

フォールト・ラッチオフ付き サージ・ストッパー

特長

- 高電圧サージを防止
- 調整可能な出カランプ電圧
- 過電流保護
- 広い動作範囲: 4V~80V
- -60Vまでの逆入力保護
- 低シャットダウン電流: 7 μ A
- 調整可能なラッチオフ付きフォールト・タイム
- NチャンネルMOSFETを制御
- -60V~100Vに耐えるシャットダウン・ピン
- フォールト出力表示
- レベル検出コンパレータまたはリニア・レギュレータ・コントローラとして使用可能な補助アンプ
- 4mm \times 3mm 12ピンDFNパッケージ、10ピンMSOPパッケージまたは16ピンSOパッケージ

アプリケーション

- 車載/アビオニクス・サージ保護
- ホットスワップ/活線挿入
- バッテリ駆動システム用のハイサイド・スイッチ
- 本質安全アプリケーション

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。Hot Swap, No RSENSEおよびThinSOT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。

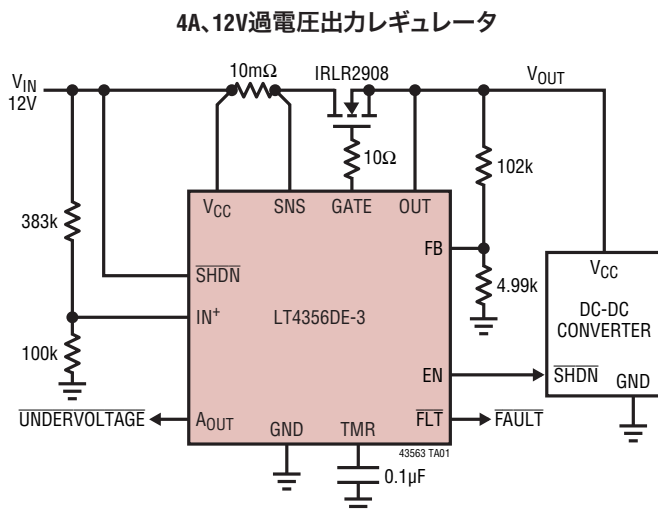
概要

LT[®]4356-3サージ・ストッパーは高い過渡電圧から負荷を保護します。このデバイスは外付けNチャンネルMOSFETのゲートを制御することにより、車載機器の負荷遮断などの過電圧事象時に出力を安定化します。出力が安全値に制限されるので、負荷は動作を続けることができます。また、過電流フォールト保護のために、V_{CC}ピンとSNSピン間の電圧降下をモニタします。内部アンプによって電流検出電圧を50mVに制限します。どちらのフォールトの状態でも、タイマはMOSFETのストレスに反比例して起動します。タイマの期限が切れると、FLTピンが“L”になり、差し迫ったパワーダウンを警告します。この状態が継続すると、MOSFETはオフし、SHDNピンが瞬間的に“L”になるまでオフ状態を維持します。

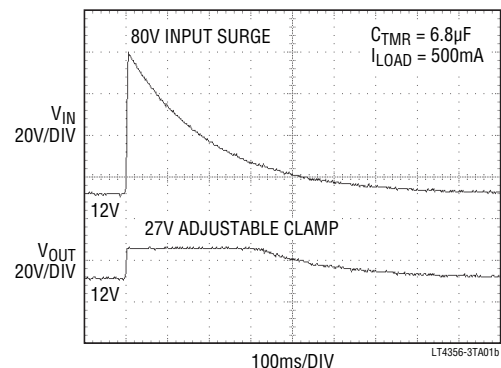
補助アンプは電圧検出コンパレータや、外付けPNPパス・トランジスタをドライブするリニア・レギュレータ・コントローラとして使用できます。

逆入力保護用のショットキーダイオードの代わりにバック・トゥ・バックFETを使用可能で、電圧降下と電力損失を低減します。SHDN入力により、補助アンプを含む全ての機能をオフし、消費電流を7 μ A以下に低減します。

標準的応用例



過電圧保護により過渡時の出力を
27Vに制限



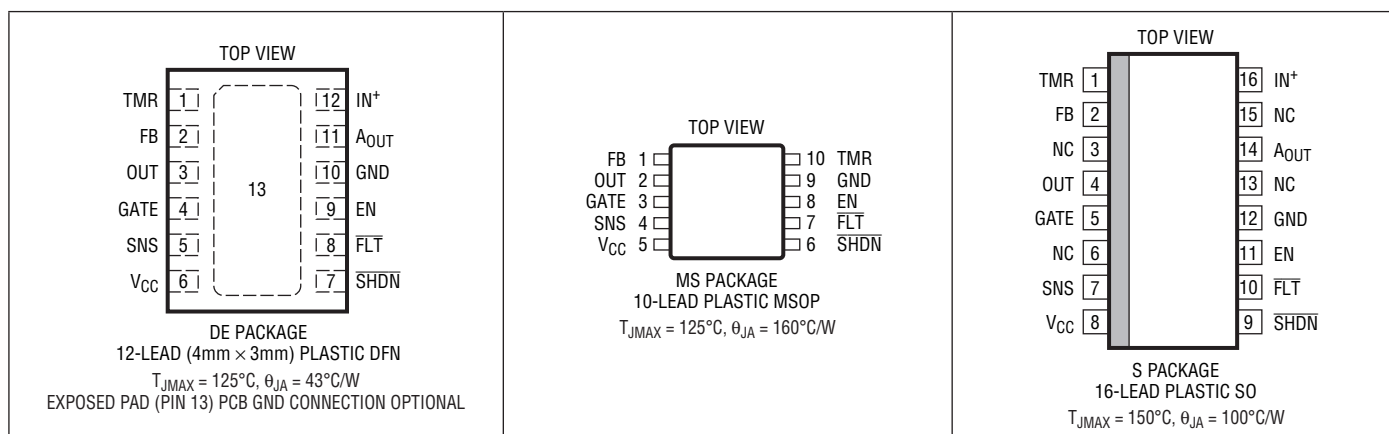
LT4356-3

絶対最大定格 (Note 1とNote 2)

V_{CC} , \overline{SHDN}	-60V~100V
SNS	$V_{CC}-30V$ または-60V~ $V_{CC}+0.3V$
OUT, A_{OUT} , \overline{FLT} , EN	-0.3V~80V
GATE (Note 3)	-0.3V~ $V_{OUT}+10V$
FB, TMR, IN^+	-0.3V~6V
A_{OUT} , EN, \overline{FLT} , IN^+	-3mA
動作温度範囲	
LT4356C-3	0°C~70°C
LT4356I-3	-40°C~85°C

LT4356H-3	-40°C~125°C
LT4356MP-3	-55°C~125°C
保存温度範囲	
DE12	-65°C~125°C
MS, SO	-65°C~150°C
リード温度(半田付け、10秒)	
MS, SO	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
LT4356CDE-3#PBF	LT4356CDE-3#TRPBF	43563	12-Lead (4mm x 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LT4356IDE-3#PBF	LT4356IDE-3#TRPBF	43563	12-Lead (4mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LT4356HDE-3#PBF	LT4356HDE-3#TRPBF	43563	12-Lead (4mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT4356CMS-3#PBF	LT4356CMS-3#TRPBF	LTFK	10-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LT4356IMS-3#PBF	LT4356IMS-3#TRPBF	LTFK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LT4356HMS-3#PBF	LT4356HMS-3#TRPBF	LTFK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT4356MPMS-3#PBF	LT4356MPMS-3#TRPBF	LTGGZ	10-Lead Plastic MSOP	-55°C to 125°C
LT4356CS-3#PBF	LT4356CS-3#TRPBF	LT4356S-3	16-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT4356IS-3#PBF	LT4356IS-3#TRPBF	LT4356S-3	16-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
LT4356HS-3#PBF	LT4356HS-3#TRPBF	LT4356S-3	16-Lead Plastic SO	-40°C to 125°C
LT4356MPS-3#PBF	LT4356MPS-3#TRPBF	LT4356MPS-3	16-Lead Plastic SO	-55°C to 125°C
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
LT4356CDE-3	LT4356CDE-3#TR	43563	12-Lead (4mm x 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LT4356IDE-3	LT4356IDE-3#TR	43563	12-Lead (4mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LT4356HDE-3	LT4356HDE-3#TR	43563	12-Lead (4mm x 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C

発注情報

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
LT4356CMS-3	LT4356CMS-3#TR	LTFFK	10-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LT4356IMS-3	LT4356IMS-3#TR	LTFFK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LT4356HMS-3	LT4356HMS-3#TR	LTFFK	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT4356MPMS-3	LT4356MPMS-3#TR	LTGGZ	10-Lead Plastic MSOP	-55°C to 125°C
LT4356CS-3	LT4356CS-3#TR	LT4356S-3	16-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT4356IS-3	LT4356IS-3#TR	LT4356S-3	16-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
LT4356HS-3	LT4356HS-3#TR	LT4356S-3	16-Lead Plastic SO	-40°C to 125°C
LT4356MPS-3	LT4356MPS-3#TR	LT4356MPS-3	16-Lead Plastic SO	-55°C to 125°C

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

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

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 12\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{CC}	Operating Voltage Range	●	4		80	V	
I_{CC}	V_{CC} Supply Current	$V_{SHDN} = \text{Float}$	●	1	1.5	mA	
		$V_{SHDN} = 0\text{V}$, $I_{IN}^+ = 1.3\text{V}$	●	7	25	μA	
		LT4356C, LT4356I LT4356H, LT4356MP	●	7	30	μA	
I_R	Reverse Input Current	$V_{SNS} = V_{CC} = -30\text{V}$, $\overline{\text{SHDN}}$ Open	●	0.3	1	mA	
		$V_{SNS} = V_{CC} = V_{SHDN} = -30\text{V}$	●	0.8	2	mA	
ΔV_{GATE}	GATE Pin Output High Voltage	$V_{CC} = 4\text{V}$; ($V_{GATE} - V_{OUT}$)	●	4.5	8	V	
		$80\text{V} \geq V_{CC} \geq 8\text{V}$; ($V_{GATE} - V_{OUT}$)	●	10	16	V	
$I_{GATE(UP)}$	GATE Pin Pull-Up Current	$V_{GATE} = 12\text{V}$; $V_{CC} = 12\text{V}$; LT4356C, LT4356I, LT4356H	●	-4	-23	-36	μA
		$V_{GATE} = 12\text{V}$; $V_{CC} = 12\text{V}$; LT4356MP	●	-4	-23	-38	μA
		$V_{GATE} = 48\text{V}$; $V_{CC} = 48\text{V}$	●	-4.5	-30	-50	μA
$I_{GATE(DN)}$	GATE Pin Pull-Down Current	Overvoltage, $V_{FB} = 1.4\text{V}$, $V_{GATE} = 12\text{V}$	●	75	150	mA	
		Overcurrent, $V_{CC} - V_{SNS} = 120\text{mV}$, $V_{GATE} = 12\text{V}$	●	4	10	mA	
		Shutdown Mode, $V_{SHDN} = 0\text{V}$, $V_{GATE} = 12\text{V}$	●	1.5	5	mA	
V_{FB}	FB Pin Servo Voltage	$V_{GATE} = 12\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$; LT4356C, LT4356I	●	1.225	1.25	1.275	V
		$V_{GATE} = 12\text{V}$, $V_{OUT} = 12\text{V}$; LT4356H, LT4356MP	●	1.215	1.25	1.275	V
I_{FB}	FB Pin Input Current	$V_{FB} = 1.25\text{V}$	●	0.3	1	μA	
ΔV_{SNS}	Overcurrent Fault Threshold	$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$, $V_{CC} = 12\text{V}$; LT4356C, LT4356I	●	45	50	55	mV
		$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$, $V_{CC} = 12\text{V}$; LT4356H	●	42.5	50	55	mV
		$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$, $V_{CC} = 12\text{V}$; LT4356MP	●	42.5	50	56	mV
		$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$, $V_{CC} = 48\text{V}$; LT4356C, LT4356I	●	46	51	56	mV
		$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$, $V_{CC} = 48\text{V}$; LT4356H	●	43	51	56	mV
		$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$, $V_{CC} = 48\text{V}$; LT4356MP	●	43	51	57	mV
I_{SNS}	SNS Pin Input Current	$V_{SNS} = V_{CC} = 12\text{V}$ to 48V	●	5	10	μA	
I_{LEAK}	FLT, EN Pins Leakage Current	FLT, EN = 80V	●		2.5	μA	
	A _{OUT} Pin Leakage Current	A _{OUT} = 80V			4.5	μA	
I_{TMR}	TMR Pin Pull-up Current	$V_{TMR} = 1\text{V}$, $V_{FB} = 1.5\text{V}$, ($V_{CC} - V_{OUT}$) = 0.5V	●	-1.5	-2.5	-4	μA
		$V_{TMR} = 1\text{V}$, $V_{FB} = 1.5\text{V}$, ($V_{CC} - V_{OUT}$) = 75V	●	-44	-50	-56	μA
		$V_{TMR} = 1.3\text{V}$, $V_{FB} = 1.5\text{V}$, ($V_{CC} - V_{OUT}$) = 75V	●	-3.5	-5.5	-8.5	μA
		$V_{TMR} = 1\text{V}$, $\Delta V_{SNS} = 60\text{mV}$, ($V_{CC} - V_{OUT}$) = 0.5V	●	-2.5	-4.5	-6.5	μA
		$V_{TMR} = 1\text{V}$, $\Delta V_{SNS} = 60\text{mV}$, ($V_{CC} - V_{OUT}$) = 80V	●	-195	-260	-325	μA
	TMR Pin Pull-down Current	$V_{TMR} = 1\text{V}$, $V_{FB} = 1\text{V}$, $\Delta V_{SNS} = 0\text{V}$	●	1.5	2.2	2.7	μA
V_{TMR}	TMR Pin Thresholds	FLT From High to Low, $V_{CC} = 5\text{V}$ to 80V	●	1.22	1.25	1.28	V

LT4356-3

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 12\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ΔV_{TMR}	Early Warning Period	From $\overline{\text{FLT}}$ going Low to GATE going Low, $V_{CC} = 5\text{V to } 80\text{V}$	● 80	100	120	mV
V_{IN^+}	IN^+ Pin Threshold		● 1.22	1.25	1.28	V
I_{IN^+}	IN^+ Pin Input Current	$V_{IN^+} = 1.25\text{V}$	●	0.3	1	μA
V_{OL}	$\overline{\text{FLT}}$, EN, A_{OUT} Pins Output Low	$I_{\text{SINK}} = 2\text{mA}$	●	2	8	V
		$I_{\text{SINK}} = 0.1\text{mA}$	●	300	800	mV
I_{OUT}	OUT Pin Input Current	$V_{\text{OUT}} = V_{CC} = 12\text{V}$; LT4356C, LT4356I, LT4356H	●	200	300	μA
		$V_{\text{OUT}} = V_{CC} = 12\text{V}$; LT4356MP	●	200	310	μA
		$V_{\text{OUT}} = V_{CC} = 12\text{V}$, $V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$	●	6	14	mA
ΔV_{OUT}	OUT Pin High Threshold	$\Delta V_{\text{OUT}} = V_{CC} - V_{\text{OUT}}$; EN From Low to High	● 0.25	0.5	0.7	V
V_{SHDN}	SHDN Pin Threshold	$V_{CC} = 12\text{V to } 48\text{V}$	● 0.6	1.4	1.7	V
			● 0.4		2.1	V
$V_{\text{SHDN(FLT)}}$	SHDN Pin Float Voltage	$V_{CC} = 12\text{V to } 48\text{V}$	● 0.6	1.2	2.1	V
I_{SHDN}	SHDN Pin Current	$V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$	● -1	-4	-8	μA
$t_{\text{OFF(OC)}}$	Overcurrent Turn Off Delay Time	GATE From High to Low, $\Delta V_{\text{SNS}} = 0 \rightarrow 120\text{mV}$; LT4356C, LT4356I, LT4356H LT4356MP	●	2	4	μs
			●	2	4.5	μs
$t_{\text{OFF(OV)}}$	Overvoltage Turn Off Delay Time	GATE From High to Low, $V_{\text{FB}} = 0 \rightarrow 1.5\text{V}$	●	0.25	1	μs

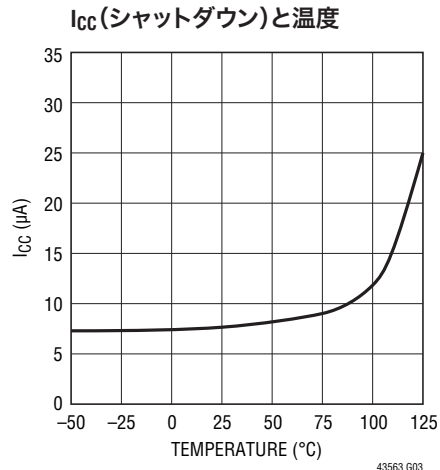
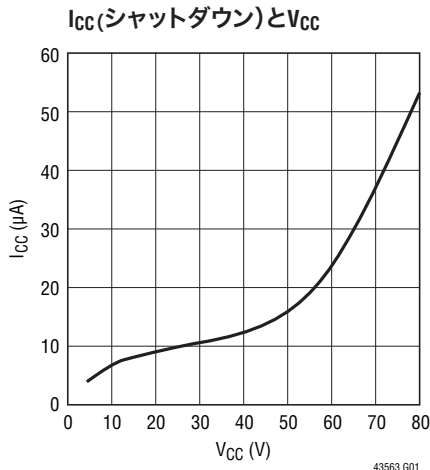
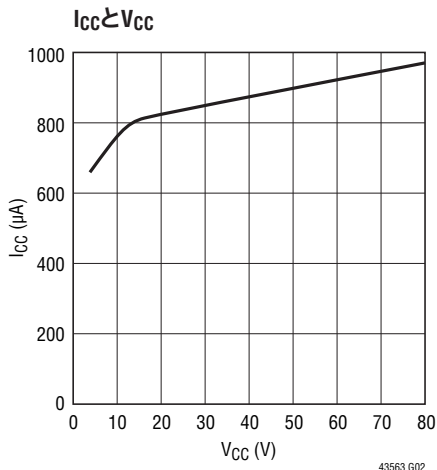
Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 3: 内部クランプにより、GATEピンはOUTピンより最小10V高い電圧に制限される。このピンをクランプ電圧より高い電圧にドライブするとデバイスを損傷するおそれがある。

Note 2: デバイスのピンに流れ込む電流はすべて正。デバイスのピンから流れ出す電流はすべて負。注記がない限り、すべての電圧はグラウンドを基準にしている。

標準的性能特性

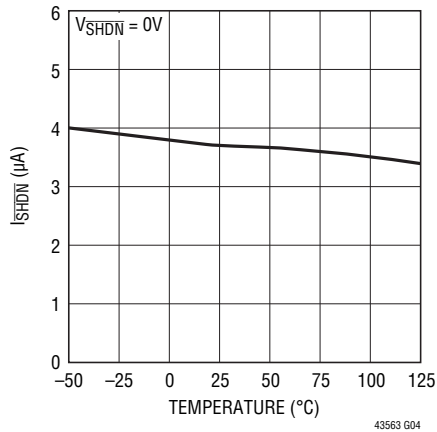
注記がない限り、規格値は $V_{CC} = 12\text{V}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。



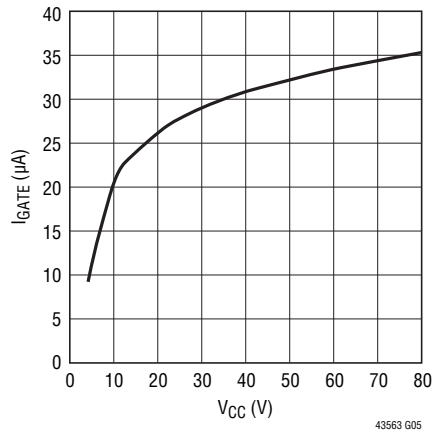
標準的性能特性

注記がない限り、規格値は $V_{CC} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ での値。

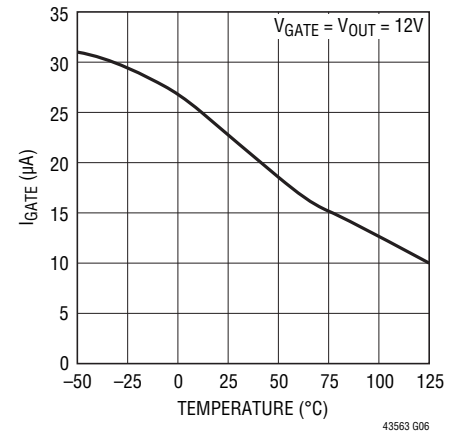
SHDN電流と温度



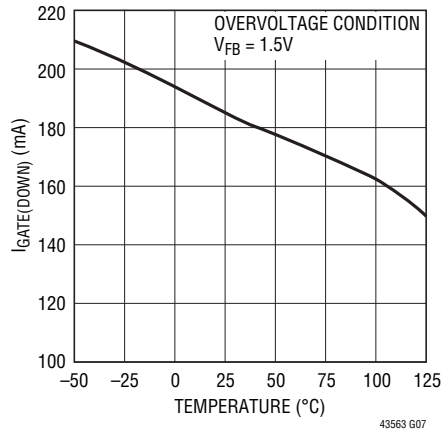
GATEプルアップ電流と V_{CC}



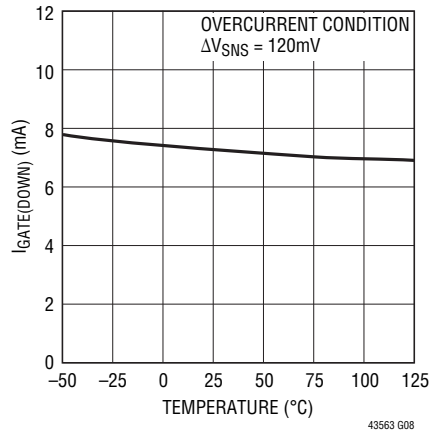
GATEプルアップ電流と温度



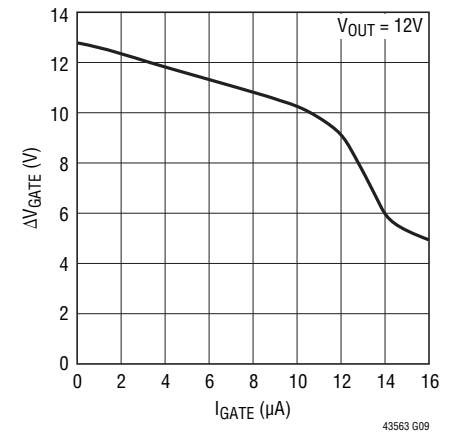
GATEプルダウン電流と温度



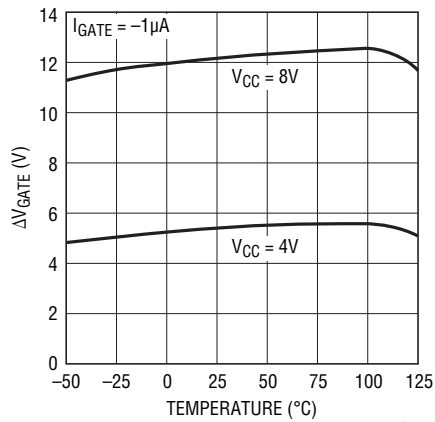
GATEプルダウン電流と温度



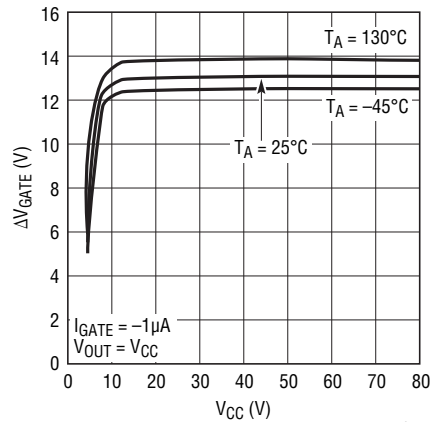
ΔV_{GATE} と I_{GATE}



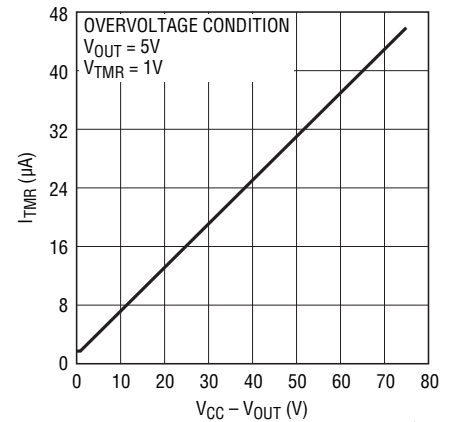
ΔV_{GATE} と温度



ΔV_{GATE} と V_{CC}



過電圧TMR電流と($V_{CC} - V_{OUT}$)

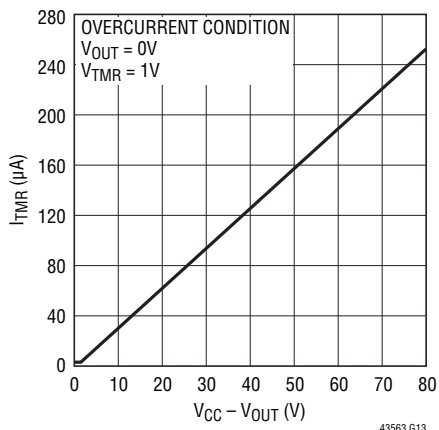


LT4356-3

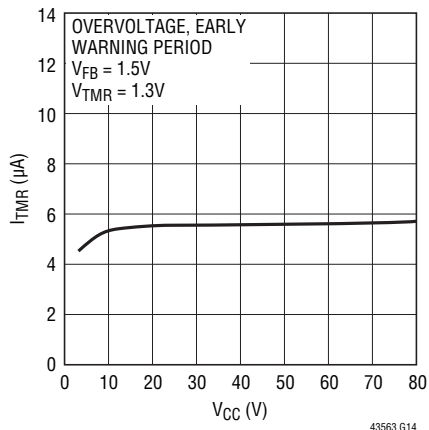
標準的性能特性

注記がない限り、規格値は $V_{CC} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ での値。

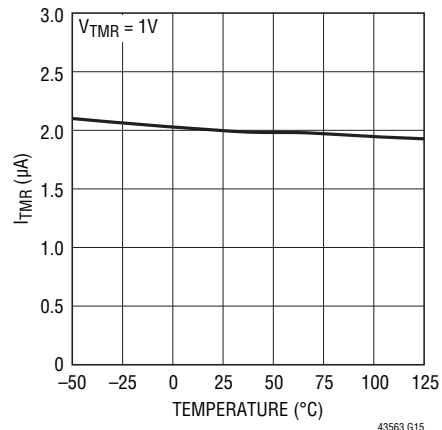
過電流TMR電流と $(V_{CC} - V_{OUT})$



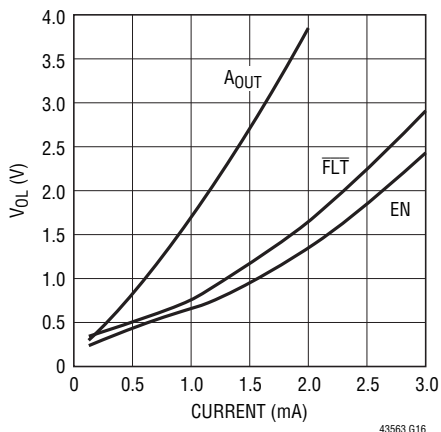
警告期間TMR電流と V_{CC}



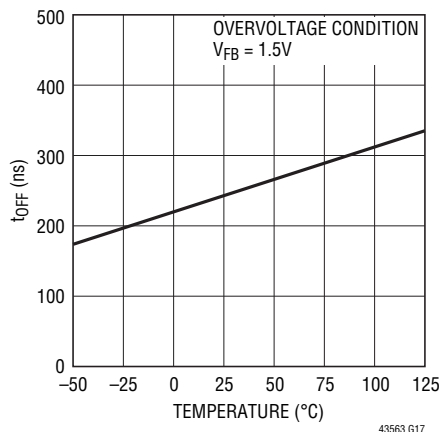
TMRプルダウン電流と温度



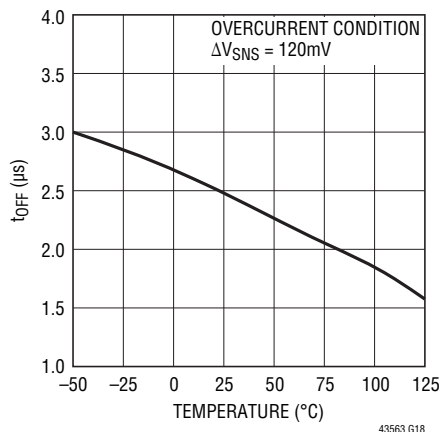
出力低電圧と電流



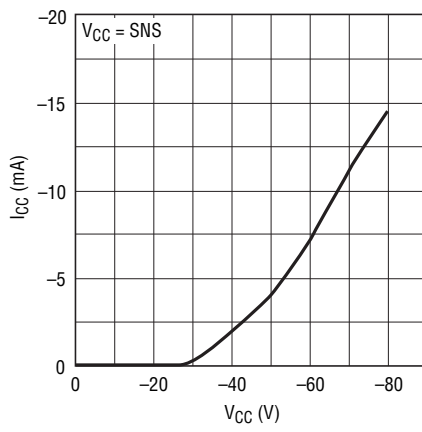
過電圧ターンオフ時間と温度



過電流ターンオフ時間と温度



逆電流と逆電圧



ピン機能

A_{OUT} (DFNおよびSOパッケージのみ): アンプの出力。補助アンプのオープン・コレクタ出力。80Vから最大2mAをシンクする能力があります。アンプの負入力は内部で1.25Vリファレンスに接続されています。

EN: オープン・コレクタのイネーブル出力。ENピンはOUTピンの電圧が($V_{CC}-0.7V$)を超えるとハイ・インピーダンスになり、外付けMOSFETが完全にオンしたことを示します。このピンの状態は、OUTピンの電圧が0.5V以下でリセットされ、再び2Vを超えて上昇するまでラッチされます。内部NPNは80Vから最大3mAの電流をシンクする能力があり、LEDまたはオプトカップラをドライブします。

露出パッド: 露出パッドはオープンのままにするか、デバイスのグラウンド(GND)に接続することができます。

FB: 電圧レギュレータの帰還入力。このピンは、OUTピンとグラウンドの間に接続された出力抵抗分割器のセンタータップに接続します。過電圧状態の間、GATEピンはサーボ制御され、FBピンの1.25Vスレッシュホールドを維持します。このピンは内部で7Vにクランプされています。OVクランプをデイスエーブルするにはGNDに接続します。

FLT: オープン・コレクタのフォールト出力。このピンは、TMRピンの電圧が1.25Vのフォールト・スレッシュホールドに達した後、“L”になります。それは、電源電圧が長い時間高いレベルに留まっているか(電圧フォールト)、またはデバイスが過電流状態にあるか(電流フォールト)のどちらかのため、パス・トランジスタがオフしようとしていることを示しています。内部NPNは80Vから最大3mAの電流をシンクする能力があり、LEDまたはオプトカップラをドライブします。

GATE: NチャンネルMOSFETのゲート・ドライブ出力。GATEピンは内部のチャージポンプ電流源によってプルアップされ、OUTピンより14V高い電圧にクランプされます。電圧アンプと電流アンプの両方がGATEピンを制御して出力電圧を安定化し、MOSFETを流れる電流を制限します。

GND: デバイスのグラウンド。

IN⁺ (DFNおよびSOパッケージのみ): 補助アンプの正入力。このアンプは外部ヒステリシス付きレベル検出コンパレータまたは外付けのPNPトランジスタを制御するリニア・レギュレータとして使用できます。このピンは内部で7Vにクランプされていません。使用しない場合、グラウンドに接続します。

OUT: 出力電圧センス入力。このピンはNチャンネルMOSFETのソースの電圧を検出し、フォールト・タイマ電流を設定します。OUTピンの電圧が V_{CC} から0.7V外れると、ENピンがハイ・インピーダンスになります。

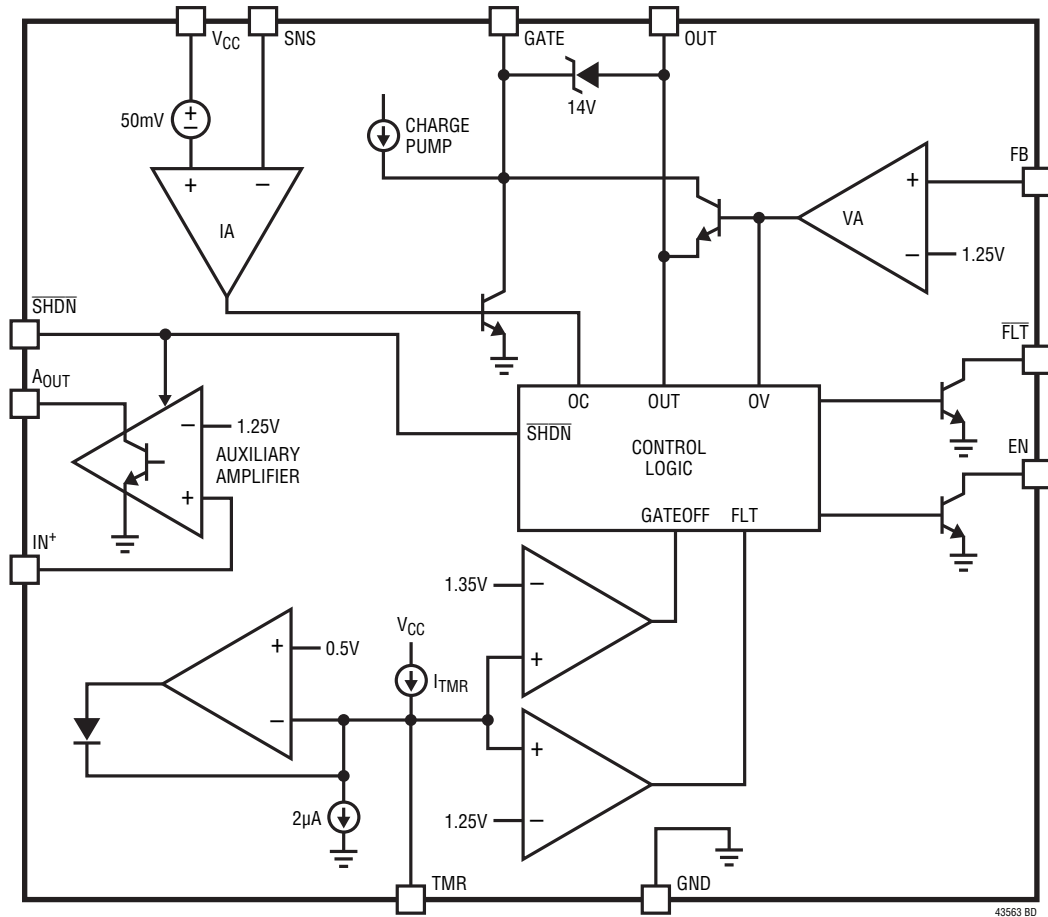
SHDN: シャットダウン制御入力。 \overline{SHDN} ピンを0.4Vのシャットダウン・スレッシュホールドより低い電圧に引き下げることにより、LT4356-3を低電流モードにシャットダウンすることができます。補助アンプを含む全ての機能がオフします。このピンを1.7Vより高い電圧に引き上げるか、または切り離すと、内部電流源がデバイスを再度オンします。フォールト・タイムアウトによりGATEピンが“L”になったときは、 \overline{SHDN} ピンを少なくとも100 μ sの間“L”にし、その後10V/msより高速なスルーレートで“H”にすることでデバイスを再起動することができます。デバイスをオンするためのプルアップ・デバイスを使わない場合、このピンのグラウンドへのリーク電流が1 μ Aを超えないように制限します。 \overline{SHDN} ピンは、損傷を生じることなく、100Vまで引き上げるか、またはGNDより60V低い電圧まで引き下げることができます。

SNS: 電流センス入力。このピンを電流センス抵抗の出力に接続します。電流制限回路がGATEピンを制御して、 V_{CC} ピンとSNSピンの間のセンス電圧を50mVに制限します。同時に、センスアンプは電流源を起動して、TMRピンを充電します。このピンはGNDより60V低い電圧まで引き下げることができますが V_{CC} ピンとの電圧差は30V未満に制限する必要があります。使用しない場合、 V_{CC} に接続します。

TMR: フォールト・タイマ入力。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続して、早期警告、フォールト期間の各時間を設定します。フォールト状態の間このピンの充電電流は V_{CC} ピンとOUTピンの間の電圧差に依存します。 V_{TMR} が1.25Vに達すると、FLTピンが“L”になってフォールト状態を検出したことを表示します。この状態が継続すると、 V_{TMR} が1.35Vのスレッシュホールドに達したときパス・トランジスタがオフになります。フォールト状態が解消して、TMRピンが0.5Vに達しても、GATEピンは“L”のままです。

V_{CC}: 正電源電圧入力。通常動作の正電源の入力範囲は4V～80Vです。逆バッテリー状態では、デバイスに損傷を与えることなく、グラウンドより60V低い電位まで引き下げることができます。すべての機能ブロックがオフになると、消費電流は7 μ Aまで減少します。

機能ブロック図



43563 BD

動作

車載用など電源システムによっては短時間の高電圧サージに対処する必要があります。負荷回路をこれらの過渡から保護する必要がありますが、高い可用性が求められるシステムではこれらの事象の間もなお動作を継続する必要があります。

LT4356-3は過電圧保護レギュレータで、パス・トランジスタとしての外付けNチャンネルMOSFETをドライブします。このデバイスは4V～80Vの広い電源電圧範囲で動作します。また、損傷を生じることなく、グラウンド電位より最大60V引き下げることができます。4Vの低電源要件により、車載アプリケーションのクールドクランク状態のときでさえ動作可能です。内部チャージポンプがNチャンネルMOSFETをオンにして、非常に少ない電力損失で電流を負荷に供給します。2個のMOSFETをバック・トゥ・バックで接続し、逆入力保護用のインライン・ショットキー・ダイオードと置き換えることができます。こうすると、効率が改善され、クールドクランク時の負荷回路へ供給できる電源電圧レベルが増加します。

通常、パス・トランジスタは完全にオン状態であり、非常に小さな電圧降下で負荷に給電します。電源電圧のサージが高すぎると、電圧アンプ (VA) がMOSFETのゲートを制御して、OUTピンからグラウンドに接続された外付け抵抗分割器と内部の1.25Vリファレンスで設定されたレベルにソース・ピンの電圧を制御します。電流源がTMRピンからグラウンドに接続されたコンデンサを充電し始めます。TMRピンの電圧 (V_{TMR}) が1.25Vに達すると、 \overline{FLT} ピンが“L”になって過電圧状態によるターンオフが差し迫っていることを示します。パス・トランジスタはTMRピンが1.35Vに達するまでオンのままで、1.35Vに達した時点でGATEピンが“L”になり、MOSFETをオフにします。

TMRピンの電位は過電圧状態が解消すると直ちに下がり始めますが、GATEピンはTMRピンが0.5Vに達しても“L”のままです。 \overline{SHDN} ピンを一瞬“L”にすると、GATEピンはオンに戻ります。

フォールト・タイマは、短時間の過渡事象の間は負荷の動作を継続させますが、他方、車載品のロード・ダンプなど、長時間の電源の過電圧による損傷からMOSFETを保護します。タイマの時間はMOSFET両端の電圧に応じて変化します。高い電圧ほど短いフォールト・タイマ時間に相当し、MOSFETが安全動作領域 (SOA) 内で動作するようにします。

LT4356-3は V_{CC} ピンとSNSピンの間に置かれたオプションのセンス抵抗両端の電圧をモニタして、過電流状態を検出します。アクティブ電流制限回路 (IA) がGATEピンを制御して、センス電圧を50mVに制限します。電流も生成され、TMRピンの充電を開始します。この電流は過電圧発生時に生じる電流の約5倍です。TMRピンの電圧が1.25Vに達すると \overline{FLT} ピンが“L”になり、1.35Vに達するとMOSFETがオフになります。

補助アンプ (SA) が備わっており、その負入力は内部の1.25Vリファレンスに接続されています。出力のプルダウン・デバイスは最大2mAの電流をシンクする能力があるので、LEDまたはオプトカップラをドライブすることができます。このアンプは外付けPNPトランジスタをドライブするリニア・レギュレータ・コンローラまたは電圧をモニタするコンパレータ回路として構成することができます。

\overline{SHDN} ピンがパス・トランジスタをオフにして、消費電流を7 μ A未満に軽減します。

アプリケーション情報

LT4356-3は電源過渡や過電流発生時に負荷回路への電圧と電流を制限することができます。合計フォールト・タイマ時間は、短時間の過電圧過渡を乗り切ると同時にパス・トランジスタへの損傷が生じないように設定する必要があります。このアプリケーションにとってこのNチャネルMOSFETパス・トランジスタの選択は重要です。これはオン状態に留まって、通常動作時には入力電源から負荷への低インピーダンス経路を確保し、過電圧や過電流状態の間は電力を消費する必要があります。

以下に過電流や過電圧のフォールトについて、また必要とされる警告時間に基づいたタイマ・コンデンサの値の選択について説明します。NチャネルMOSFETパス・トランジスタの選択についてその次に説明します。補助アンプ、逆入力およびシャットダウンの各機能については「MOSFETの選択」の後で取り上げます。外付け部品の選択の詳細については「設計例」で説明します。

過電圧フォールト

LT4356-3は過電圧状態の間OUTピンの電圧を制限します。内部の電圧アンプがGATEピンの電圧を制御して、FBピンの1.25Vスレッシュホールドを維持します。この間、パワーMOSFETはオンのままで、負荷に電流を供給し続けます。これにより、短時間の過電圧過渡現象が発生しても、それには中断されることのない動作が可能です。

TMRピンからグラウンドに接続されたタイマ・コンデンサによって設定されるタイムアウト時間を超えて電圧制御ループが作動すると、過電圧フォールトが検出されます。GATEピンが150mAの電流によってOUTピンまでプルダウンされます。これにより、車載品のロード・ダンプのような長時間の過電圧時にパワーMOSFETが損傷を受けるのを防ぎます。SHDNピンを少なくとも100 μ sの間“L”にし、その後10V/msより高速なスルーレートで“H”にすることでGATEピンを再度プルアップすることができます。

過電流フォールト

LT4356-3は調節可能な電流制限を備えており、短絡や過度の負荷電流に対して保護します。過電流状態の間GATEピンが制御され、V_{CC}とSNSピンの間の電流センス電圧を50mVに制限します。

タイマ・コンデンサによって設定されるタイムアウト遅延より長く電流制限回路が作動すると過電流フォールトが生じます。次いでGATEピンがGNDへの10mA電流によって直ちに“L”に引き下げられ、MOSFETがオフになります。SHDNピンが少なくとも100 μ sの間“L”になり、その後、10V/msより高速なスルーレートで“H”になるまでGATEピンは“L”のままになります。

フォールト・タイマ

LT4356-3には調節可能なフォールト・タイマ・ピンが備わっています。コンデンサをTMRピンからグラウンドに接続すると、MOSFETがオフになるまでの遅延タイマの時間が設定されます。同じコンデンサが、フォールト状態が解消した後MOSFETが再度オン可能になるまでのクールダウン期間も設定します。

過電圧または過電流のどちらかのフォールト状態が検出されると、電流源がTMRピンを充電します。電流レベルは、パワーMOSFETのドレイン端子とソース端子間の電圧降下(V_{DS})に応じて変化します。これは一般にV_{CC}ピンからOUTピンまでの電圧降下に等しくなります。この方式は、固定されたタイマ電流に比べて、MOSFETの使用可能な安全動作領域(SOA)の利点をよりよく活用しています。タイマ機能は全温度範囲にわたってV_{CC} = 5Vまで動作します。

アプリケーション情報

フォールト・タイマ電流

タイマ電流は0.5V以下のV_{DS}で約2μAから流れ始め、過電圧フォールト時にはV_{DS}が75Vで50μAまで直線的に増加します(図1)。過電流フォールトでは、0.5V以下のV_{DS}で4μAから流れ始めますが、MOSFETの両端が80Vでは260μAに増加します(図2)。このように構成すると、過電流状態ではもっと多くの電力が消費されるので、パス・トランジスタは過電流発生時にはさらに速くオフすることができます。過電圧と過電流両方の発生時の異なったV_{DS}でのタイマ電流に関しては、「標準的性能特性」を参照してください。

TMRピンの電圧(V_{TMR})が1.25Vのスレッシュホールドに達すると、 $\overline{\text{FLT}}$ ピンが“L”になってフォールト状態の検出を表示し、電力供給の停止が差し迫っていることを負荷に警告します。過電圧フォールトの場合、タイマ電流は固定5μAに切り替わります。 $\overline{\text{FLT}}$ が“L”にアサートされてからMOSFETがオフになるまでの時間は次のように求められます。

$$t_{\text{WARNING}} = \frac{C_{\text{TMR}} \cdot 100\text{mV}}{5\mu\text{A}}$$

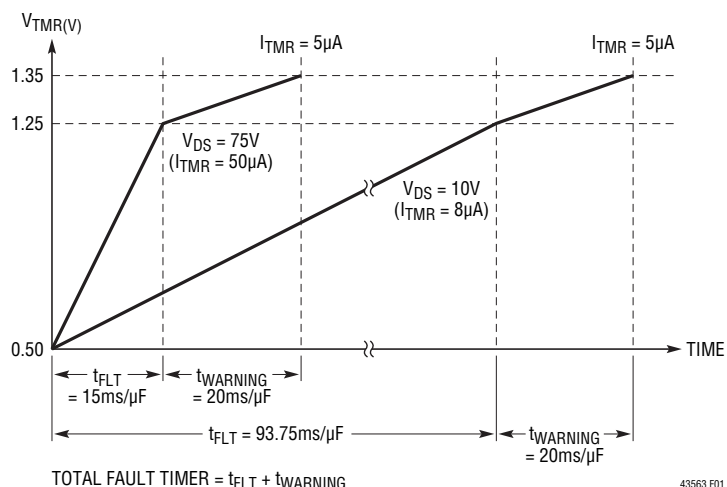


図1. 過電圧フォールト・タイマの電流

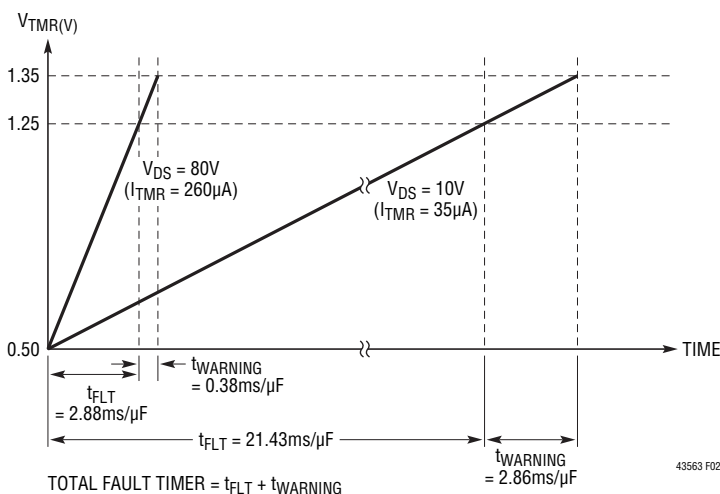


図2. 過電流フォールト・タイマの電流

アプリケーション情報

この固定された早期警告時間により、システムは電源が切断される前に必要なバックアップやハウスキーピングを実行することができます。V_{TMR}が1.35Vのスレッシュホールドを超えると、直ちにGATEピンが“L”になり、MOSFETがオフになります。過電流発生時、タイマ電流はV_{TMR}が1.25Vのスレッシュホールドに達した後も5μAに減少しないことに注意してください。これは、全体のフォールト・タイム時間が長くなり、パワーMOSFETへのストレスが増加するためです。フォールト時間の解消によりGATEピンが“L”になった後に、LT4356-3はラッチオフします。デバイスのリセットを試みる前に、TMRピンが0.5Vまで放電し（標準放電電流は2.2μA）MOSFETが冷えるための十分な時間をとってください。リセットするためには、SHDNピンを少なくとも100μsの間“L”にして、その後、少なくとも10V/msのスルーレートで“H”にします。

MOSFETの選択

LT4356-3はNチャネルMOSFETをドライブして負荷電流を供給します。MOSFETの重要な特性は、オン抵抗R_{DS(ON)}、最大ドレイン-ソース間電圧V_{(BR)DSS}、スレッシュホールド電圧、およびSOAです。

最大許容ドレイン-ソース間電圧は電源電圧より高くないければなりません。出力がグラウンドに短絡するか、または過電圧が生じている間、全電源電圧がMOSFETの両端に生じます。

V_{CC}が8Vより高いアプリケーションでは、MOSFETのゲート・ドライブは10Vより大きく、16Vより小さいことが保証されています。このため、標準的スレッシュホールド電圧のNチャネルMOSFETを使用することができます。V_{CC}が8Vより小さいシステムでは、ゲート・ドライブがわずか4.5Vまで下がることがあるので、ロジック・レベルのMOSFETが必要です。

MOSFETのSOAはすべてのフォールト状態を包含する必要があります。通常動作では、パス・トランジスタは完全にオン状態であり、非常にわずかの電力しか消費しません。ただし、過電圧フォールトまたは過電流フォールトのどちらでも、その間GATEピンがサーボ制御され、MOSFETを介して出力の電圧または電流を安定制御します。いずれの場合も、MOSFET両端に大きな電流と高い電圧降下がともに生じます。フォールト・タイム・コンデンサの選択とともに、MOSFETのSOA曲線を注意深く検討する必要があります。

MOSFET内の過渡ストレス

過電圧発生時、LT4356-3は直列パスMOSFETをドライブして出力電圧を許容可能なレベルに安定化します。負荷回路はこの期間を通して動作を継続することができますが、唯一の代償としてMOSFETパス・デバイス内に電力損失を生じます。MOSFETの電力損失（つまりストレス）は入力電圧波形、安定化電圧および負荷電流と相関関係があります。MOSFETはこのストレスに耐えるサイズが必要です。

ほとんどの過渡現象の規定には、図3のモデルが使用されます。理想的な波形はt_rの上昇時間でリニアに急上昇し、V_{PK}のピーク電圧に達してから時定数tで指数関数的に再度V_{IN}まで減衰します。車載品の一般的な過渡規定の定数は、t_r = 10μs、V_{PK} = 80Vおよびτ = 1msです。「ロード・ダンプ」と呼ばれるサージ現象の定数は、t_r = 5ms、V_{PK} = 60Vおよびτ = 200msです。

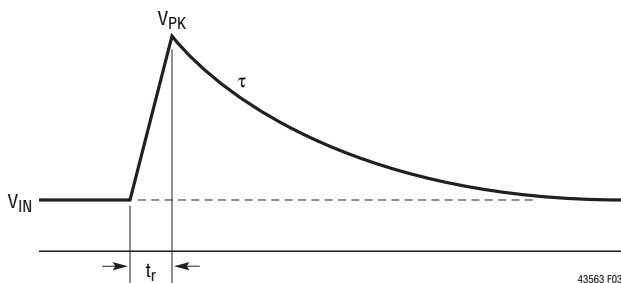


図3. 基本的な過渡波形

アプリケーション情報

MOSFETのストレスはデバイス内部で消費される電力に起因します。100ms以上の長時間のサージでは、ストレスはますます熱伝達によって左右されます。つまり、これはデバイスのパッケージングと実装、およびヒートシンクの熱質量の問題になります。これはMOSFETのサーマル・モデルを使用したシミュレーションによって解析されます。

100ms未満の短時間の過渡では、MOSFETが耐え抜くかどうかはますます安全動作領域(SOA) (MOSFET固有の性質)の問題になります。SOAは、与えられた任意の V_{DS} と I_D の条件で、MOSFETの接合部温度を最大定格まで上昇させるのに必要な時間を数量化します。MOSFETのSOAは「ワットの2乗掛ける秒(P^2t)」を単位として表されます。この数値はどんな種類のデバイスでも100ms未満の時間では本質的に一定で、DC動作条件では無限に上昇します。バルク・ダイ温度以外の破壊メカニズムがSOAのグラフの正確に描かれた線を歪めるので I_D と V_{DS} のすべての組み合わせに対して P^2t が同じであるというわけではありません。特に、 V_{DS} が最大定格に近づくと P^2t が劣化する傾向があり、特定の電圧を超えるとデバイスによってはエネルギー吸収の役にたたなくなります。

過渡ストレスの計算

与えられた任意のアプリケーションに適したMOSFETを選択するには、各入力過渡に対して、動作を中断することのないSOAストレスを計算する必要があります。そうすれば、計算された最大ストレスに耐える適切なSOAをもったデバイスの選択は容易です。基本的な過渡波形の P^2t は以下のように計算されます(図4)。

ここで

$$\begin{aligned} a &= V_{REG} - V_{IN} \\ b &= V_{PK} - V_{IN} \\ (V_{IN} &= \text{Nominal Input Voltage}) \end{aligned}$$

とすると、次のようになります。

$$P^2t = I_{LOAD}^2 \left[\frac{1}{3} t_r \frac{(b-a)^3}{b} + \frac{1}{2} \tau \left(2a^2 \ln \frac{b}{a} + 3a^2 + b^2 - 4ab \right) \right]$$

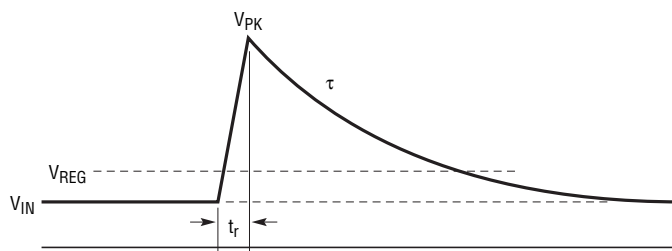


図4. 基本的な過渡波形に耐えるのに必要な安全動作領域

一般に、 $V_{REG} \approx V_{IN}$ 、 $\tau \gg t_r$ なので、次のように簡略化されます。

$$P^2t = \frac{1}{2} I_{LOAD}^2 (V_{PK} - V_{REG})^2 \tau \quad (W^2s)$$

過渡条件が $V_{PK} = 80V$ 、 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{REG} = 16V$ 、 $t_r = 10\mu s$ および $\tau = 1ms$ で、負荷電流が3Aの場合、 P^2t は $18.4W^2s$ です。これはDパッケージのMOSFETで容易に扱えます。他の過渡波形の P^2t はMOSFETの電力の二乗を時間で積分して評価します。

短絡のストレスの計算

SOAのストレスは短絡条件の場合も計算する必要があります。短絡の P^2t は次式で与えられます。

$$P^2t = (V_{IN} \cdot \Delta V_{SNS} / R_{SNS})^2 \cdot t_{TMR} \quad (W^2s)$$

ここで、 ΔV_{SNS} はSENSEピンのスレッショルド、 t_{TMR} は過電流タイマ時間です。

$V_{IN} = 14.7V$ 、 $V_{SNS} = 50mV$ 、 $R_{SNS} = 12m\Omega$ および $C_{TMR} = 100nF$ の場合、 P^2t は $6.6W^2s$ で、前の例で計算した過渡SOAより小さくなります。それでも、回路の許容度を見込んで、この数値を2倍にして $13.2W^2s$ にします。

突入電流の制限とGATEピンの補償

LT4356-3はGATEピンの電圧のスルーレートを制御することにより、負荷容量への突入電流を制限します。GATEからグラウンドに外付けコンデンサを接続して突入電流をさらに低減することができますが、代償としてターンオフ時間が長くなります。ゲート・コンデンサは次のように設定します。

$$C1 = \frac{I_{GATE(UP)}}{I_{NRUSH}} \cdot C_L$$

LT4356-3

アプリケーション情報

LT4356-3は過電圧または過電流発生時の安定性のための追加の補償部品をGATEピンに必要としません。ただし、入力の過渡電圧ステップが高速で高電圧の場合は、NチャンネルMOSFETがオンするのを防ぐため、グラウンドに接続したゲート・コンデンサ(C1)が必要です。

ゲート容量を増やすとフォールト状態でのターンオフ時間が長くなり、出力の短絡発生時に過度の電流が流れる可能性があります。ゲート・コンデンサに直列に抵抗(R1)を追加すると、ターンオフ時間を改善することができます。図5に示すように、カソードをC1に接続したダイオード(D1)をR1に並列に接続します。

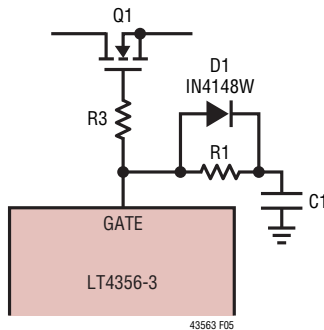


図5.

補助アンプ

LT4356-3には汎用のアンプが内蔵されており、システム設計に柔軟性を与えています。負入力が入力で1.25Vのリファレンスに接続されているので、外部ヒステリシスをもたせたレベル検出コンパレータとしてこのアンプを接続することができます。オープン・コレクタの出力ピン(AOUT)はオプトカップラまたはLEDをドライブする能力があります。最大80Vの電源電圧へのプルアップ抵抗を使用してシステムにインタフェースさせることもできます。

このアンプは低損失リニア・レギュレータ・コントローラとして構成することもできます。2N2905Aのような外付けPNPトランジスタを使って最大100mAの電流を供給することができ、損失電圧はわずか数百mVです。2個のダイオードと1本の抵抗を追加して、電流制限機能を容易に搭載することができます(図6)。LT4356-3がシャットダウンしている間、このアンプはオフになります。

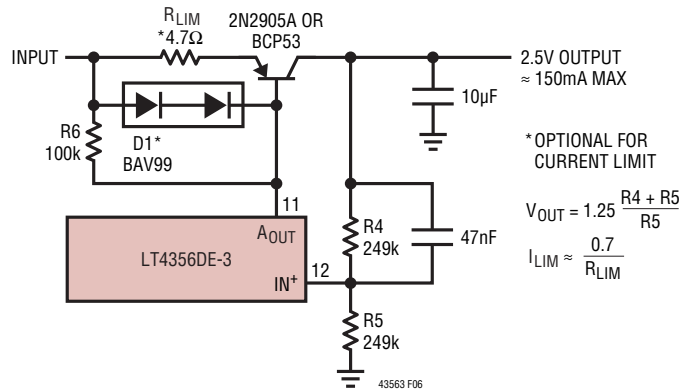


図6. オプションの電流制限付き補助LDO出力

逆入力保護

車載アプリケーションのように逆入力電圧の可能性がある場合、ブロッキング・ダイオードがよく使用されます。このダイオードは追加の電力損失を生じ、熱を発生し、使用可能な電源電圧範囲を減らします。コールドクランク発生時、ダイオード両端にさらに電圧降下が生じることは特に望ましくありません。

LT4356-3はデバイス自身や負荷に損傷を与えることなく逆電圧に耐えるように設計されています。VCC、SNSおよびSHDNの各ピンはGND電位より60V低いDC電圧まで耐えることができます。バック・トゥ・バックのMOSFETを使って、それらのボディ・ダイオードを通る電流経路をなくす必要があります(図7)。Q2の代わりにPチャンネルMOSFETを使う手法を図8に示します。

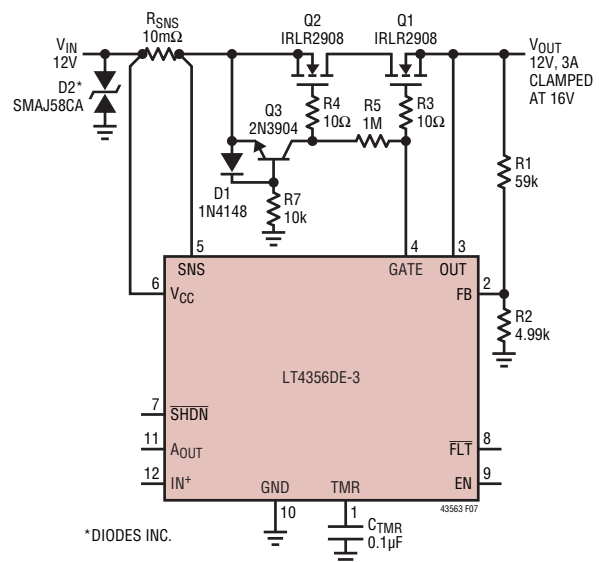


図7. NチャンネルMOSFETの逆入力保護付き過電圧レギュレータ

アプリケーション情報

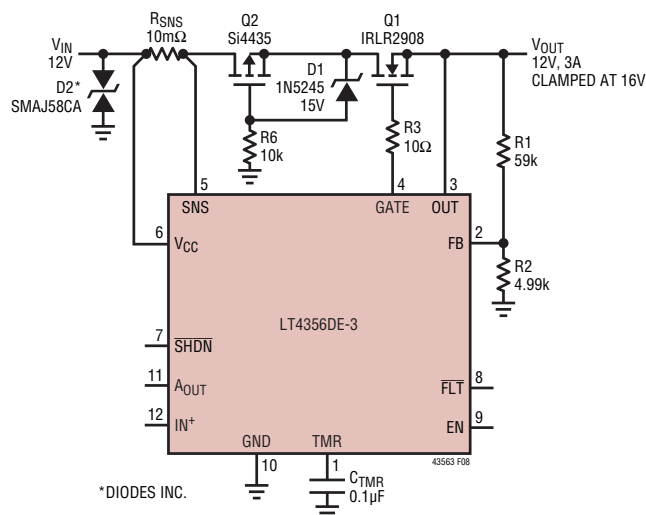


図8. PチャネルMOSFETの逆入力保護付き過電圧レギュレータ

シャットダウン

SHDNピンの電圧が0.6Vのシャットダウン・スレッショルドより低い電圧になると、LT4356-3は低電流モードにシャットダウンすることができます。消費電流は7μAまで低下します。補助アンプを含む全ての機能がオフになります。

フォールト時間の解消によりGATEピンが“L”になった後に、LT4356-3はラッチオフします。デバイスのリセットを試みる前に、TMRピンが0.5Vまで放電し（標準放電電流は2.2μA）MOSFETが冷えるための十分な時間をとってください。リセットするためには、SHDNピンを少なくとも100μsの間“L”にして、その後、少なくとも10V/msのスルーレートで“H”にします。

SHDNピンは、ピンを損傷することなくVCCまで引き上げるか、またはGNDより60V低い電圧まで引き下げることができます。ピンをオープン状態のままにすると、内部の電流源がそれを引き上げてデバイスをオンすることができ、ピンは2.5Vにクランプされます。デバイスのターンオンを助けるためのプルアップ・デバイスを使わない場合、このピンのリーク電流が1μAを超えないように制限します。

電源過渡保護

LT4356-3は80Vまでの電源で損傷を受けないことが100%テストされ、保証されています。それでも、100Vを超える電圧過渡によって永久的損傷を生じるおそれがあります。短絡状態の間、電源トレースや関連した配線を通る電流が大きく変

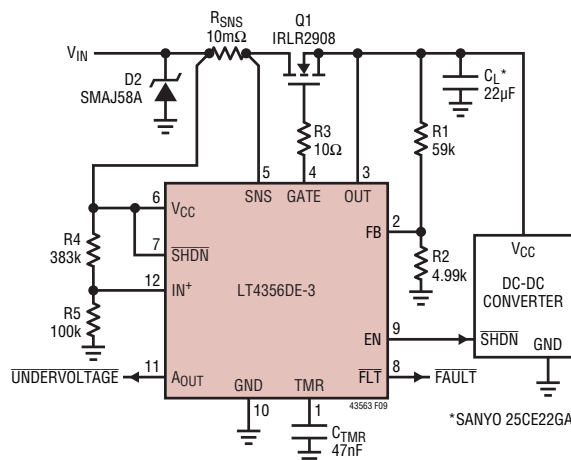


図9. バッテリ低下検出付き過電圧レギュレータ

化すると誘導性の電圧過渡が生じ、100Vを超える可能性があります。電圧過渡を最小限に抑えるには、電力トレースの寄生インダクタンスを幅の広いトレースを使って最小限に抑えます。図9に示す小型サージ・サプレッサ (D2) を入力に使うと、電圧スパイクをクランプします。

合計バルク容量が少なくとも22μFの低ESRコンデンサがMOSFET Q1のソース・ピンの近くに必要です。さらに、バルク容量はDC/DCコンバータの入力のセラミック・バイパス・コンデンサの全容量の少なくとも10倍は必要です。

レイアウトに関する検討事項

高精度な電流検出をおこなうには、電流センス抵抗 (図9のRSNS) へのケルビン接続を推奨します。トレースが適切な温度を保つようにするための1オンスの銅箔の最小トレース幅はアンペア1個当たり0.02インチです。アンペア1個当たり0.03インチ以上の幅を推奨します。1オンスの銅には約530μΩ/平方のシート抵抗があることに注意してください。高電流アプリケーションでは小さな抵抗が大きな誤差を生じることがあります。VCCとGNDに短いトレースを使って抵抗分割器をピンの近くに配置するとノイズ耐性が大幅に改善されます。

設計例

設計例として、VCC = 8V~14VDC (最大80Vの過渡)、VOUT ≤ 16V、5Aの電流制限 (ILIM)、6Vのバッテリ低下検出、および1msの過電圧早期警告 (図9) の仕様のアプリケーションを取り上げます。

アプリケーション情報

最初に、過電圧発生時にV_{OUT}を16Vに制限する抵抗分割器の値を計算します。

$$V_{REG} = \frac{1.25V \cdot (R1 + R2)}{R2} = 16V$$

過電圧状態の間、R1とR2を流れる電流を250μAに設定します。

$$R2 = \frac{1.25V}{250\mu A} = 5k\Omega$$

R2には4.99kΩを選択します。

$$R1 = \frac{(16V - 1.25V) \cdot R2}{1.25V} = 58.88k\Omega$$

R1に最も近い標準値は、59kΩです。

次に以下のようにセンス抵抗 (R_{SNS}) の値を計算します。

$$R_{SNS} = \frac{50mV}{I_{LIM}} = \frac{50mV}{5A} = 10m\Omega$$

次に1msの早期警告時間のC_{TMR}を選択します。

$$C_{TMR} = \frac{1ms \cdot 5\mu A}{100mV} = 50nF$$

C_{TMR}に最も近い標準値は47nFです。

最後に、6Vのバッテリー低下スレッシュホールド検出用のR4とR5を計算します。

$$6V = \frac{1.25V \cdot (R4 + R5)}{R5}$$

R5には100kΩを選択します。

$$R4 = \frac{(6V - 1.25V) \cdot R5}{1.25V} = 380k\Omega$$

R4には383kΩを選択します。

V_{CC} = 14Vでの出力短絡状態に耐えるように、パス・トランジスタ(Q1)を選択します。

合計過電流フォールト時間は次のとおりです。

$$t_{OC} = \frac{47nF \cdot 0.85V}{45.5\mu A} = 0.878ms$$

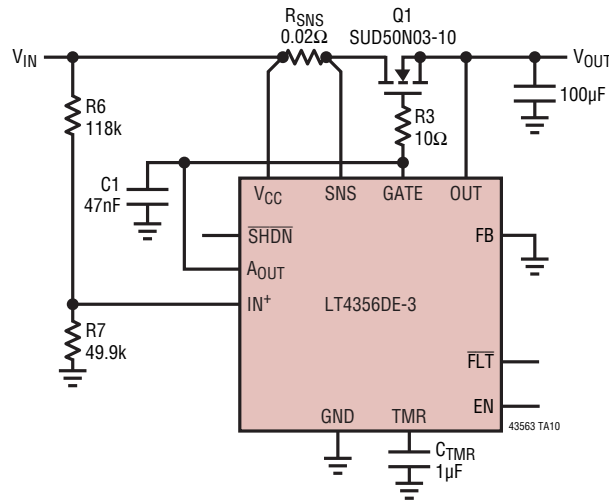
Q1の電力損失は次のようになります。

$$P = \frac{14V \cdot 50mV}{10m\Omega} = 70W$$

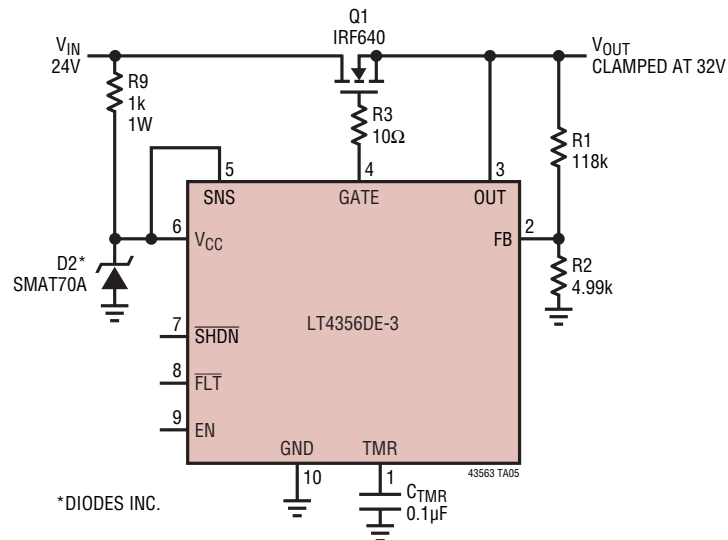
これらの状態はIRLR2908の安全動作領域に十分入ります。

標準的応用例

低電圧ロックアウト機能付き5V~28V広入力範囲Hot Swap



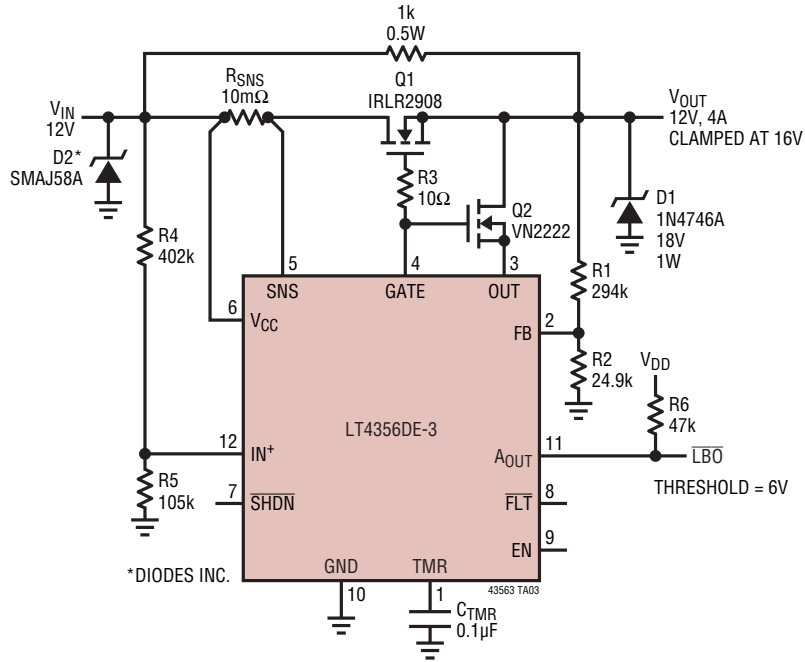
150VのVINに耐える24V過電圧レギュレータ



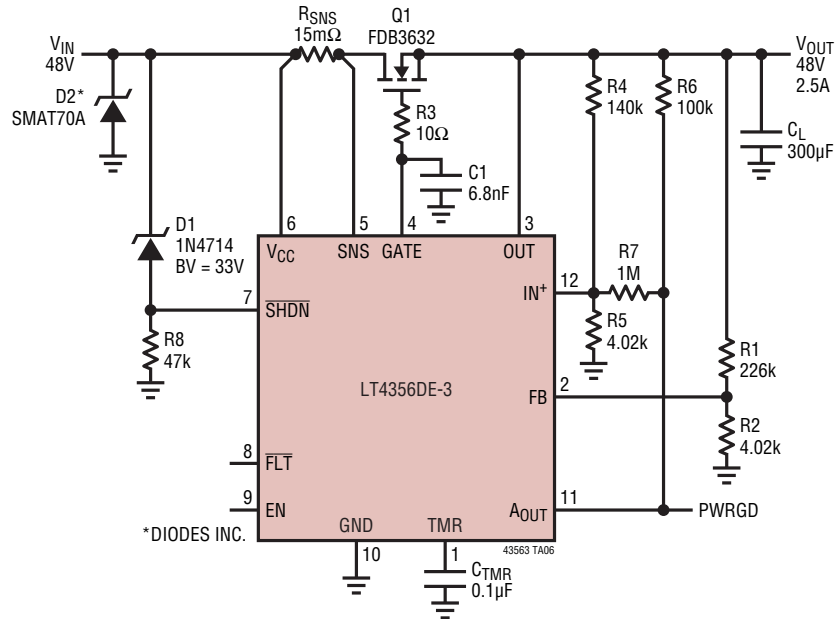
*DIODES INC.

標準的応用例

バッテリー低下検出とシャットダウン時出力キープアライブ機能付きの過電圧レギュレータ

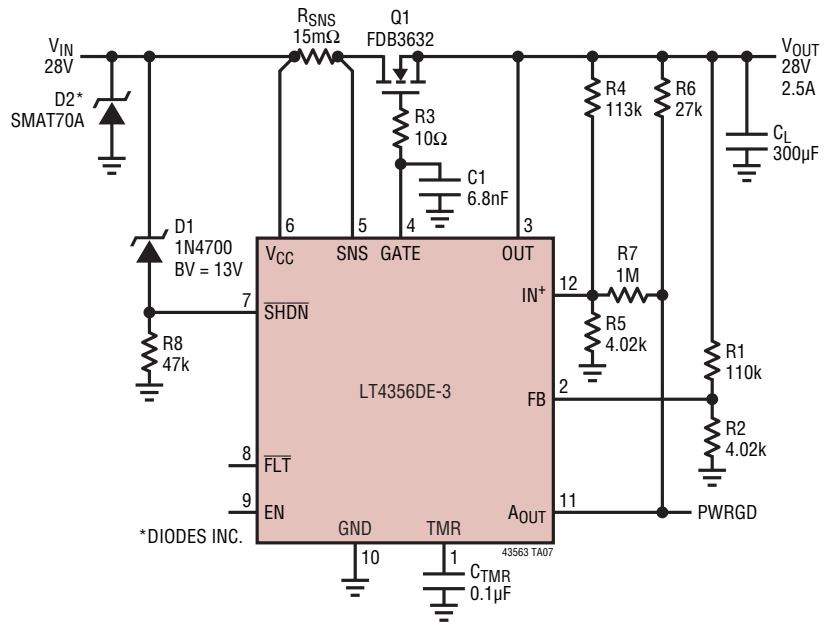


72Vでの過電圧出力レギュレーションと35VでのUVシャットダウン機能付きの2.5A、48V Hot Swap

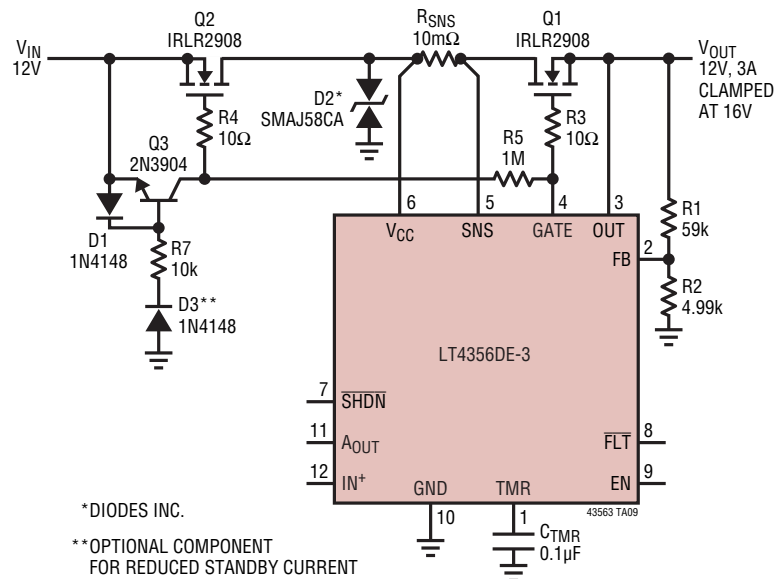


標準的応用例

36Vでの過電圧出力レギュレーションと15VでのUVシャットダウン機能付きの2.5A、28V Hot Swap



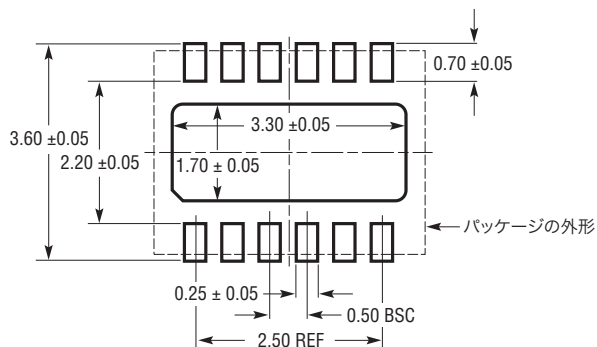
最大-80Vまでの逆入力保護機能付き過電圧レギュレータ



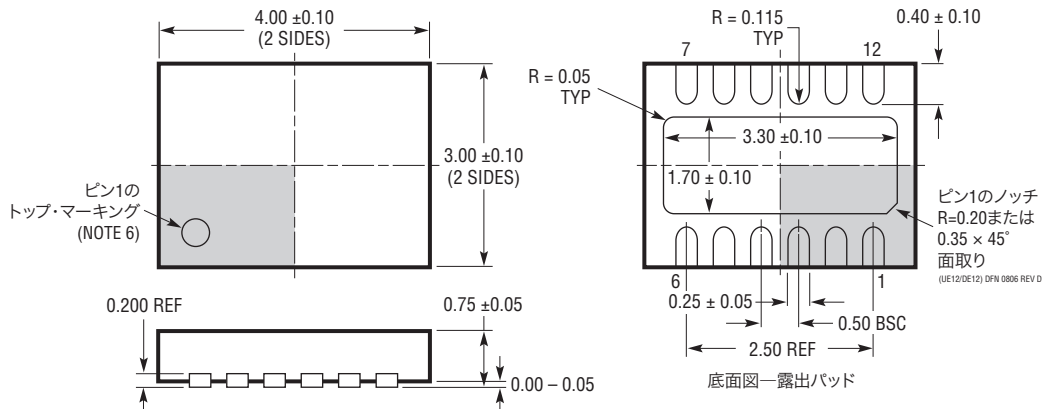
パッケージ

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

DE/UE パッケージ
12ピン・プラスチックDFN (4mm × 3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1695 Rev D)



推奨する半田パッドのピッチと寸法
半田マスクは半田を行わない領域に適用



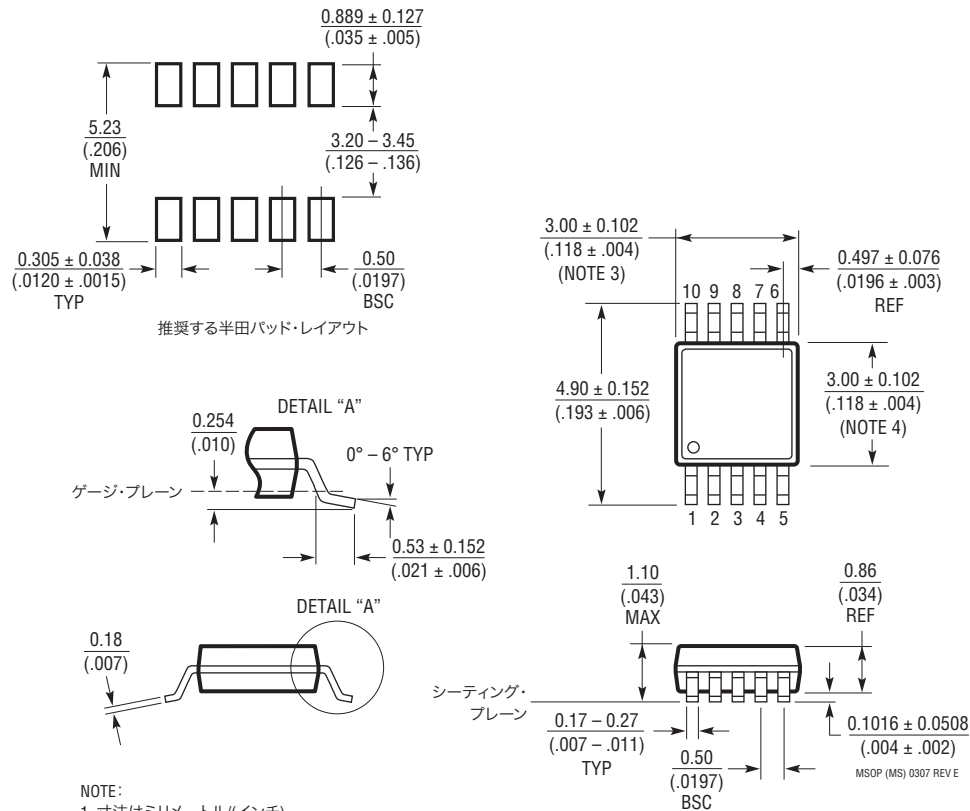
NOTE:

1. 図面はJEDECのパッケージ外形M0-229のバリエーション・バージョン(WGED)に適合
2. 図は実寸とは異なる
3. すべての寸法はミリメートル
4. パッケージの底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

パッケージ

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

MSパッケージ
10ピン・プラスチックMSOP
(Reference LTC DWG # 05-08-1661)

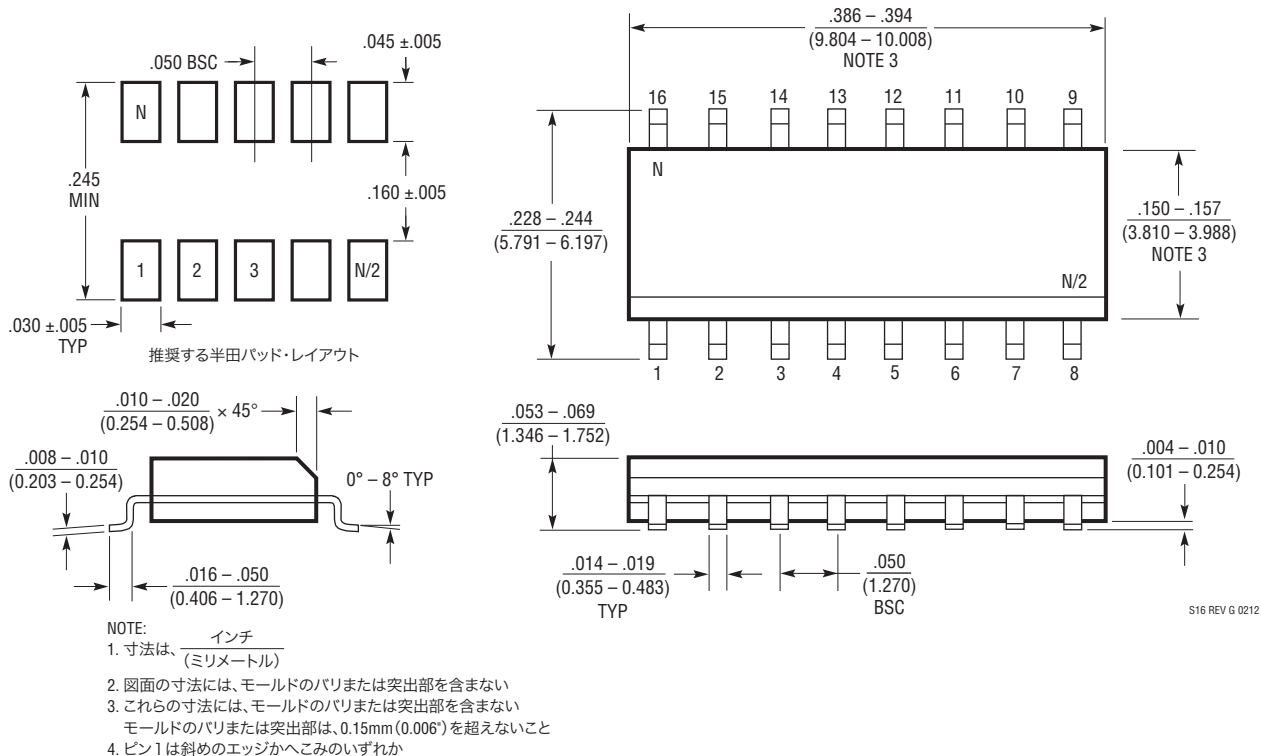


- NOTE:
1. 寸法はミリメートル(インチ)
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない
モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで 0.152mm (0.006°)を超えないこと
 4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない
リード間のバリまたは突出部は、各サイドで 0.152mm (0.006°)を超えないこと
 5. リードの平坦度(成形後のリードの底面)は最大 0.102mm (0.004°)であること

パッケージ

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

Sパッケージ 16ピン・プラスチック小型(細型 0.150インチ) (Reference LTC DWG # 05-08-1610 Rev G)

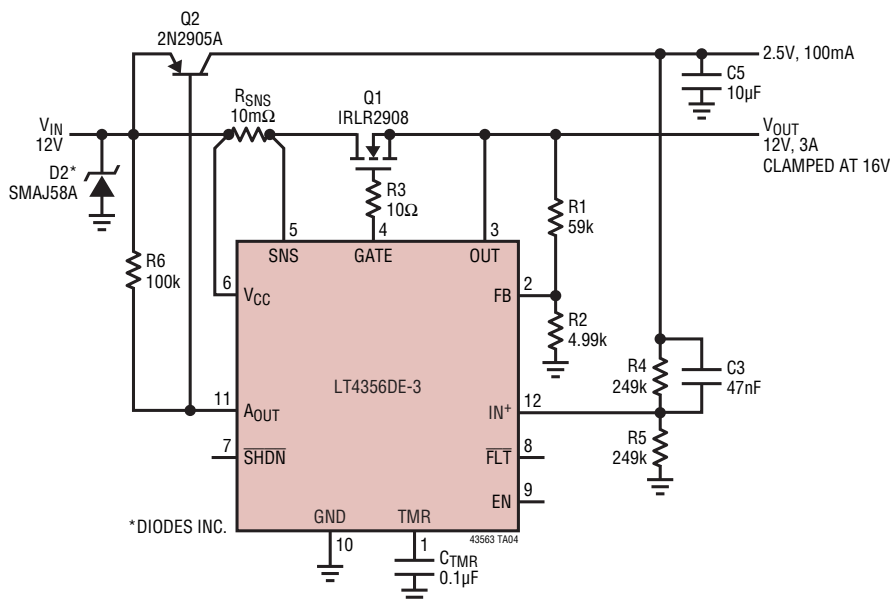


改訂履歴

REV	日付	修正内容	頁番号
A	12/09	特長と概要の変更	1
		最大絶対定格、ピン配置、発注情報、電気的特性にHグレードを追加	2~4
		ピン機能の変更	7
		ブロック図の変更	8
		「動作」のセクション文章の小修正	9
		アプリケーション情報に文章追加	12、15
		標準的応用例の変更	18、19
B	8/12	MPグレードを追加	2、3、4

標準的応用例

最大100mAまでのリニア・レギュレータ付きの過電圧レギュレータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1641-1/LT1641-2	正の高電圧Hot Swap™コントローラ	アクティブ電流制限、9V～80Vの電源
LTC1696	過電圧保護コントローラ	ThinSOT™パッケージ、2.7V～28V
LTC1735	高効率同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	出力フォールト保護、16ピンSSOP
LTC1778	No RSENSE™広い入力範囲の同期整流式降圧コントローラ	効率: 最大97%、 $4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq (0.9)(V_{IN})$ 、 I_{OUT} : 最大20A
LTC2909	トリプルデュアル入力のUV/OVおよび負電圧モニタ	ピンで選択可能な入力極性により、負電圧およびOVのモニタが可能
LTC2912/LTC2913	シングル/デュアルのUV/OV電圧モニタ	調整可能なUVおよびOVトリップ値、スレッシュホールド精度: $\pm 1.5\%$
LTC2914	クワッドUV/OVモニタ	正負電源用
LTC3727/LTC3727-1	2フェーズ、デュアル同期整流式コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 14V$
LTC3827/LTC3827-1	低いIQ、デュアル同期整流式コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 10V$ 、消費電流: 80µA
LTC3835/LTC3835-1	低いIQ、同期整流式降圧コントローラ	シングル・チャンネルのLTC3827/LTC3827-1
LT3845	低いIQ、同期整流式降圧コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $1.23V \leq V_{OUT} \leq 36V$ 、消費電流: 120µA
LT3850	デュアル、550kHz、2フェーズ同期整流式降圧コントローラ	デュアル180°位相差コントローラ、 V_{IN} 4V～24V、97%デューティ・サイクル、4mm×4mmQFN-28、SSOP-28パッケージ
LT4256	オープン回路検出付き正電圧48V Hot Swapコントローラ	フォールドバック電流制限、オープン回路および過電流フォールト出力、最大80Vの電源
LTC4260	ADCおよびI ² C付き正高電圧Hot Swapコントローラ	広い動作範囲: 8.5V～80V
LTC4352	理想MOSFET OR接続ダイオード	OR接続ダイオードに代わる外付けNチャンネルMOSFET、0V～18V動作
LTC4354	負電圧ダイオードORコントローラ	2個のNチャンネルMOSFETを制御、1µsのターンオフ、80V動作
LTC4355	正電圧ダイオードORコントローラ	2個のNチャンネルMOSFETを制御、0.5µsのターンオフ、80V動作