

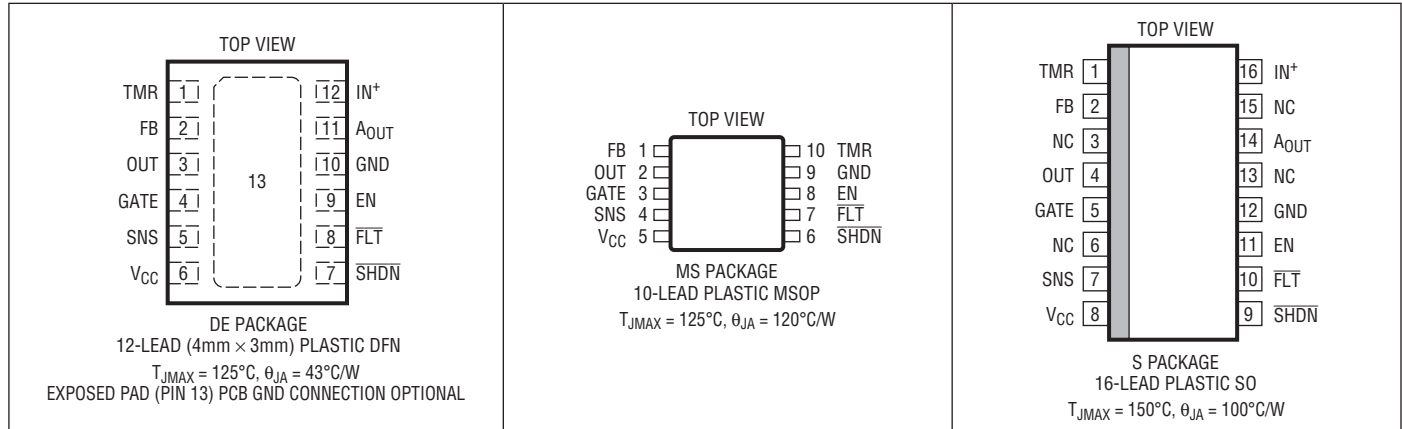


### 絶対最大定格 (Note 1, 2)

$V_{CC}$ , $\overline{SHDN}$ .....	-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.....	0°C~70°C
LT4356I.....	-40°C~85°C
LT4356H .....	-40°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



order information

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT4356CDE-1#PBF	LT4356CDE-1#TRPBF	43561	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LT4356IDE-1#PBF	LT4356IDE-1#TRPBF	43561	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LT4356HDE-1#PBF	LT4356HDE-1#TRPBF	43561	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT4356CDE-2#PBF	LT4356CDE-2#TRPBF	43562	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LT4356IDE-2#PBF	LT4356IDE-2#TRPBF	43562	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LT4356HDE-2#PBF	LT4356HDE-2#TRPBF	43562	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT4356CMS-1#PBF	LT4356CMS-1#TRPBF	LTCNS	10-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LT4356IMS-1#PBF	LT4356IMS-1#TRPBF	LTCNS	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LT4356HMS-1#PBF	LT4356HMS-1#TRPBF	LTCNS	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT4356CS-1#PBF	LT4356CS-1#TRPBF	LT4356S-1	16-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT4356IS-1#PBF	LT4356IS-1#TRPBF	LT4356S-1	16-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
LT4356HS-1#PBF	LT4356HS-1#TRPBF	LT4356S-1	16-Lead Plastic SO	-40°C to 125°C
LT4356CS-2#PBF	LT4356CS-2#TRPBF	LT4356S-2	16-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT4356IS-2#PBF	LT4356IS-2#TRPBF	LT4356S-2	16-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
LT4356HS-2#PBF	LT4356HS-2#TRPBF	LT4356S-2	16-Lead Plastic SO	-40°C to 125°C
鉛ベース仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT4356CDE-1	LT4356CDE-1#TR	43561	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LT4356IDE-1	LT4356IDE-1#TR	43561	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LT4356HDE-1	LT4356HDE-1#TR	43561	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT4356CDE-2	LT4356CDE-2#TR	43562	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	0°C to 70°C
LT4356IDE-2	LT4356IDE-2#TR	43562	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 85°C
LT4356HDE-2	LT4356HDE-2#TR	43562	12-Lead (4mm × 3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LT4356CMS-1	LT4356CMS-1#TR	LTCNS	10-Lead Plastic MSOP	0°C to 70°C
LT4356IMS-1	LT4356IMS-1#TR	LTCNS	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 85°C
LT4356HMS-1	LT4356HMS-1#TR	LTCNS	10-Lead Plastic MSOP	-40°C to 125°C
LT4356CS-1	LT4356CS-1#TR	LT4356S-1	16-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT4356IS-1	LT4356CS-1#TR	LT4356S-1	16-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
LT4356HS-1	LT4356HS-1#TR	LT4356S-1	16-Lead Plastic SO	-40°C to 125°C
LT4356CS-2	LT4356CS-2#TR	LT4356S-2	16-Lead Plastic SO	0°C to 70°C
LT4356IS-2	LT4356IS-2#TR	LT4356S-2	16-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
LT4356HS-2	LT4356HS-2#TR	LT4356S-2	16-Lead Plastic SO	-40°C to 125°C

より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。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。  
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> 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	
		$V_{SHDN} = 0\text{V}$ , $I_{IN^+} = 1.3\text{V}$ , LT4356-1 LT4356I-1, LT4356C-1	●	7	25	$\mu\text{A}$	
		LT4356H-1	●	7	30	$\mu\text{A}$	
		LT4356H-1	●	7	40	$\mu\text{A}$	
$I_R$	Reverse Input Current	$V_{SNS} = V_{CC} = -30\text{V}$ , $\text{SHDN Open}$	●	0.3	1	mA	
		$V_{SNS} = V_{CC} = V_{SHDN} = -30\text{V}$	●	0.8	2	mA	
$\Delta V_{GATE}$	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	$V_{GATE} = 12\text{V}$ ; $V_{CC} = 12\text{V}$	● -4	-23	-36	$\mu\text{A}$	
		$V_{GATE} = 48\text{V}$ ; $V_{CC} = 48\text{V}$	● -4.5	-30	-50	$\mu\text{A}$	
$I_{GATE(DN)}$	GATE Pin Pull-Down Current	Overvoltage, $V_{FB} = 1.4\text{V}$ , $V_{GATE} = 12\text{V}$	● 75	150		mA	
		Overcurrent, $V_{CC} - V_{SNS} = 120\text{mV}$ , $V_{GATE} = 12\text{V}$	● 5	10		mA	
		Shutdown Mode, $V_{SHDN} = 0\text{V}$ , $V_{GATE} = 12\text{V}$	● 1.5	5		mA	
$V_{FB}$	FB Pin Servo Voltage	$V_{GATE} = 12\text{V}$ ; $V_{OUT} = 12\text{V}$ , LT4356I, LT4356C	● 1.225	1.25	1.275	V	
		$V_{GATE} = 12\text{V}$ ; $V_{OUT} = 12\text{V}$ , LT4356H	● 1.215	1.25	1.275	V	
$I_{FB}$	FB Pin Input Current	$V_{FB} = 1.25\text{V}$	●	0.3	1	$\mu\text{A}$	
$\Delta V_{SNS}$	Overcurrent Fault Threshold	$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$ , $V_{CC} = 12\text{V}$ , LT4356I, LT4356C	● 45	50	55	mV	
		$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$ , $V_{CC} = 12\text{V}$ , LT4356H	● 42.5	50	55	mV	
		$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$ , $V_{CC} = 48\text{V}$ , LT4356I, LT4356C	● 46	51	56	mV	
		$\Delta V_{SNS} = (V_{CC} - V_{SNS})$ , $V_{CC} = 48\text{V}$ , LT4356H	● 43	51	56	mV	
$I_{SNS}$	SNS Pin Input Current	$V_{SNS} = V_{CC} = 12\text{V to } 48\text{V}$	●	5	10	$\mu\text{A}$	
$I_{LEAK}$	$\overline{\text{FLT}}$ , EN Pins Leakage Current	$\overline{\text{FLT}}$ , EN = 80V	●		2.5	$\mu\text{A}$	
	$A_{OUT}$ Pin Leakage Current	$A_{OUT} = 80\text{V}$	●		4.5	$\mu\text{A}$	
$I_{TMR}$	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	$\mu\text{A}$	
		$V_{TMR} = 1\text{V}$ , $V_{FB} = 1.5\text{V}$ , ( $V_{CC} - V_{OUT}$ ) = 75V	● -44	-50	-56	$\mu\text{A}$	
		$V_{TMR} = 1.3\text{V}$ , $V_{FB} = 1.5\text{V}$	● -3.5	-5.5	-8.5	$\mu\text{A}$	
		$V_{TMR} = 1\text{V}$ , $\Delta V_{SNS} = 60\text{mV}$ , ( $V_{CC} - V_{OUT}$ ) = 0.5V	● -2.5	-4.5	-6.5	$\mu\text{A}$	
		$V_{TMR} = 1\text{V}$ , $\Delta V_{SNS} = 60\text{mV}$ , ( $V_{CC} - V_{OUT}$ ) = 80V	● -195	-260	-315	$\mu\text{A}$	
	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	$\mu\text{A}$
$V_{TMR}$	TMR Pin Thresholds	$\overline{\text{FLT}}$ From High to Low, $V_{CC} = 5\text{V to } 80\text{V}$	● 1.22	1.25	1.28	V	
		$V_{GATE}$ From Low to High, $V_{CC} = 5\text{V to } 80\text{V}$	● 0.48	0.5	0.52	V	
$\Delta V_{TMR}$	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
$V_{IN^+}$	$I_{IN^+}$ Pin Threshold		●	1.22	1.25	1.28	V
$I_{IN^+}$	$I_{IN^+}$ Pin Input Current	$V_{IN^+} = 1.25\text{V}$	●	0.3	1	$\mu\text{A}$	
$V_{OL}$	$\overline{\text{FLT}}$ , EN, $A_{OUT}$ Pins Output Low	$I_{SINK} = 2\text{mA}$	●	2	8	V	
		$I_{SINK} = 0.1\text{mA}$	●	300	800	mV	
$I_{OUT}$	OUT Pin Input Current	$V_{OUT} = V_{CC} = 12\text{V}$	●	200	300	$\mu\text{A}$	
		$V_{OUT} = V_{CC} = 12\text{V}$ , $V_{SHDN} = 0\text{V}$	●	6	14	mA	
$\Delta V_{OUT}$	OUT Pin High Threshold	$\Delta V_{OUT} = V_{CC} - V_{OUT}$ ; 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

## 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
$V_{\text{SHDN(FLT)}}$	SHDN Pin Float Voltage	$V_{CC} = 12\text{V to } 48\text{V}$	● 0.6	1.2	2	V
$I_{\text{SHDN}}$	SHDN Pin Current	$V_{\text{SHDN}} = 0\text{V}$	● -1	-4	-8	$\mu\text{A}$
$t_{\text{OFF(OC)}}$	Overcurrent Turn Off Delay Time	GATE From High to Low, $\Delta V_{\text{SNS}} = 0 \rightarrow 120\text{mV}$	●	2	4	$\mu\text{s}$
$t_{\text{OFF(OV)}}$	Overvoltage Turn Off Delay Time	GATE From High to Low, $V_{\text{FB}} = 0 \rightarrow 1.5\text{V}$	●	0.25	1	$\mu\text{s}$

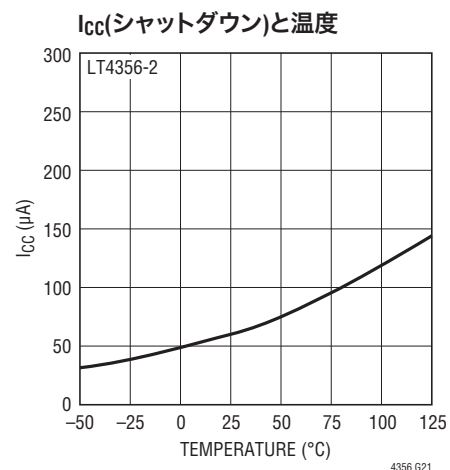
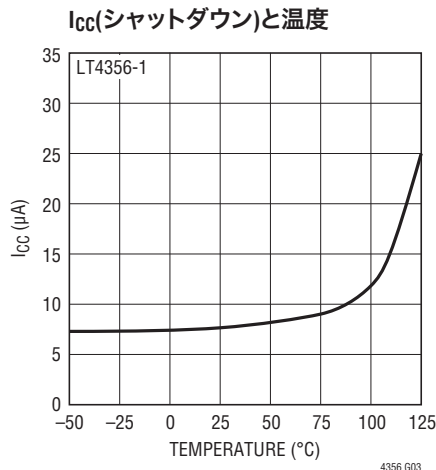
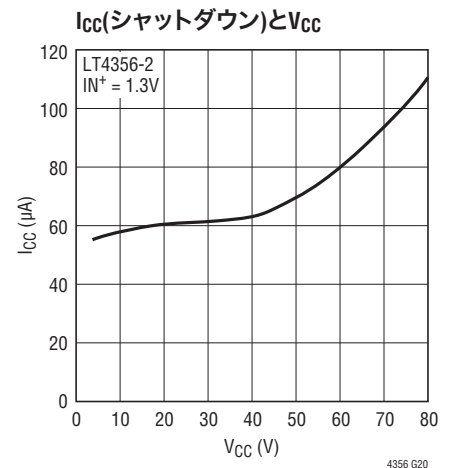
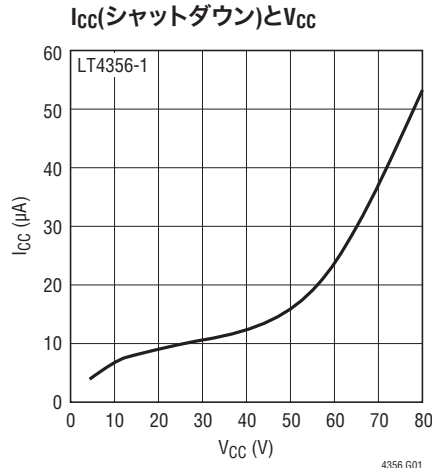
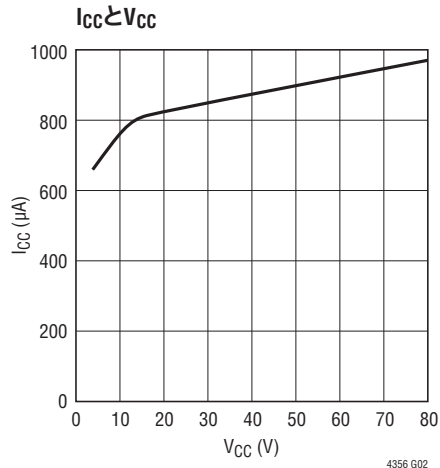
**Note 1:** 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的の損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

**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GNDを基準にしている。

## 標準的性能特性

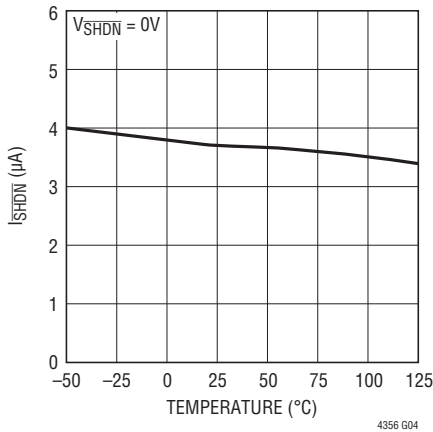
注記がない限り、規格値は $V_{CC} = 12\text{V}$ 、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。



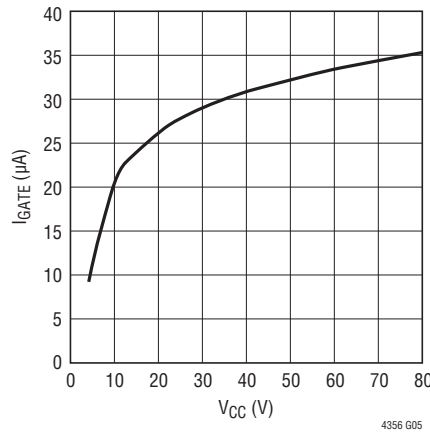
標準的性能特性

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

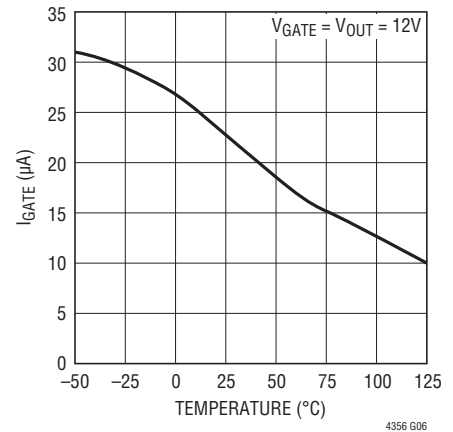
SHDN電流と温度



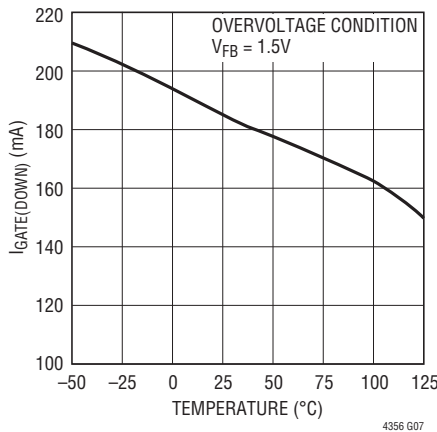
GATEプルアップ電流と $V_{CC}$



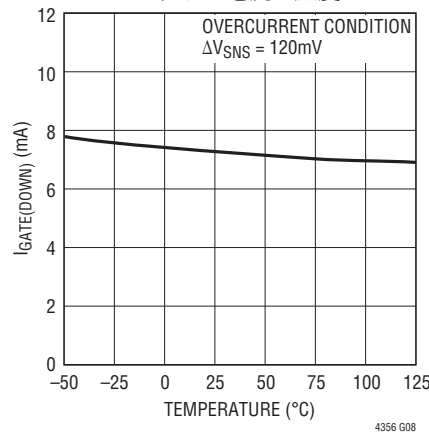
GATEプルアップ電流と温度



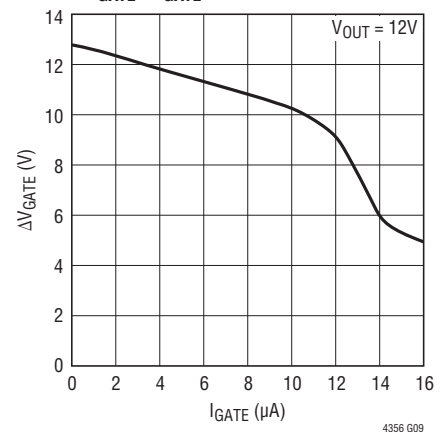
GATEプルダウン電流と温度



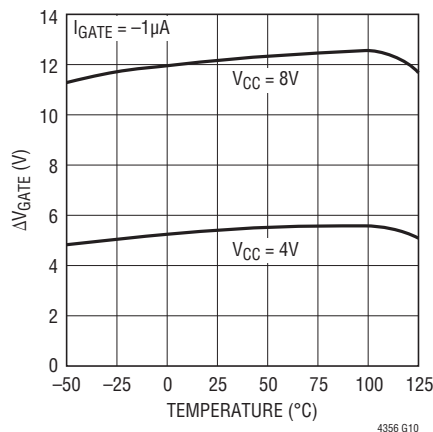
GATEプルダウン電流と温度



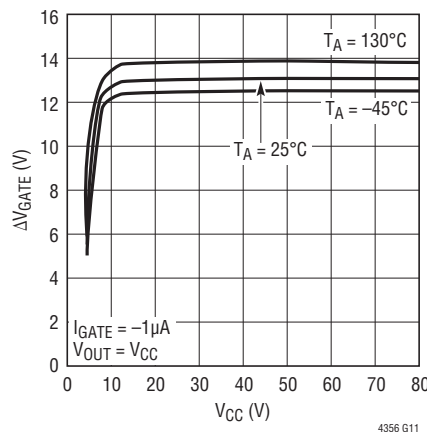
$\Delta V_{GATE}$ と $I_{GATE}$



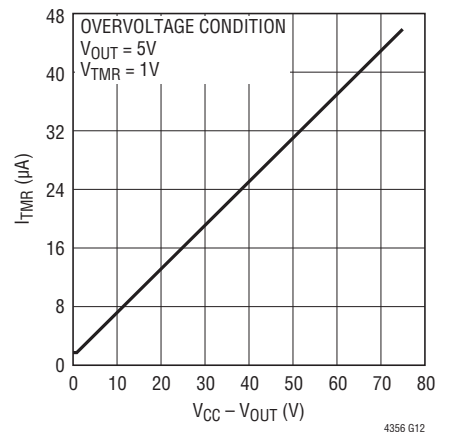
$\Delta V_{GATE}$ と温度



$\Delta V_{GATE}$ と $V_{CC}$



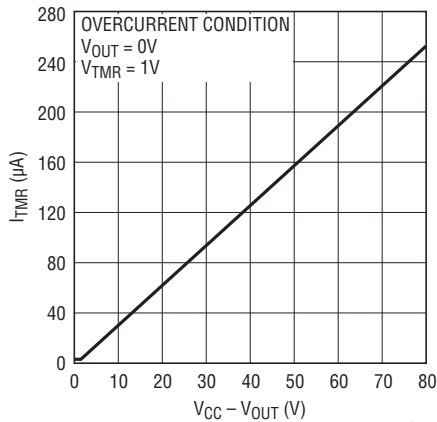
過電圧TMR電流と $(V_{CC}-V_{OUT})$



## 標準的性能特性

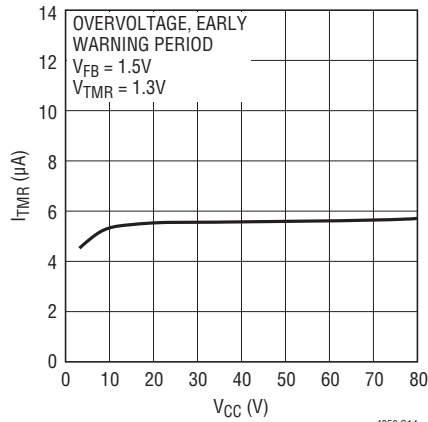
注記がない限り、規格値は $V_{CC} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ での値。

過電流TMR電流と $(V_{CC}-V_{OUT})$



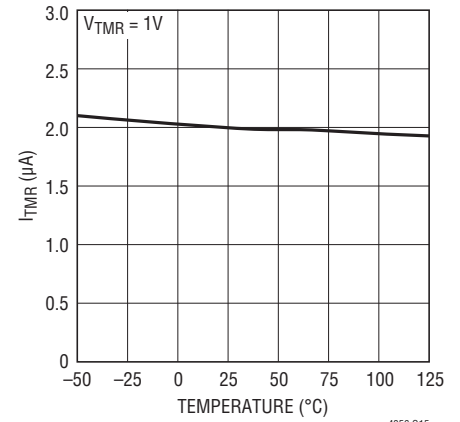
4356 G13

警告期間TMR電流と $V_{CC}$



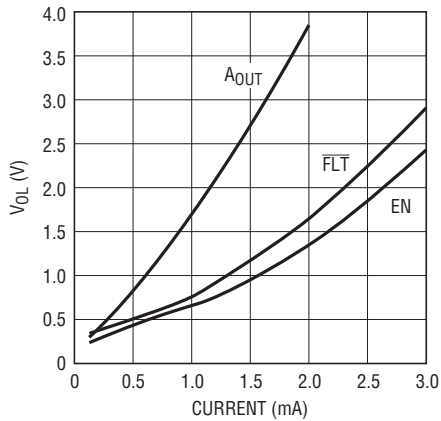
4356 G14

TMRプルダウン電流と温度



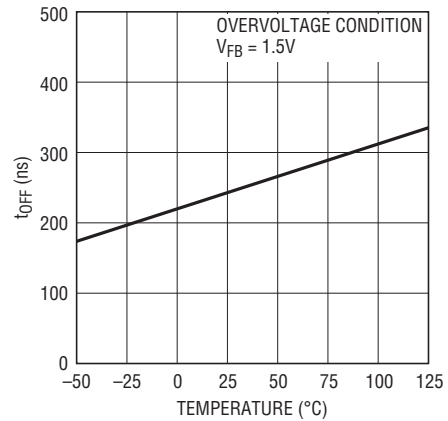
4356 G15

出力“L”電圧と電流



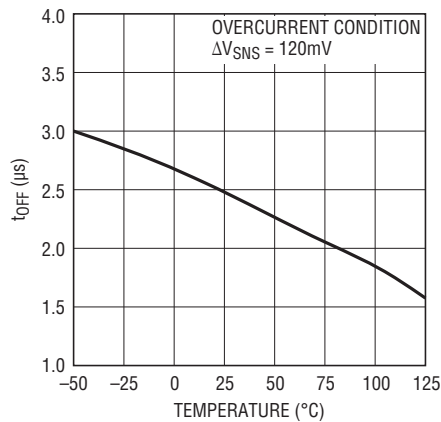
4356 G16

過電圧ターンオフ時間と温度



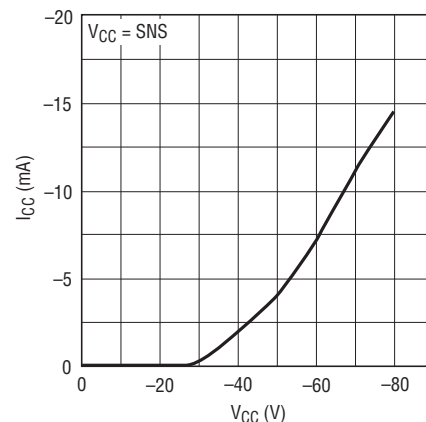
4356 G17

過電流ターンオフ時間と温度



4356 G18

逆電流と逆電圧



4356 G19



## ピン機能

**A<sub>OUT</sub>**: アンプの出力。予備アンプのオープン・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<sup>+</sup>**: 予備アンプの正入力。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す。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。 $\overline{\text{SHDN}}$ ピンを0.6V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を低電流モードにシャットダウンすることができます。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。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 $\mu$ Aを超えないように制限します。 $\overline{\text{SHDN}}$ 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。

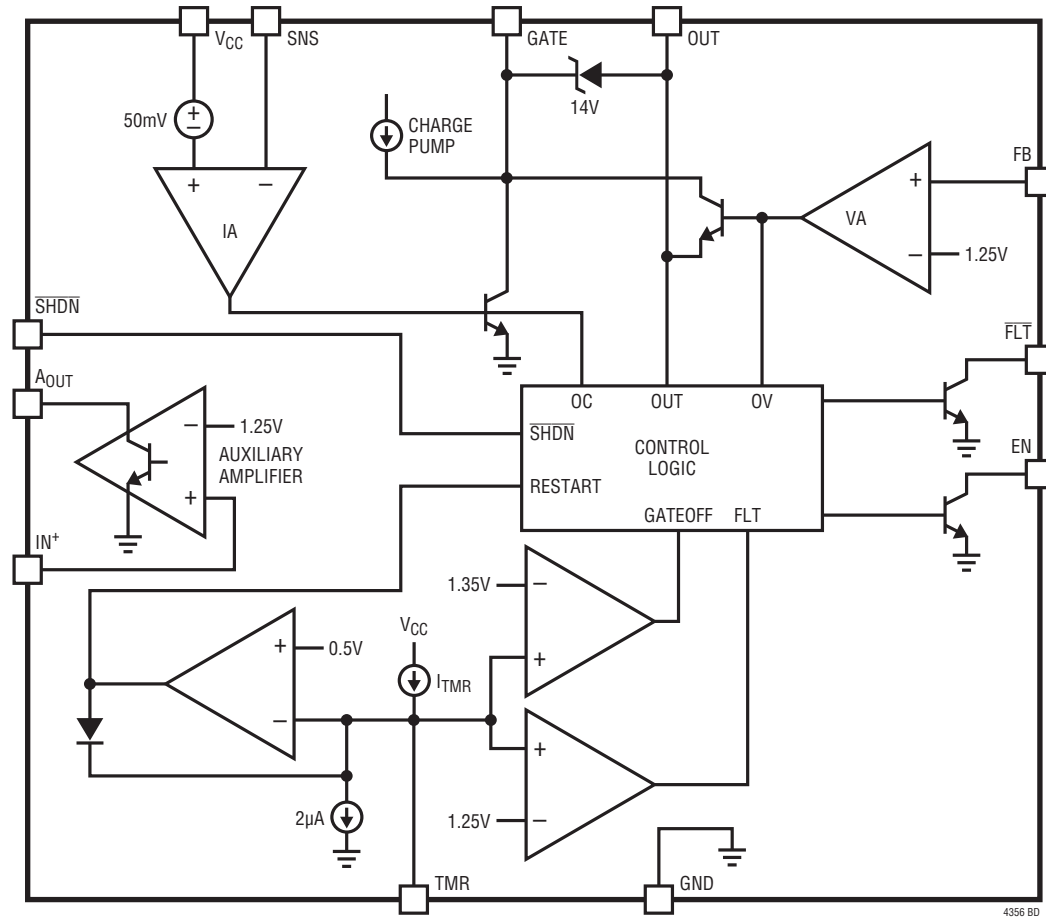
**SNS**: 電流センス入力。このピンを電流センス抵抗の出力に接続します。電流制限回路がGATEピンを制御して、 $V_{CC}$ ピンとSNSピンの間のセンス電圧を50mVに制限します。同時に、センスアンプは電流源を起動して、TMRピンを充電します。このピンはGNDより60V低い電圧まで引き下げることができますが、 $V_{CC}$ ピンとの電圧差は30V未満に制限する必要があります。使用しない場合、 $V_{CC}$ に接続します。

**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、フォールトおよびクールダウン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の検出を表示します。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します。フォールト状態が解消すると直ちにプルアップ電流が停止して、2 $\mu$ A電流源がTMRピンをプルダウンし始めます。 $V_{TMR}$ が0.5Vの再試行スレッシュホールドに達すると、GATEピンが“H”になり、パス・トランジスタを再度オンします。

**V<sub>CC</sub>**: 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。全ての機能ブロックがオフすると、消費電流は7 $\mu$ Aまで減少します。



ブロック図



4356 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お動作を継続する必要があります。

LT4356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し、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、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に達するまでオンしたままで、1.35Vに達した時点でGATEピンが“L”になり、MOSFETをオフします。

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。TMRピンの電圧が0.5Vに達するとGATEピンの電圧が上昇し始め、MOSFETをオンします。次いでFLTピンがハイ・インピーダンス状態になります。

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、自動車の負荷遮断など、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FLTピンが“L”になり、1.35Vに達するとMOSFETがオフします。

予備アンプ(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。

シャットダウン・ピンがパス・トランジスタをオフして、LT4356-1では消費電流を7 $\mu$ A以下に減らします。LT4356-2のバージョンでは、シャットダウン時に内部リファレンスと予備アンプをアクティブに保ちながら、消費電流が60 $\mu$ Aまで減少します。

## アプリケーション情報

LT4356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します。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。

以下のセクションでは、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次に説明します。予備アンプ、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スレッショルドを維持します。この間、パワーMOSFETはオンしたままで、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の間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。フォールト状態が解消し、クールダウン期間が経過した後、GATEピンが再度“H”に上昇し始めます。これにより、自動車の負荷遮断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。

### 過電流フォールト

LT4356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<sub>CC</sub>ピンと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がオフします。フォールト状態が解消してクールダウン期間が経過すると、GATEピンが再度“H”に上昇してパス・トランジスタをオンすることができます。

### フォールト・タイマ

LT4356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がオフす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<sub>DS</sub>)に応じて変化します。これは一般にV<sub>CC</sub>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)の利点をより良く活用しています。タイマ機能は全温度範囲にわたってV<sub>CC</sub> = 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<sub>DS</sub>で約2μA流れ始め、過電圧フォールト時にはV<sub>DS</sub>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<sub>DS</sub>で4μA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るV<sub>DS</sub>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<sub>TMR</sub>)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、タイマ電流は次いで固定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がオフするまでの時間は次のように求められます。

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

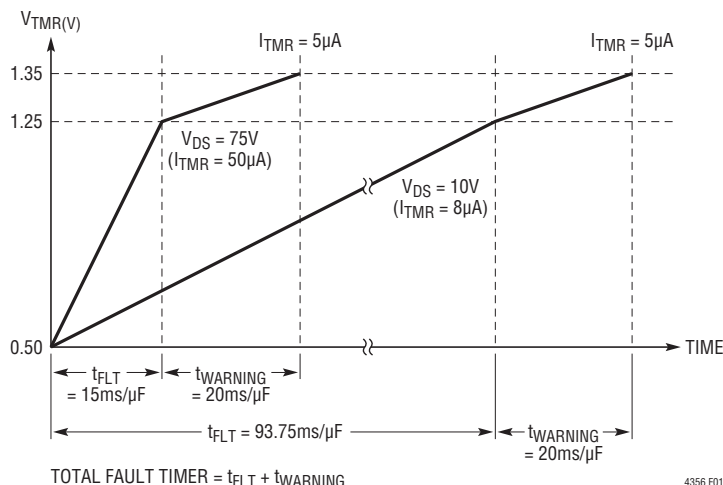


図1. 過電圧フォールト・タイマの電流

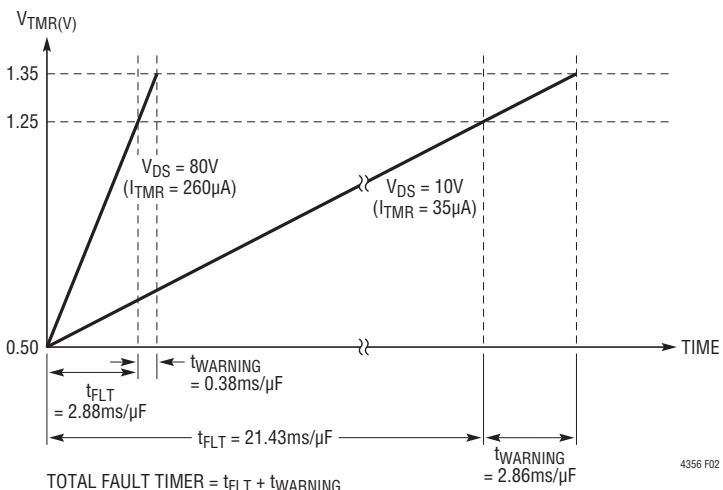


図2. 過電流フォールト・タイマの電流

## 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<sub>TMR</sub>が1.35Vのスレッシュホールドを超えると、パス・トランジスタが直ちにオフします。過電流発生時、タイマ電流はV<sub>TMR</sub>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・タイマ時間が長くなり、パワーMOSFETへのストレスが増加するためです。

フォールト状態が解消すると、直ちに2μAの電流がタイマ・コンデンサをグラウンドに放電し始めます。V<sub>TMR</sub>が0.5Vのスレッシュホールドに達すると、内部のチャージポンプがGATEピンを“H”に引き上げ始め、MOSFETをオンします。次いで、TMRピンは次のフォールト状態が生じるまでアクティブに0.5Vに安定化されます。合計クールダウン・タイマ時間は次のように求められます。

$$t_{\text{COOL}} = \frac{C_{\text{TMR}} \cdot 0.85\text{V}}{2\mu\text{A}}$$

### MOSFETの選択

LT4356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<sub>DS(ON)</sub>、最大ドレイン-ソース間電圧V<sub>(BR)DSS</sub>、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ければなりません。出力がグラウンドに短絡すると、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<sub>CC</sub>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を使うことができます。V<sub>CC</sub>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は全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し、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制御します。これらの場合、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・タイマ・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。

ほとんどの過渡の規定には図3に示されているモデルが使われます。理想的な波形は、t<sub>r</sub>の上昇時間でリニアにランプし、V<sub>PK</sub>のピーク電圧に達してから時定数τで指数関数的に再度V<sub>IN</sub>まで減衰します。自動車の一般的な過渡規定の定数は、t<sub>r</sub> = 10μs、V<sub>PK</sub> = 80Vおよびτ = 1msです。「負荷遮断」と呼ばれるサージ現象の定数は、t<sub>r</sub> = 5ms、V<sub>PK</sub> = 60Vおよびτ = 200msです。

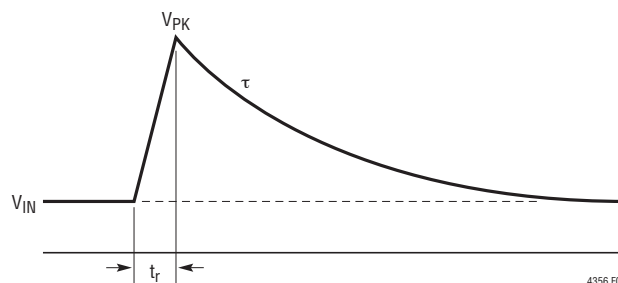


図3. 基本的な過渡波形



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「ワットの二乗掛ける秒( $P^2t$ )」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以下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のグラフの精確に描かれた線を歪めるので、 $I_D$ と $V_{DS}$ の全ての組合せに対して $P^2t$ 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)。

次のように置きます。

$$\begin{aligned} a &= V_{REG} - V_{IN} \\ b &= V_{PK} - V_{IN} \\ (V_{IN} &= \text{公称入力電圧}) \end{aligned}$$

すると、次のようになります。

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

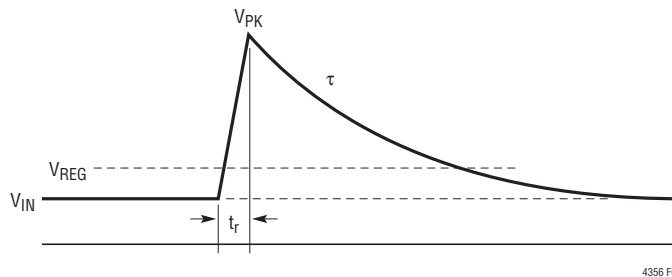


図4. 基本的な過渡波形に耐えるのに必要な安全動作領域

一般に $V_{REG} \approx V_{IN}$ 、 $\tau \gg t_r$ なので、上式は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 $P^2t$ は次式で求められます。

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

ここで、 $\Delta V_{SNS}$ はSENSEピンのスレッシュホールド、 $t_{TMR}$ 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。

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

## アプリケーション情報

LT4356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。入力の変動電圧ステップが $5V/\mu s$ を超える場合には、NチャネルMOSFETが自己導通するのを防ぐため、グラ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に示されているように、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。

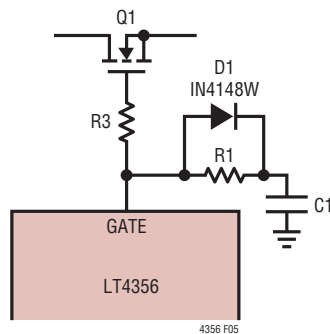


図5

### 予備アンプ

汎用のアンプがLT4356には内蔵されており、システム設計に柔軟性を与えます。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)。

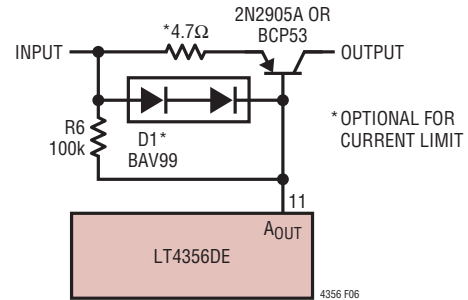


図6. オプションの電流制限付き補助LDO出力

### 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・ダイオードが普通使用されます。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、ダイオード両端の追加の電圧降下は特に望ましくありません。

LT4356はデバイス自身や負荷に損傷を生じ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チャネルMOSFETを使う手法を図8に示します。

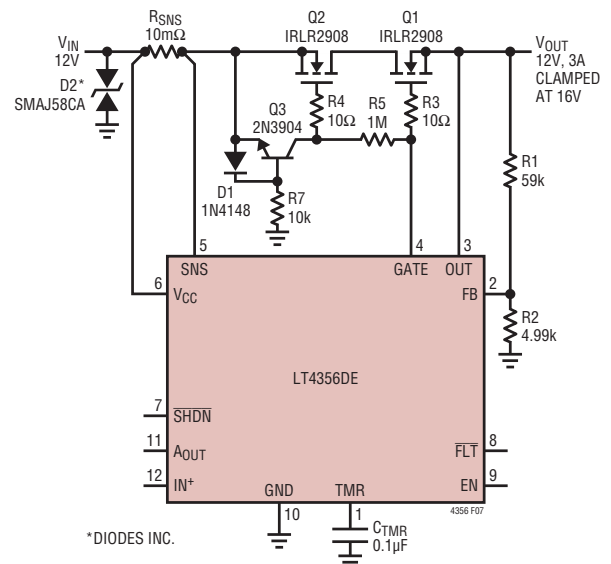


図7. NチャネルMOSFETの逆入力保護付き過電圧レギュレータ



# LT4356-1/LT4356-2

## アプリケーション情報

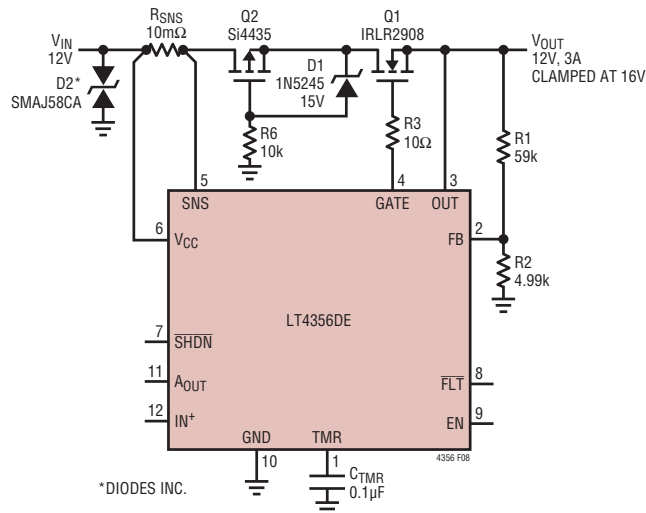


図8. PチャネルMOSFETの逆入力保護付き過電圧レギュレータ

### シャットダウン

SHDNピンの電圧が0.6Vのシャットダウン・スレッシュホールドより低い電圧になると、LT4356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LT4356-1では7 $\mu$ Aまで、LT4356-2では60 $\mu$ Aまで減少します。

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1 $\mu$ Aを超えないように制限します。

### 電源過渡保護

LT4356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受け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の小型サージ・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。

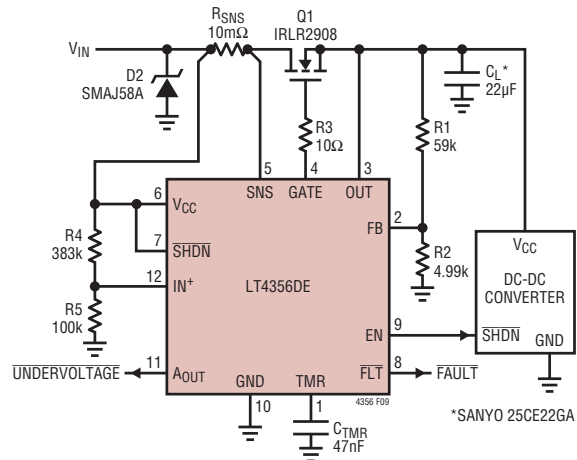


図9. バッテリ低下検出付き過電圧レギュレータ

合計バルク容量が少なくとも22 $\mu$ Fの低ESR電解コンデンサが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”です。アンペア1個当たり0.03”以上の幅を推奨します。1オンスの銅には約530 $\mu\Omega$ /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、以下の仕様のアプリケーションを取り上げます。VCC = 8V~14V DC (最大80Vの過渡)、VOUT  $\leq$  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)。

## アプリケーション情報

最初に、過電圧発生時にV<sub>OUT</sub>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。

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

R2には4.99kΩを選択します。

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

R1の最も近い標準値は59kΩです。

次に、センス抵抗(R<sub>SNS</sub>)の値を計算します。

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

1msの早期警告時間のC<sub>TMR</sub>を次に選択します。

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

C<sub>TMR</sub>の最も近い標準値は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。

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

R4には383kΩを選択します。

V<sub>CC</sub> = 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。

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

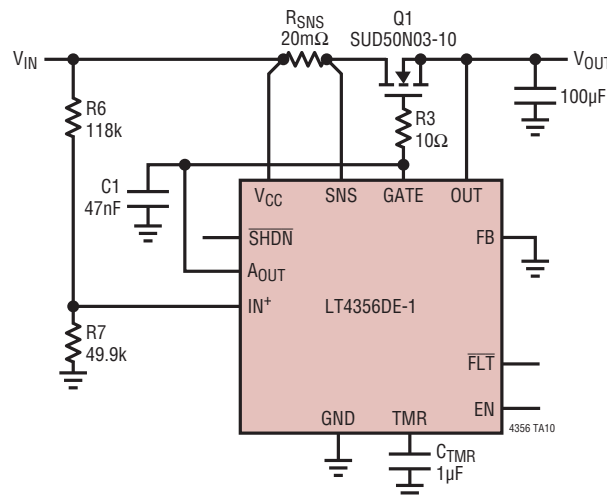
Q1の電力損失は次のようになります。

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

これらの状態はIRLR2908の安全動作領域に十分入ります。

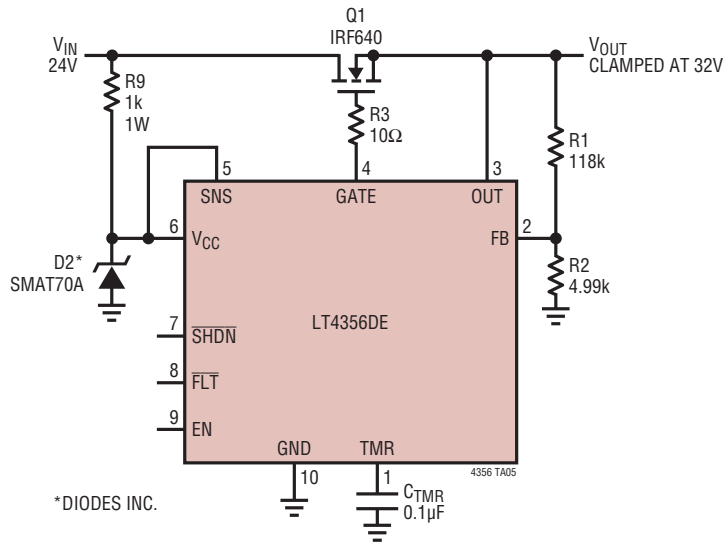
## 標準的応用例

5V~28Vの広い入力範囲の低電圧ロックアウト機能付きホットスワップ

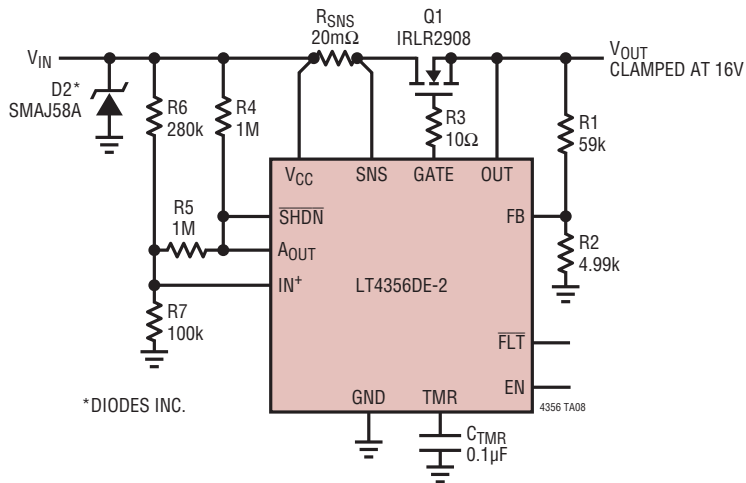


標準的応用例

$V_{IN}$ の150Vに耐える24V過電圧レギュレータ

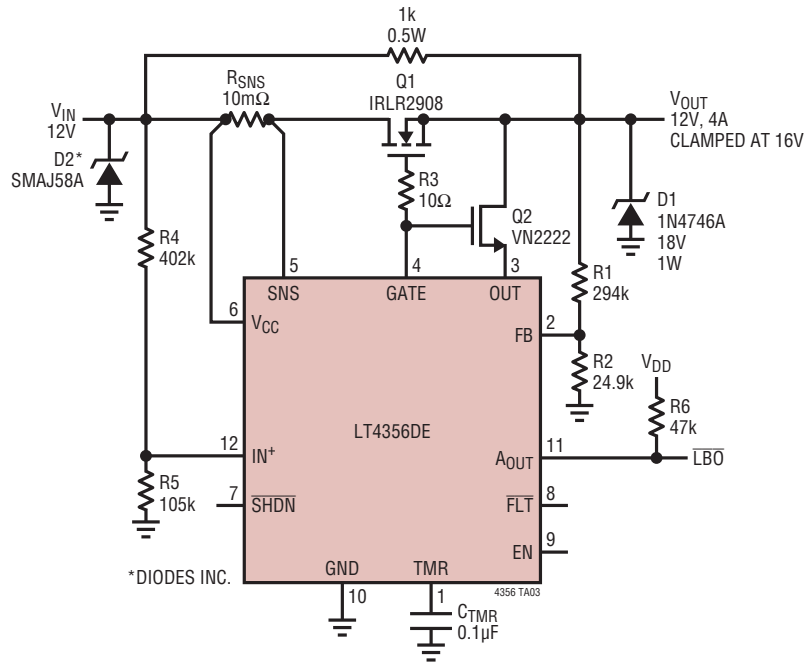


低電圧ロックアウト機能付き過電圧レギュレータ

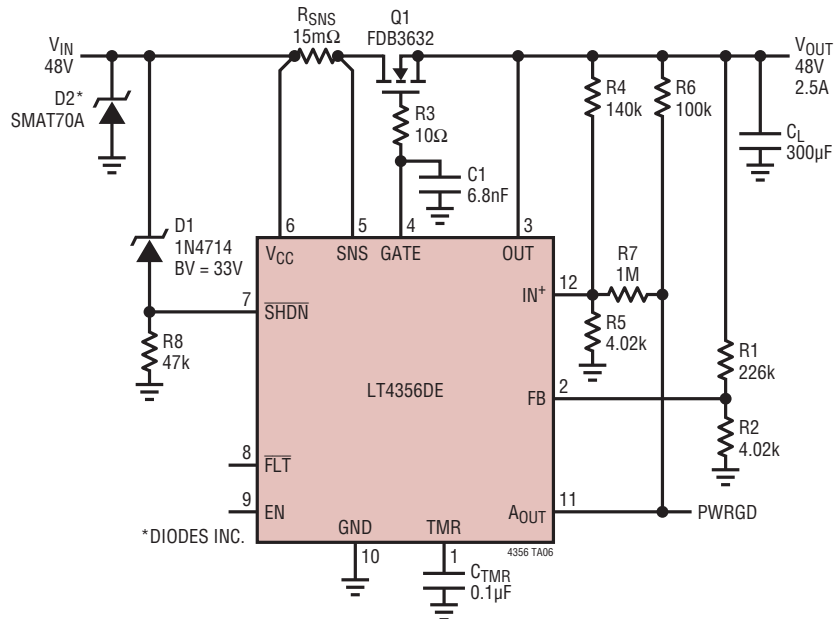


標準的応用例

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

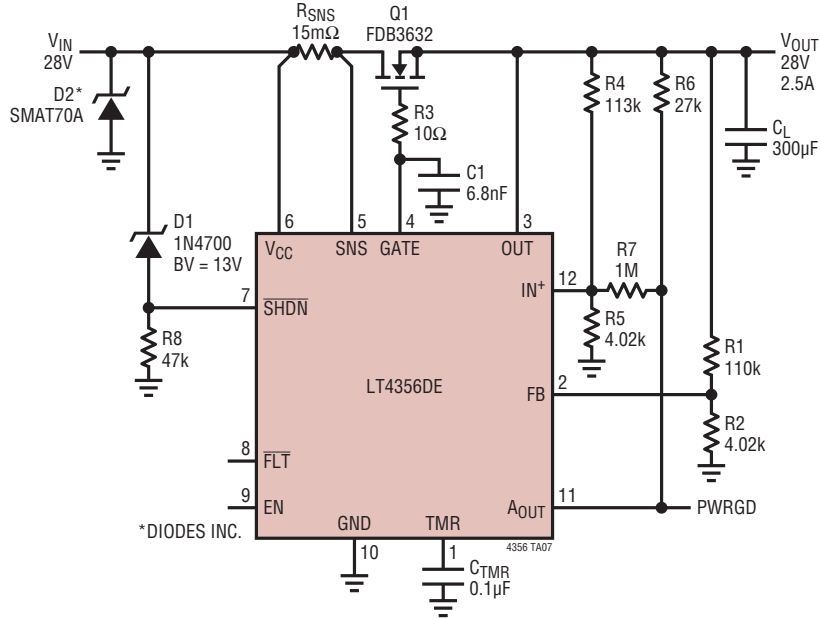


72Vでの過電圧出力レギュレーションと35VでのUVシャットダウン機能付きの2.5A、48Vホットスワップ

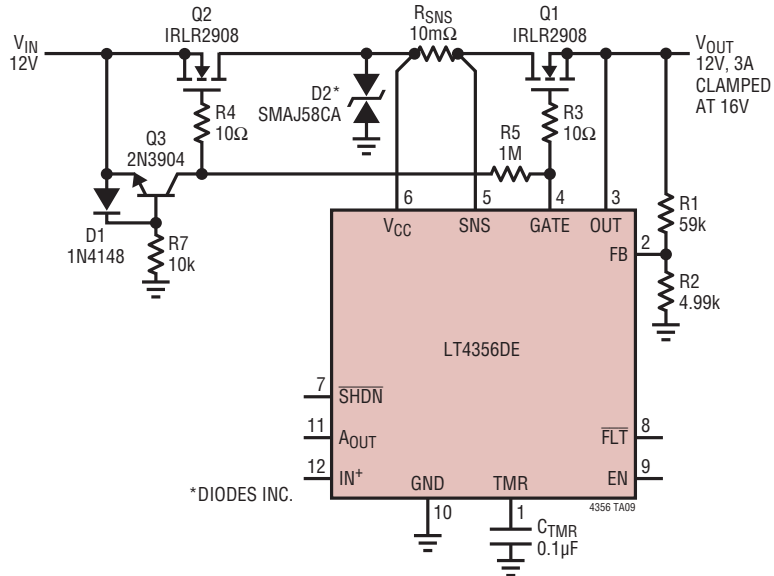


標準的応用例

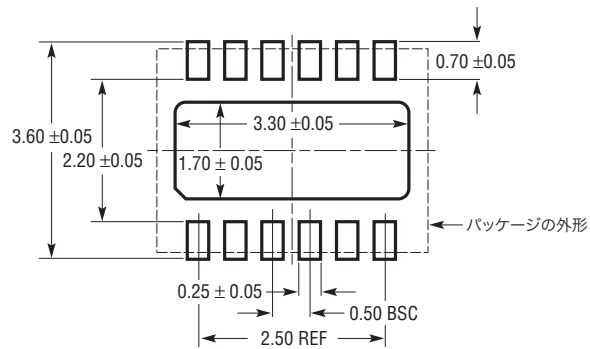
36Vでの過電圧出力レギュレーションと15VでのUVシャットダウン機能付きの2.5A、28Vホットスワップ



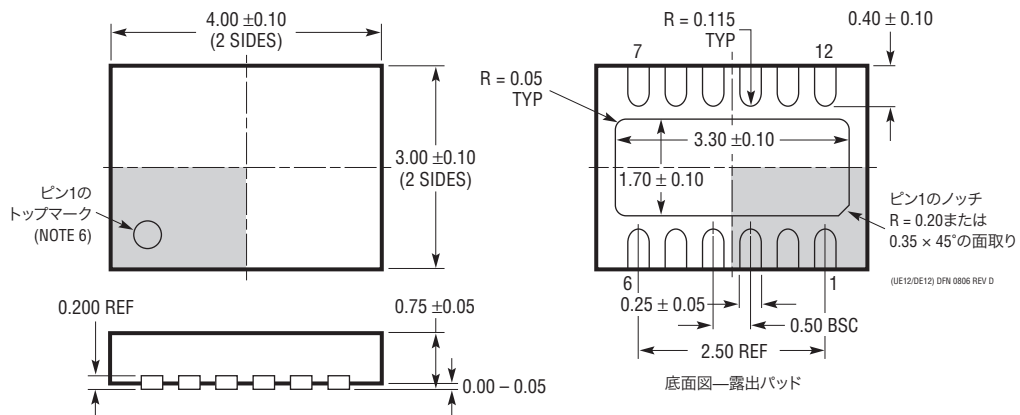
-80Vまでの逆入力保護機能付き過電圧レギュレータ



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)



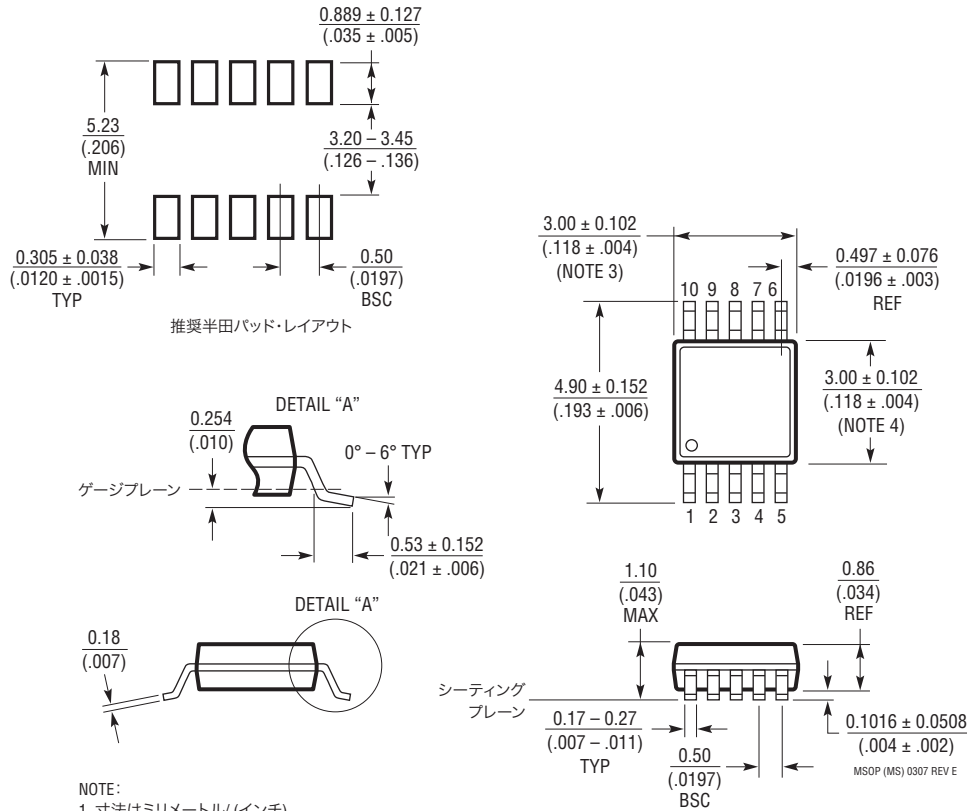
推奨する半田パッドのピッチと寸法  
 半田付けされない領域には半田マスクを使用する



NOTE:

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

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



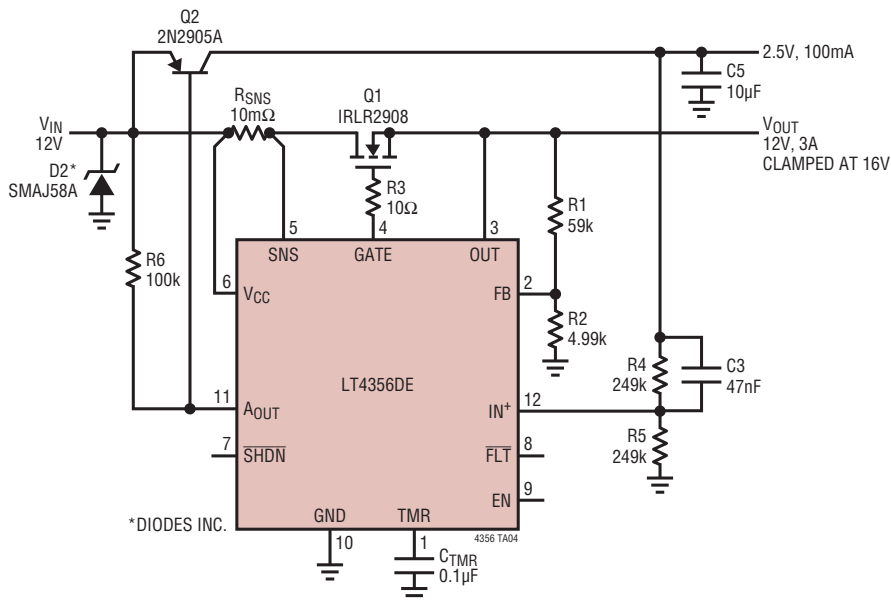
- NOTE:
1. 寸法はミリメートル/ (インチ)
  2. 図は実寸とは異なる
  3. 寸法にはモールドのバリ、突出部、またはゲートのバリを含まない。  
 モールドのバリ、突出部、またはゲートのバリは、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
  4. 寸法には、リード間のバリまたは突出部を含まない。  
 リード間のバリまたは突出部は、各サイドで0.152mm (0.006")を超えないこと
  5. リードの平坦度(整形後のリードの底面)は最大0.102mm (0.004")であること





標準的応用例

最大100mAのリニア・レギュレータ付き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、スレッショルド精度: $\pm 1.5\%$
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 × 4mm QFN-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 <sup>2</sup> 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

Hot Swap、No RSENSEおよびThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。