \left(\frac{17.2\text{V}}{540\text{kHz} \cdot (0.7 \cdot 5\text{A})} \right) \left(1 - \frac{17.2\text{V}}{60\text{V}} \right) = 6.5\mu\text{H}$$

これに最も近い標準値である $6.8\mu\text{H}$ を選択します。このアプリケーションでは、DCR値が $19\text{m}\Omega$ のCoilcraft XAL6060-682MEが適しています。この結果生じるリップル電流は次のとおりです。

$$I_{RIPPLE} = \left(\frac{17.2\text{V}}{540\text{kHz} \cdot 6.8\mu\text{H}} \right) \left(1 - \frac{17.2\text{V}}{60\text{V}} \right) = 3.33\text{A}$$

アプリケーション情報

出力電圧は次式に従って設定されます。

$$V_{OUT} = 0.8V \cdot \left(1 + \frac{R_{FB2}}{R_{FB1}}\right)$$

R_{FB2} を 1M にすると、 R_{FB1} は 48.7k です。

スイッチング周波数を 540kHz に設定するため、FREQ ピンをフロート状態にします。60V で 17.2V の出力を生成するのに必要なオン時間は次のように計算できます。

$$t_{ON} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \cdot f} = \frac{17.2V}{60V \cdot 540kHz} = 53ns$$

このオン時間は、サイクル・スキップを防ぐための十分なマージンがあるときの LTC7860 の最小オン時間より長くなります。

部品のばらつきとワーストケースの R_{SENSE} のデータシート上の許容誤差を考慮して、入力サージ発生時にコンバータが十分なマージンをもって 5.0A の最大出力電流を供給できるように、 R_{SENSE} 抵抗の値を設定します。

$$R_{SENSE} = \frac{85mV}{1.05 \cdot \left(5A + \frac{3.33A}{2}\right)} = 12.1m\Omega$$

R_{SENSE} の値に最も近い標準値は 12m Ω です。

通常動作 (SWITCH-ON モード) での電流制限値は、リップル電流によって低減されないため、次式のようになります。

$$I_{LIMIT(SURGE)} = \frac{95mV}{12m\Omega} = 7.9A$$

通常動作時と電流制限値での R_{SENSE} の電力損失は次式に従って計算することができます。

$$P_{RSENSE} = I_{OUT}^2 \cdot R_{SENSE} = 5A^2 \cdot 12m\Omega = 300mW$$

$$P_{RSENSE} = I_{LIMIT(SURGE)}^2 \cdot R_{SENSE} = 7.9A^2 \cdot 12m\Omega = 750mW$$

少なくとも 1W を消費できる 12m Ω 抵抗を選択します。

サージ発生時の平均出力電流制限値は通常動作の電流制限値からリップル電流の 2 分の 1 を差し引いた値です。サージ発生時に供給される最大電流は常に、通常動作 (SWITCH-ON モード) よりも小さくなります。

$$I_{LIMIT(SURGE)} = \frac{95mV}{12m\Omega} - \frac{3.33}{2} = 6.25A$$

V_{IN} から V_{OUT} までの全 SWITCH-ON 抵抗 R_{SW-ON} は次のようになります。

$$R_{SW-ON} = R_{SENSE} + R_{DS(ON)} + R_{INDUCTOR}$$

$$R_{SW-ON} = 12m\Omega + 11.5m\Omega \cdot (1.6) + 19m\Omega = 49.4m\Omega$$

通常動作 (SWITCH-ON モード) での全挿入損失は式で計算できます。

$$V_{DROP} = I_{OUT} \cdot R_{SW-ON} = 5A \cdot 49.4m\Omega = 247mW$$

システムは、このモードで連続的に動作するように設計する必要があります。サージ発生時やフォルト状態時の温度上昇は、タイマで制限されます。

サージ発生時やフォルト状態時の電力要件を処理できる適切なダイオードを選択します。このダイオードは通常動作 (SWITCH-ON モード) では決して作動せず、サージやフォルトの発生時にのみ作動します。このアプリケーションでは、PDS5100-13 ショットキ・ダイオード ($V_F(5A, 125^\circ C) = 0.60V$) を選択します。TMR で制限された PROTECTIVE PWM 動作時は、5A の連続電流定格で十分です。サージまたはフォルト発生時の電力損失は次のようになります。

$$P_{DIODE(SURGE)} = 5A \cdot \left(1 - \frac{17.2V}{60V}\right) \cdot 0.60V = 2.14W$$

8ms のソフトスタート時間は、SS ピンの 0.1 μF コンデンサによって次式のように設定できます。

$$C_{SS} = \frac{8ms \cdot 10\mu A}{0.8V} = 0.1\mu F$$

アプリケーション情報

入力サージ仕様に基づいて最小700msの時間制限が選択されました。T_{SET(1μF)}の最小値を使ってワーストケースのC_{TMR}を計算し、全温度範囲の容量の10%の許容誤差と10%の変動幅を確保します。必要なC_{TMR}はT_{SET(1μF)MIN}を使って次式で計算することができます。

$$C_{TMR} = \frac{T_{SETMIN}}{T_{SET(1\mu F)MIN}} \cdot \frac{1}{0.9} \cdot \frac{700}{37} \cdot \frac{1}{0.9} = 21\mu F$$

C_{TMR}に最も近い標準値は22μFで、これにより、TMR初期設定時間(T_{SETI})を次式から求めることができます。全温度範囲でのコンデンサの許容誤差は10%であると仮定しています。

$$T_{SETITYP} = T_{SET(1\mu F)} \cdot 22\mu F = 44 \cdot 22\mu F = 968ms$$

$$T_{SETIMIN} = T_{SET(1\mu F)} \cdot 22\mu F = 37 \cdot 22\mu F \cdot 0.90 = 732ms$$

$$T_{SETIMAX} = T_{SET(1\mu F)} \cdot 22\mu F = 50 \cdot 22\mu F \cdot 1.1 = 1210ms$$

T_{SET}がトリップすると、TMRリセット冷却期間(T_{RSTCTYP})が決まります。

$$T_{RSTCTYP} = T_{RSTC(1\mu F)} \cdot 22\mu F = 732 \cdot 22\mu F = 16.1s$$

ITHピンのループ補償部品は、「OPTI-LOOP補償」で説明したように負荷ステップのトランジェント動作に基づいて選択し、安定させるために最適化します。補償部品は680pFと10Kのものを選択します。

ゲート・ドライバの部品配置、レイアウト、および配線

外付けのパワー素子を配置するなど、推奨の電源PC基板レイアウト手法に従って、スイッチング経路でのループ面積とインダクタンスを最小限に抑えることが重要です。ゲート・ドライバ部品の配置、レイアウト、および配線には特に注意を払ってください。

X5RやX7Rなどの高品質の誘電体を使用した0.47μF 16Vのセラミック・コンデンサを推奨します。Q_gの大きいPMOSスイッチを使用するいくつかの高電流アプリケーションでは、C_{CAP}の容量をさらに大きくするとメリットが得られることがあります。C_{CAP}の実効容量は、全動作条件での最小値が0.1μFより大きくなるようにする必要があります。動作電圧と温度の両方の要因により、定格容量は誘電体の種類に応じて異なるレベルまで減少します。LTC7860は、CAPピンの差電圧(V_{IN} - V_{CAP})を公称8Vに安定化するブートストラップ型LDOとゲート・ドライバを内蔵するPMOSコントローラです。C_{CAP}の容量は、安定性を確保し、最小の直列インダクタンスでPMOSスイッチにサイクル間電流を供給するのに十分なほど大きくする必要があります。

オプションの電流検出フィルタと直列のゲート抵抗を取り付けたLTC7860の汎用アプリケーション回路図を図7に示します。GATE、V_{IN}、SENSE、CAPの各ピンと主なゲート・ドライバ部品の推奨の部品配置、レイアウト、および配線を図8に示します。ゲート・ドライバのレイアウトは、図8に示す例にならうようにして、正常な動作と長期信頼性を確保することを推奨します。

LTC7860のゲート・ドライバは、外付けのパワー素子に以下の方法で接続します。まず、1本の低インピーダンス絶縁トレースを使用して V_{IN} ピンを R_{SENSE} 抵抗の正極側パッドに配線し、 V_{IN} プレーンには接続しません。この予防策をとる理由は、 V_{IN} ピンは電流検出コンパレータ、内部の V_{IN} 電源、およびPMOSゲート・ドライバに内部でケルビン接続されているからです。 V_{IN} ピンを V_{IN} 電源プレーンに接続するとノイズが増加するので、ジッタが生じたり不安定になったりする可能性があります。1本の V_{IN} トレースが R_{SENSE} の正極側パッドから C_{SF} 、 C_{CAP} 、 V_{IN} パッド、および C_{INB} に接続されている様子を図8に示します。 R_{SENSE} までの全トレース長は最小限に抑え、コンデンサ C_{CF} 、 C_{CAP} 、および C_{INB} はLTC7860の V_{IN} ピンの近くに配置してください。

C_{CAP} は V_{IN} ピンとCAPピンの近くに配置してください。図8は、 C_{CAP} を V_{IN} ピンおよびCAPピンの隣に配置し、SENSEピンの配線を2つのパッド間に通している様子も示しています。これは推奨レイアウトであり、寄生インダクタンスが最小になります。このゲート・ドライバは高いピーク電流を実現できます。ゲート駆動回路の寄生インダクタンスおよび V_{IN} ピンとCAPピン間の直列インダクタンスにより、スイッチング・サイクルごとに V_{IN} ピンとCAPピンの間に電圧スパイクが発生する可能性があります。電圧スパイクはゲート・ドライバに電気的オーバーストレスを与えることがあるので、極端な場合にはゲート・ドライバが故障する可能性があります。 C_{CAP} の配置を実用に近いものにするため、図8に示す例に従うことを推奨します。

R_{GATE} 抵抗パッドを 1Ω の抵抗値で追加して、後で制動抵抗を追加できるようにすることができます。PMOSゲートまでのゲート駆動トレースの全長を最小限に抑えます(1cm未満にするのが理想的です)。レイアウトが良好なほとんどの場合は、 R_{GATE} 抵抗は必要ありません。 R_{GATE} 抵抗はGATEピンの近くに配置してGATEピンを流れるピーク電流を減らし、GATEピンでの反射ノイズを最小限に抑える必要があります。

R_{SF} と C_{SF} のパッドは、 R_{SF} および C_{SF} を実装しない場合は抵抗値が 0Ω になるように追加できます。ほとんどのアプリケーションでは、外付けのフィルタは必要ありません。ノイズが問題であることが証明されている場合は、後で電流検出フィルタ R_{SF} および C_{SF} を追加できます。

バイパス・コンデンサ C_{INB} は、デバイスの近くで V_{IN} 電源をフィルタリングするために使用します。 C_{INB} は V_{IN} ピンのトレースとPGNDの露出パッドに接続してください。 C_{INB} の正極パッドは、 V_{IN} ピンのトレースを介して R_{SENSE} の正極に接続します。 C_{INB} のグランド・トレースはPGNDの露出パッド接続箇所

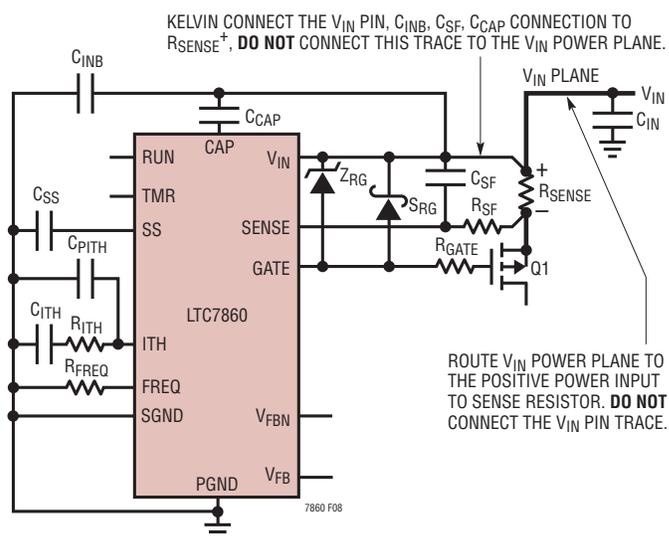


図7. オプションの電流検出フィルタと直列のゲート抵抗を取り付けたLTC7860の汎用アプリケーション回路図

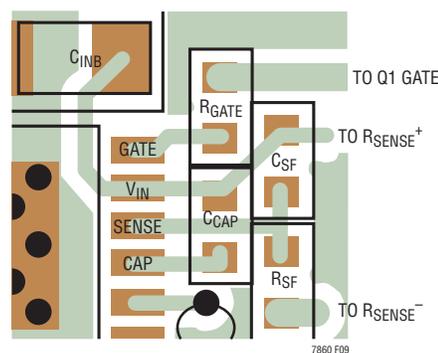


図8. LTC7860の推奨ゲート・ドライバのPC基板配置、レイアウト、および配線

大きなパワー MOSFETを駆動する際は、ツェナー・ダイオード Z_{RG} とショットキ・ダイオード S_{RG} の使用を推奨します。これらのダイオードは常に 1Ω の R_{GATE} と併用しなければなりません。30nsを超える立ち上がり時間または立ち下がり時間が測定されているときは、9.1Vのツェナーをショットキ・ダイオードと並列に接続することを推奨します。これらのダイオードの使用目的は、大電流で誘導性ゲート・トレースを介して大容量パワー MOSFETをスイッチングする際に予想される電気的オーバーストレスから内部の複数アンペアのゲート・ドライバを保護することです。

アプリケーション情報

PC基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、LTC7860が正しく動作するようにします。

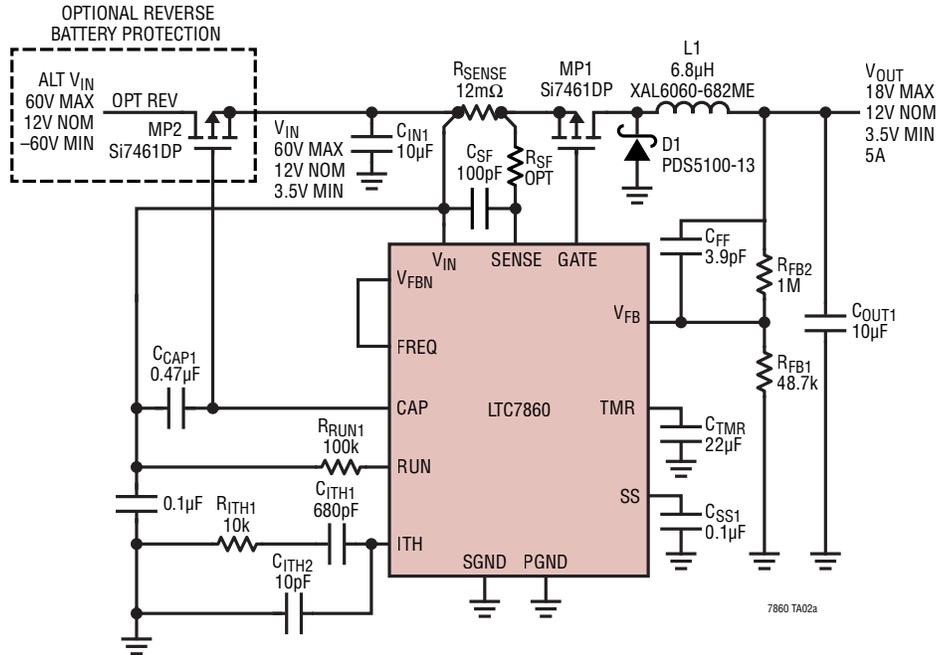
1. ノイズを減らす目的と放熱の目的に対しては、専用のグラウンド層がある多層基板が適しています。フィルタリングを良好にして銅損を最小にするため、 V_{IN} 、 V_{OUT} 、およびGNDのノードには幅広い配線や面全体を使用します。グラウンド層を使用する場合は、 C_{IN} 、検出抵抗、PチャネルMOSFET、ショットキ・ダイオード、インダクタ、 C_{OUT} から成るパワートレイン部品の配線層の真下(や真上)に使用します。放熱性を高めるため、すべての層の未使用領域を銅箔で覆います。
2. 信号グラウンドと電源グラウンドは、両者を短絡する箇所以外は分離します。信号グラウンドと電源グラウンドは、幅の狭い1本のPCBトレース(多層基板では1つのビア)で1点のみで短絡します。すべてのパワートレイン部品は電源グラウンドを基準にし、すべての小信号用部品(たとえば、 C_{ITH1} 、 R_{FREQ} 、 C_{SS} など)は信号グラウンドを基準にします。
3. C_{IN} 、検出抵抗、PチャネルMOSFET、インダクタ、および主な C_{OUT} コンデンサは、1箇所に集めて狭い領域に配置します。PチャネルMOSFETのドレイン、ショットキ・ダイオードのカソード、インダクタの(+)端子の接続点(一般にスイッチ・ノードまたはフェーズ・ノードと呼ばれる)はコンパクトにしますが、大きな銅損なしにインダクタ電流に対応するのに十分な大きさにしてください。検出抵抗とPチャネルMOSFETのソースは、AC電流の大部分を供給する C_{IN} コンデンサ(通常はセラミック・コンデンサ)の(+)極のできるだけ近くに配置し、インダクタの(-)端子は、同じ C_{IN} コンデンサの(-)端子のできるだけ近くに接続します。 C_{IN} 、

MOSFET、およびショットキ・ダイオードで形成される高 dI/dt のループのリードとPCBトレース長を短くし、高周波EMIと誘導性リングングによる電圧ストレスを最小限に抑えます。インダクタのリップル電流の大部分を除去する主な C_{OUT} コンデンサ(通常はセラミック・コンデンサ)の(+)端子も C_{IN} の(-)端子の近くに接続します。

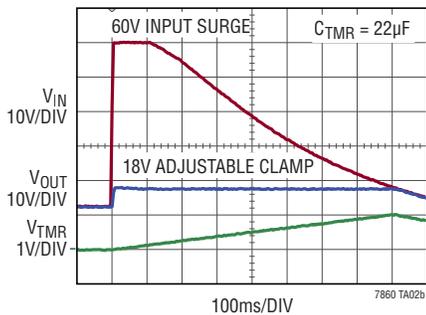
4. パワートレイン部品はピン7~12の側に配置します。GATEおよびスイッチでの dV/dt の高い信号は、影響を受けやすい小信号トレースおよび小信号用部品から離します。
5. 検出抵抗は C_{IN} の(+)端子とPチャネルMOSFETのソースの近くに設置します。検出抵抗の両端でケルビン(4線)接続を使用し、トレースを V_{IN} ピンとSENSEピンへの差動ペアとしてまとめて配線します。オプションのRCフィルタを V_{IN} ピンとSENSEピンの近くに設置し、電流検出信号をフィルタで除去することができます。
6. 帰還抵抗分割器 $R_{FB1/2}$ は V_{FB} ピンおよび V_{FBN} ピンのできるだけ近くに設置します。帰還抵抗分割器の(-)端子は出力レギュレーション点に接続し、帰還抵抗分割器の(+)端子は V_{FB} ピンに接続します。
7. C_{CAP} セラミック・コンデンサを V_{IN} ピンとCAPピンのできるだけ近くに設置します。このコンデンサはパワーPチャネルMOSFETのゲート放電電流を供給します。
8. 小信号部品は、それぞれのピンのできるだけ近くに設置します。こうすることにより、これらのピンにPCBノイズが結合する可能性が最小限に抑えられます。 V_{FB} 、 ITH 、および $FREQ$ ピンを優先します。

標準的応用例

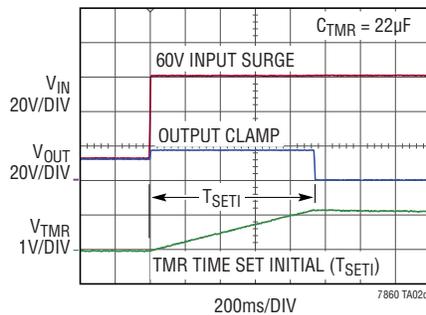
3.5V ~ 60V の入力、12V (公称)/18V (最大)、5A の出力 (535kHz)



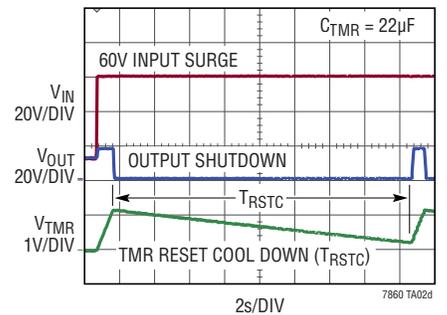
PROTECTIVE PWM: V_{OUT} Clamped to 18V During a V_{IN} Surge



PROTECTIVE PWM: V_{OUT} Clamped for TMR Timer Set Initial (T_{SETI})

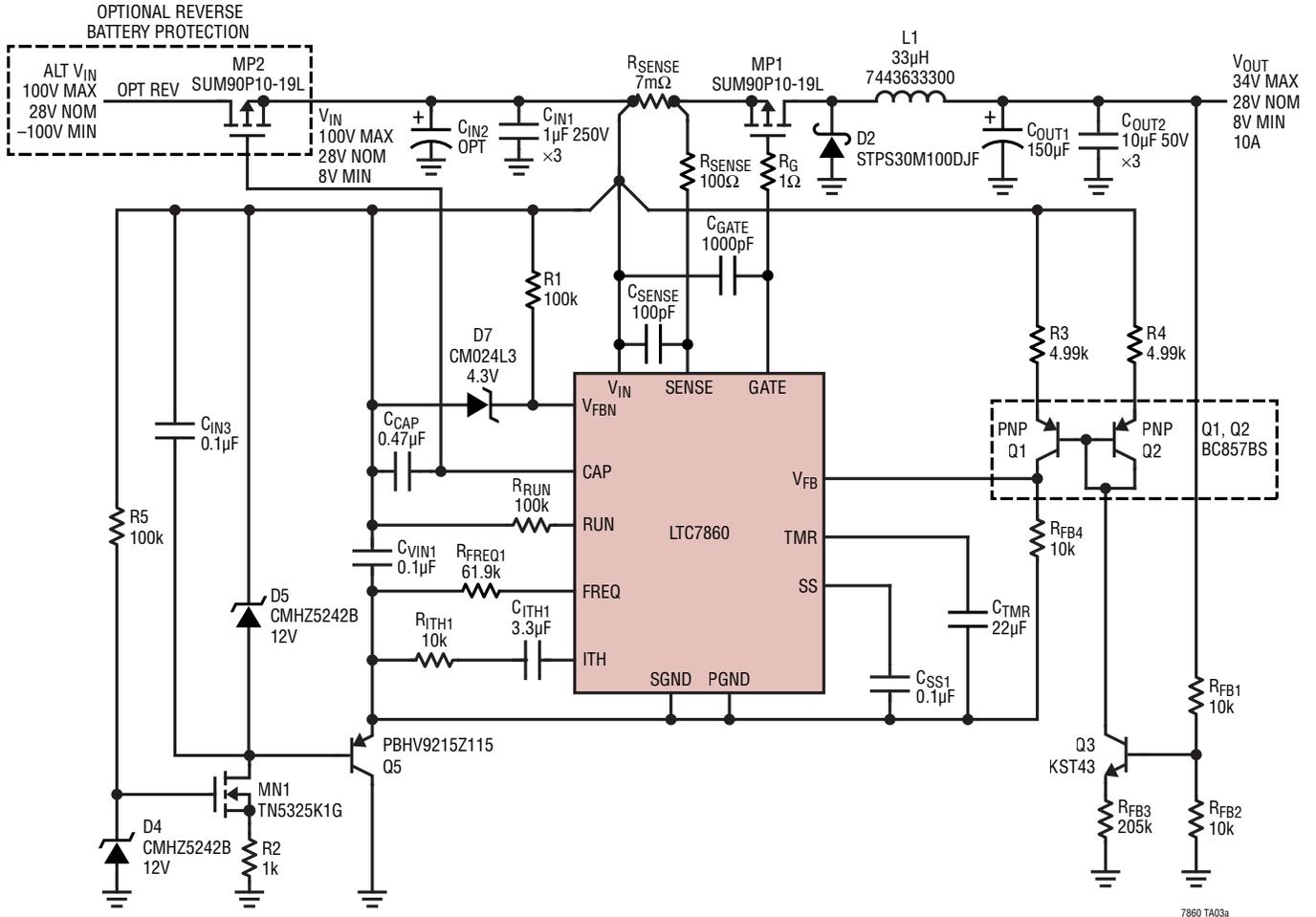


PROTECTIVE PWM: V_{OUT} Shutdown for TMR Reset Cool Down (T_{RSTC})

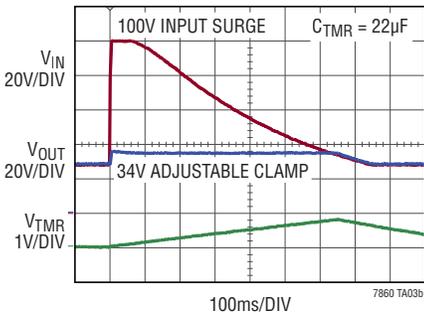


標準的応用例

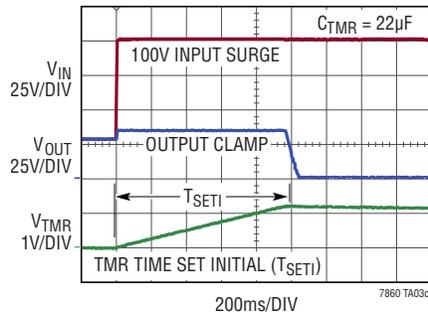
8V ~ 100Vの入力、28V(公称)/34V(最大)、10Aの出力(400kHz)、非反転帰還オプションを使用



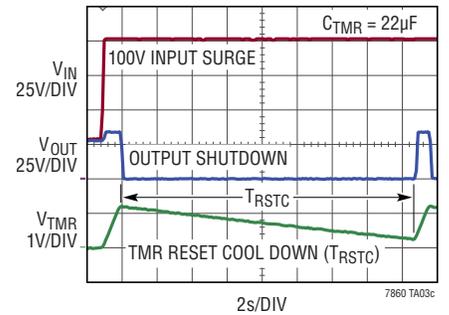
PROTECTIVE PWM: V_{OUT} Clamped to 34V During a V_{IN} Surge



PROTECTIVE PWM: V_{OUT} Clamped for TMR Timer Set Initial (T_{SETI})



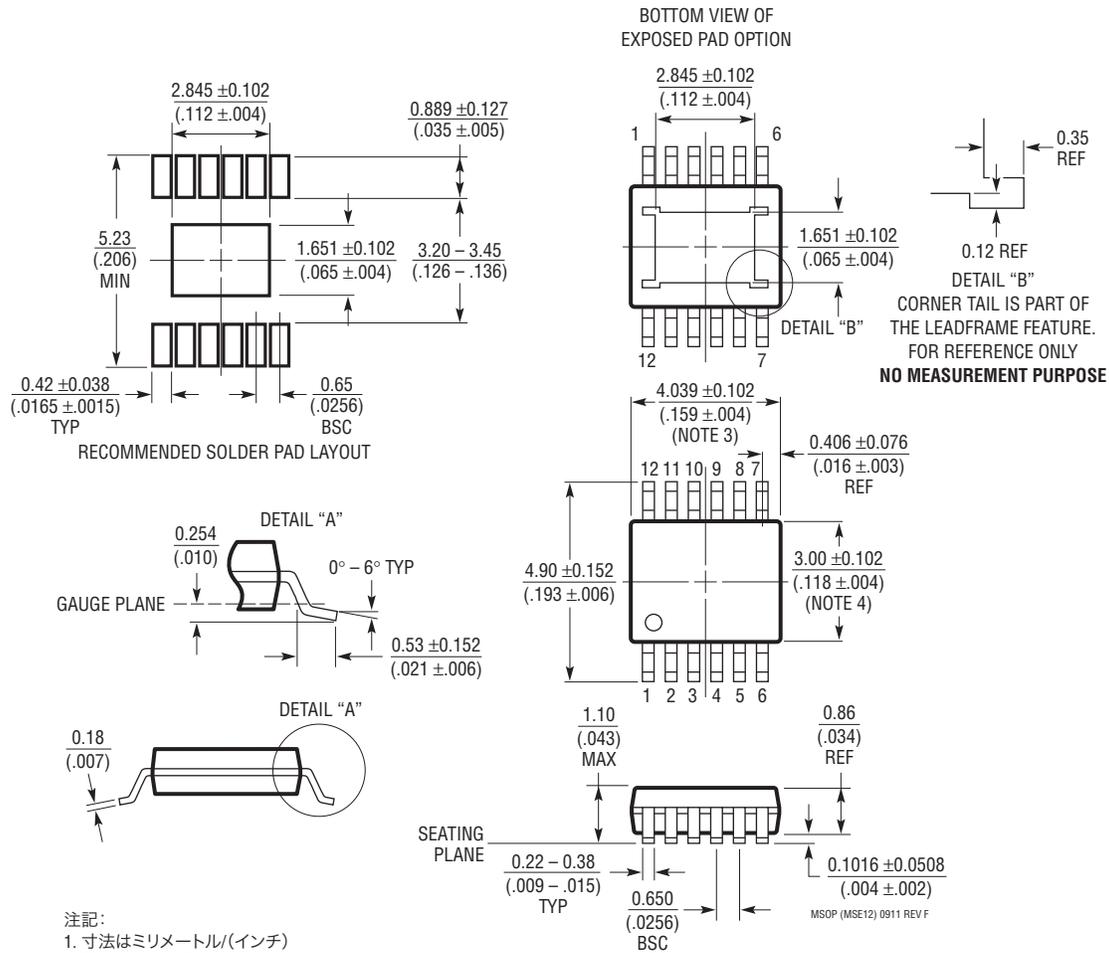
PROTECTIVE PWM: V_{OUT} Shutdown for TMR Reset Cool Down (T_{RSTC})



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。

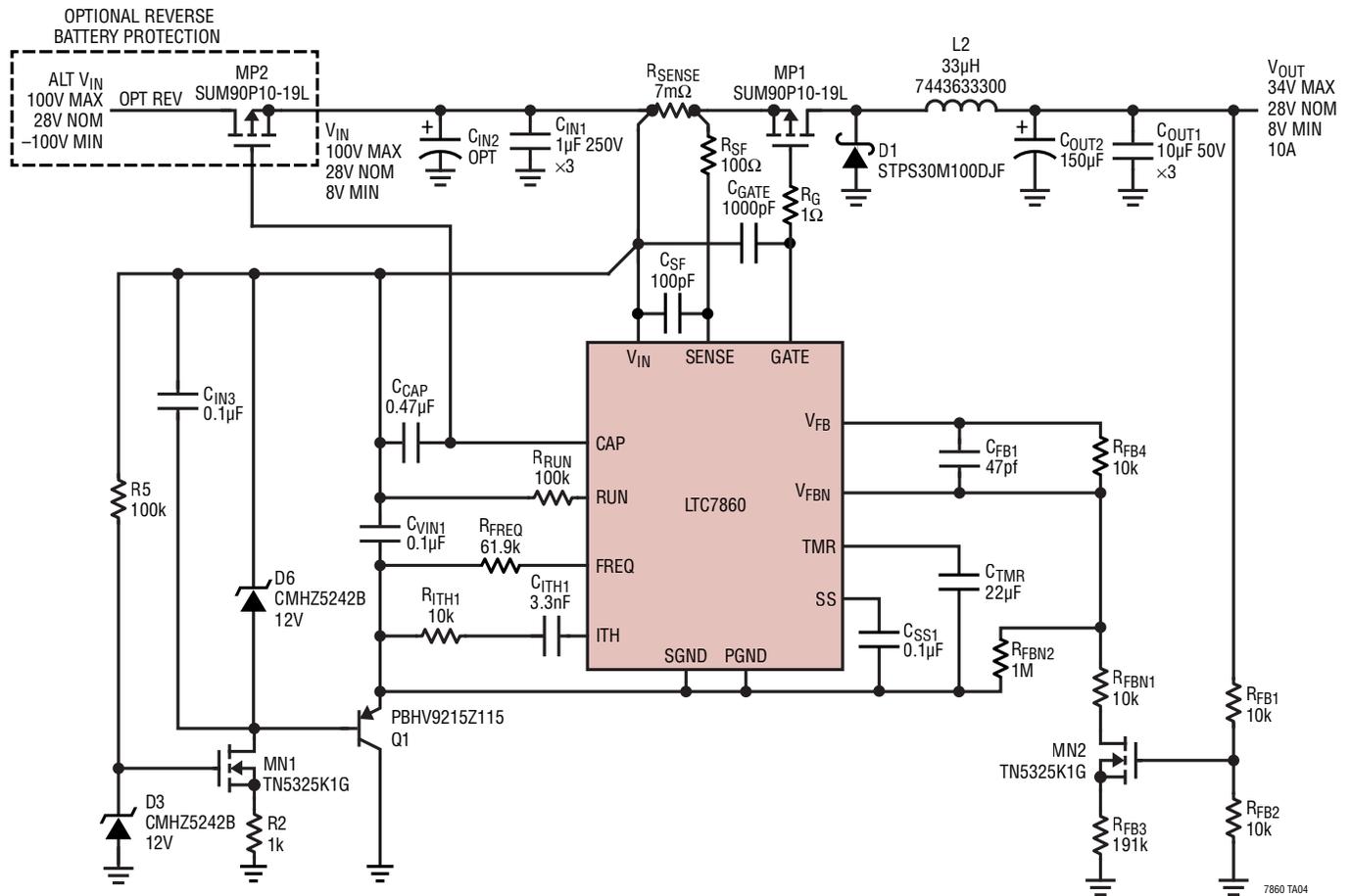
MSE Package
12-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad
 (Reference LTC DWG # 05-08-1666 Rev F)



- 注記:
1. 寸法はミリメートル/（インチ）
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない
 モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
 4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない
 リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
 5. リードの平坦度（整形後のリードの底面）は最大0.102mm (0.004")であること
 6. 露出パッドの寸法には、モールドのバリを含む
 E-PAD上のモールドのバリは、各サイドで0.254mm (0.010")を超えないこと

標準的応用例

8V～100Vの入力、28V(公称)/34V(最大)、10Aの出力(400kHz)、反転帰還オプションを使用



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT4356-1	高電圧サージ・ストップ	100Vの過電圧と過電流保護、ラッチオフと自動再試行オプション
LTC4364	理想ダイオードを備えたサージ・ストップ	動作電圧:4V～80V、逆入力保護:-40V、逆出力保護:-20V
LT4363	高電圧サージ・ストップ	100Vの過電圧と過電流保護、ラッチオフと自動試行オプション
LTC4366-1/ LTC4366-2	高電圧サージ・ストップ	広い動作電圧範囲:9V～>500V、堅牢なフローティング構成
LTC3864	デューティ・サイクル100%が可能な低 I_Q 高電圧降圧DC/DCコントローラ	固定周波数:50kHz～850kHz、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq V_{IN}$ 、 $I_Q = 40\mu A$ 、MSOP-12E、3mm×4mm DFN-12