

特長

- 電源電圧範囲: 8V~48V
- -15V~60Vの電源過渡に対する保護機能搭載
- 短絡保護
- 自動再起動タイマ
- オープンコレクタ・フォールト・フラグ
- 完全動作のNチャネルMOSFETスイッチ
- 電流制限、遅延時間、自動再起動期間をプログラム可能
- 電圧が制限されたゲート・ドライブ
- オープン入力時にデフォルトでオフ状態
- SO-8パッケージで供給

アプリケーション

- 産業用制御
- アビオニクス・システム
- 車載スイッチ
- ステッピングモータおよびDCモータの制御
- 電子式回路ブレーカ

概要

LT[®]1910は、ハイサイド・スイッチング・アプリケーションで低コストのNチャネル・パワーMOSFETを使用可能にするハイサイド・ゲート・ドライバです。このデバイスは完全に独立したチャージ・ポンプを内蔵し、外付け部品なしでNチャネルMOSFETスイッチを完全に動作させることができます。

スイッチ電流があらかじめ設定されたレベルを超えたことを内蔵のドレイン・コンパレータが検知すると、スイッチはオフになり、フォールト・フラグがアクティブになります。スイッチは外付けのタイミング・コンデンサで設定された期間オフ状態を維持した後、自動的に再起動を試みます。まだフォールトが存在する場合は、フォールトが除去されるまでこのサイクルが繰り返されるので、MOSFETは保護されます。スイッチの再起動が成功すると、フォールト・フラグが非アクティブになります。

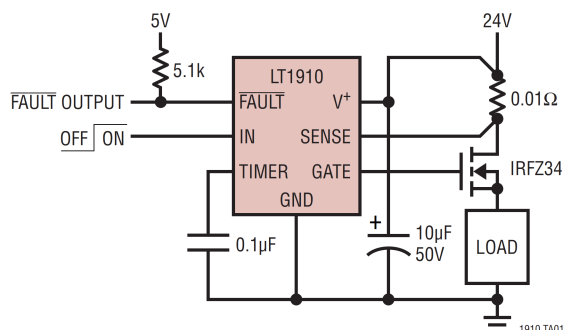
LT1910は、不十分な電源レギュレーションや電源過渡の恐れのある産業用、アビオニクス、車載アプリケーションなど、厳しい動作環境向けに特別に設計されています。このデバイスは-15V~60Vの電源トランジェントによる損傷には耐えられません。

LT1910はSO-8パッケージで供給されます。

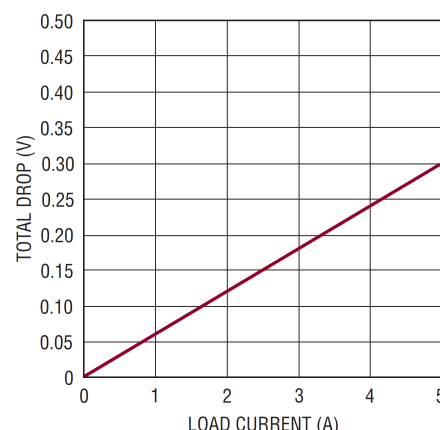
LT[®]、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。PowerPathおよびThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

フォールト保護機能付きハイサイド・スイッチ



スイッチの電圧降下と負荷電流



1910 TA02

1910fc

LT1910

絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧 (ピン8) -15V~60V
入力電圧 (ピン4) (GND-0.3V)~15V
GATE電圧 (ピン5) 75V
SENSE電圧 (ピン6) $V^+ \pm 5V$
FAULT電圧 (ピン3) 36V
電流 (ピン1、2、4、5、6、8) 40mA
動作周囲温度範囲 (Note 2)

LT1910E -40°C~85°C

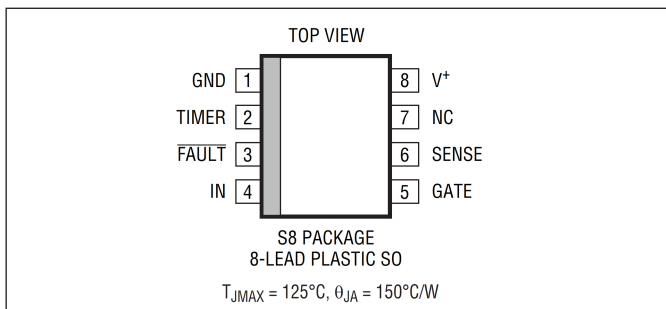
LT1910I -40°C~125°C

接合部温度範囲 -40°C~125°C

保存温度範囲 -65°C~150°C

リード温度 (半田付け、10秒) 300°C

ピン配置



発注情報

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
LT1910ES8#PBF	LT1910ES8#TRPBF	1910	8-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
LT1910IS8#PBF	LT1910IS8#TRPBF	1910	8-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
LT1910ES8	LT1910ES8#TR	1910	8-Lead Plastic SO	-40°C to 85°C
LT1910IS8	LT1910IS8#TR	1910	8-Lead Plastic SO	-40°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。

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/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°Cでの値。注記がない限り、V⁺ = 12V~48V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
I _S	Supply Current (Off State)	V ⁺ = 48V, V _{IN} = 0.8V		1.2	1.9	2.5	mA
ΔI _{S(ON)}	Delta Supply Current (On State)	V _{IN} = 2V, Measure Increase in I _S		0.8		1.2	mA
V _{INH}	Input High Voltage	E-Grade I-Grade	● ●	2 3.5			V V
V _{INL}	Input Low Voltage	E-Grade I-Grade	● ●			0.8 0.7	V V
I _{IN}	Input Current	V _{IN} = 2V V _{IN} = 5V	● ●	15 55	30 110	50 185	μA μA
C _{IN}	Input Capacitance (Note 3)			5			pF
V _{T(TH)}	Timer Threshold Voltage	V _{IN} = 2V, Adjust V _T	●	2.6	2.9	3.2	V
V _{T(CL)}	Timer Clamp Voltage	V _{IN} = 0.8V		3.2	3.5	3.8	V
I _T	Timer Charge Current	V _{IN} = V _T = 2V		9	14	20	μA
V _{SENSE}	Drain-Sense Threshold Voltage Temperature Coefficient (Note 3)			50	65 0.33	80	mV %/°C

1910fc

電氣的特性

●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、 $V^+ = 12\text{V} \sim 48\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{SENSE}	Drain Sense Input Current	$V^+ = 48\text{V}$, $V_{\text{SENSE}} = 65\text{mV}$		0.5	1.5	μA
$V_{\text{GATE}} - V^+$	Gate Voltage Above Supply	$V^+ = 8\text{V}$ $V^+ = 12\text{V}$	4 7	4.5 8.5	6 10	V V
		$V^+ = 24\text{V}$ E-Grade I-Grade	10 10	12 12	14 15	V V
		$V^+ = 48\text{V}$ E-Grade I-Grade	10 10	12 12	14 15	V V
$V_{\text{F(TH)}}$	FAULT Output High Threshold Voltage	$V_{\text{IN}} = 2\text{V}$, $I_{\text{F}} = 1\text{mA}$, Adjust V_{T}	3.1	3.4	3.7	V
	FAULT Output Low Threshold Voltage		3.0	3.3	3.6	V
V_{FOL}	FAULT Output Low Voltage	$I_{\text{F}} = 1\text{mA}$	0.07		0.4	V
t_{ON}	Turn-On Time	$V^+ = 24\text{V}$, $V_{\text{GATE}} = 32\text{V}$, $C_{\text{GATE}} = 1\text{nF}$	100	220	400	μs
t_{OFF}	Turn-Off Time	$V^+ = 24\text{V}$, $V_{\text{GATE}} = 2\text{V}$, $C_{\text{GATE}} = 1\text{nF}$		25	100	μs
$t_{\text{OFF(CL)}}$	Current Limit Turn-Off Time	$V^+ = 24\text{V}$, $(V^+ - V_{\text{SENSE}}) \rightarrow 0.1\text{V}$, $C_{\text{GATE}} = 1\text{nF}$		20	50	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。

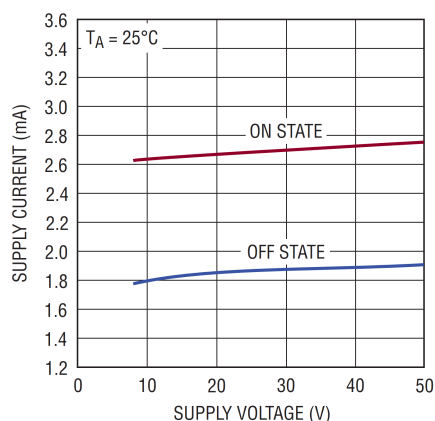
Note 2: LT1910Eは $0^\circ\text{C} \sim 70^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。
 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コント

ロールとの相関で確認されている。LT1910Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

Note 3: 保証されているがテストされない。

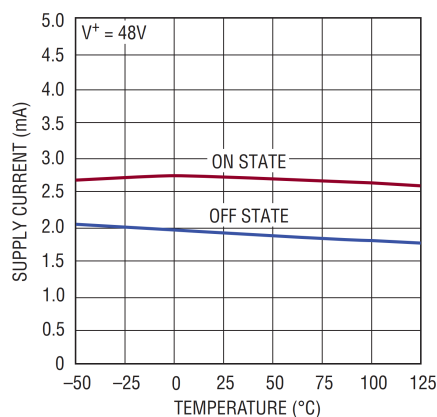
標準的性能特性

電源電流と電源電圧



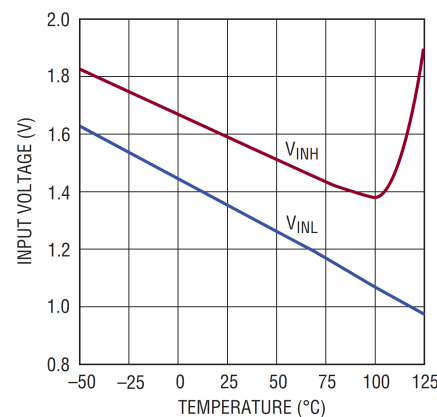
1910 G01

電源電流と温度



1910 G02

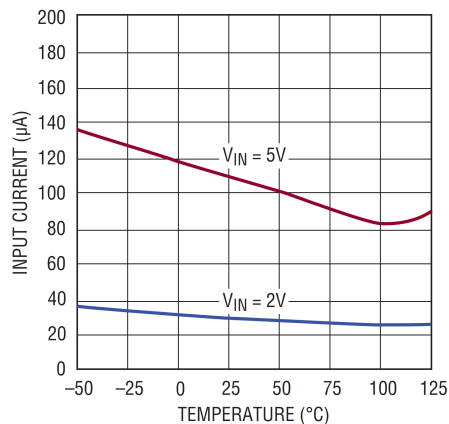
入力電圧と温度



1910 G03

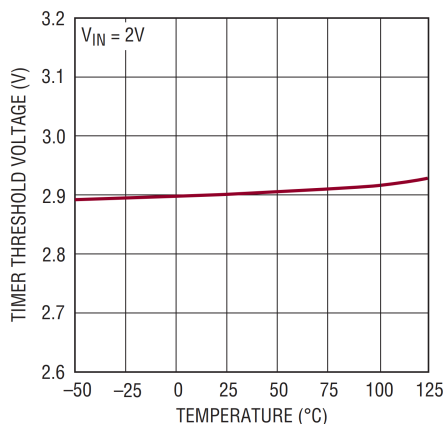
標準的性能特性

入力電流と温度



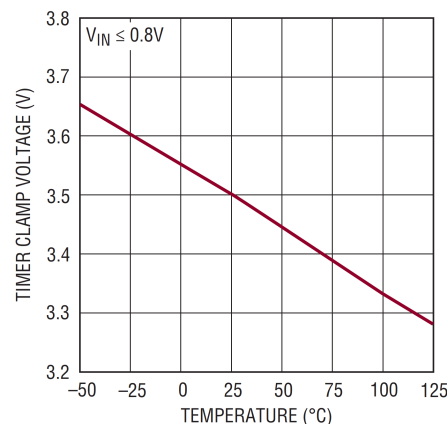
1910 G04

タイマのスレッシュホールド電圧と温度



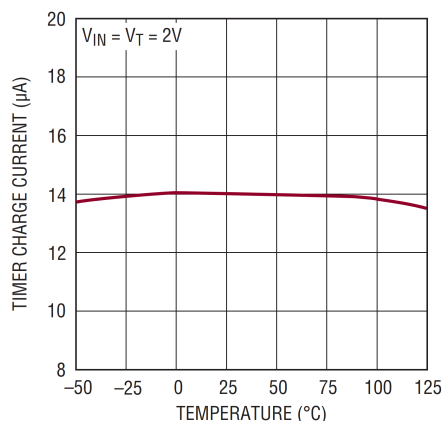
1910 G05

タイマのクランプ電圧と温度



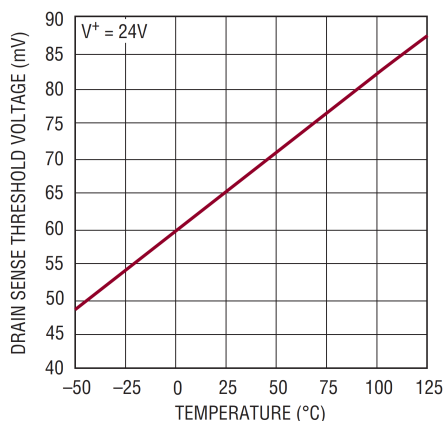
1910 G06

タイマの充電電流と温度



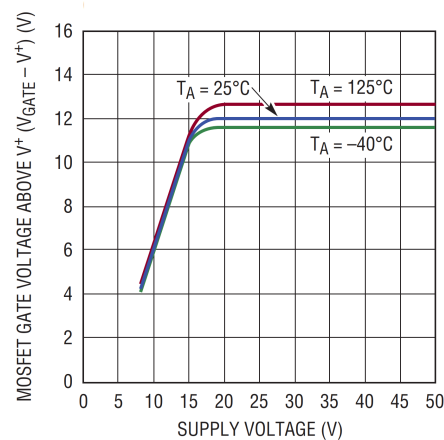
1910 G07

ドレイン検出スレッシュホールド電圧と温度



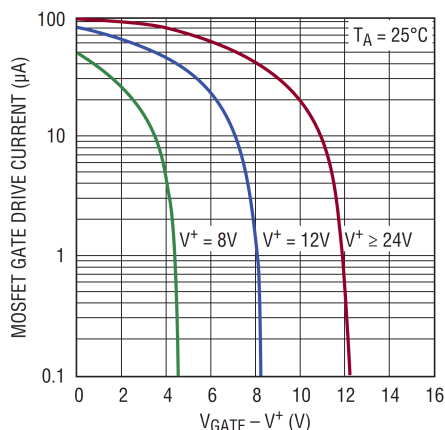
1910 G08

V+を超えるMOSFETのゲート電圧 (VGATE-V+)と電源電圧



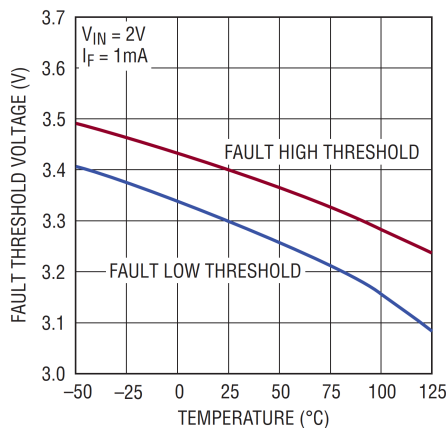
LTC1266 • F04

MOSFETゲート・ドライブ電流と $V_{GATE} - V^+$



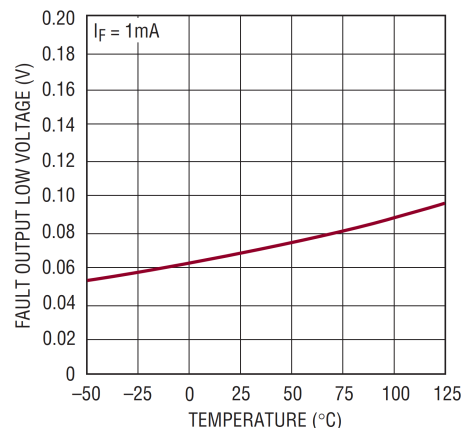
1910 G10

フォールト・スレッシュホールド電圧と温度



1910 G11

フォールト出力の"L"の電圧と温度

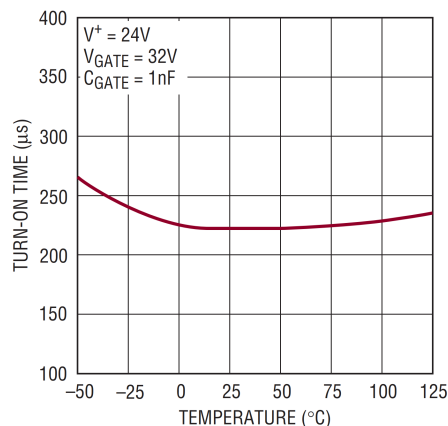


1910 G12

1910fc

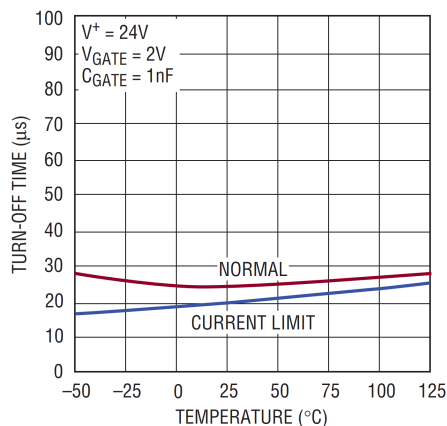
標準的性能特性

ターンオン時間と温度



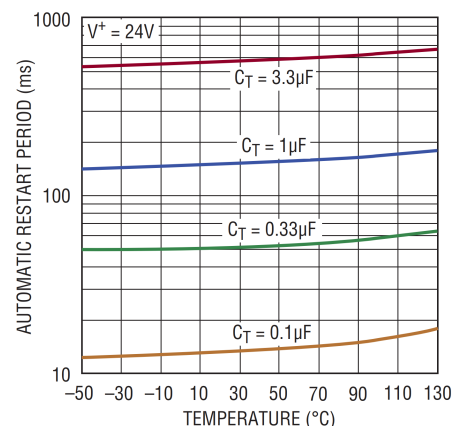
1910 G13

ターンオフ時間と温度



1910 G14

自動再起動期間と温度



1910 G15

ピン機能

GND (ピン1): 共通グランド。

TIMER (ピン2): TIMERピンからグランドに接続されるタイミング・コンデンサ C_T により、過電流検出に続く再起動時間が設定されます。過電流状態が検出されると、 C_T は1Vより下まで急速に放電し、次いで公称14 μ Aの電流源により2.9Vのタイマ・スレッシュホールドまで再度充電され、そこで再起動が試みられます。TIMERが2.9Vより下に下がるとGATEピンが“L”になり、外部スイッチをオフします。過電流状態が解消してスイッチがうまく再起動するまでこのサイクルが繰り返されます。通常動作では、このピンは公称3.5Vにクランプされます。

FAULT (ピン3): FAULTピンはTIMERピンの電圧をモニタし、過電流状態を表示します。TIMERピンが電流制限状態の開始点で3.3Vより下に下がると、FAULTピンはアクティブ“L”になります。自動再起動時にTIMERピンが3.4Vより上にランプすると、直ちにFAULTピンが“H”にリセットします。FAULTピンはオープン・コレクタ出力なので、外部プルアップ抵抗が必要であり、ロジック・インタフェースが意図されています。この抵抗は、“L”状態で最大1mAのプルアップで選択します。

IN (ピン4): INピンのスレッシュホールドはTTL/CMOS互換で、約200mVのヒステリシスを備えています。INピンが2Vを超えてアクティブ“H”になると、内部チャージポンプが起動してGATEピンを引き上げます。INピンは電源がオンしていてもオフしてい

ても関係なく最高15Vまで引き上げることができます。INピンがオープンのままだと、内部75kプルダウン抵抗がこのピンを0.8Vより下に引き下げ、GATEピンが非アクティブ“L”になることを保証します。

GATE (ピン5): GATEピンはパワー・MOSFETのゲートをドライブします。INピンが2Vより高いと、GATEピンは電源より約12V上に押し上げられます。このピンはレールより上に押し上げられるとそのインピーダンスが比較的高くなります(数百k Ω に相当)。グランドまたは電源への寄生抵抗による負荷を最小に抑えるように注意します。GATEピンはTIMERピンが2.9Vより下に下がると“L”になります。

SENSE (ピン6): SENSEピンは、電源を基準にしたコンパレータ(公称オフセットが65mV)の入力に接続されています。SENSEピンが電源より65mV以上下に下がると、MOSFETのゲートが“L”にドライブされ、タイミング・コンデンサが放電します。SENSEピンのスレッシュホールドの温度係数(TC)は0.33%/°Cで、これはPCBの銅トレースによって形成されるドレイン・センス抵抗のTCにぴったり整合します。

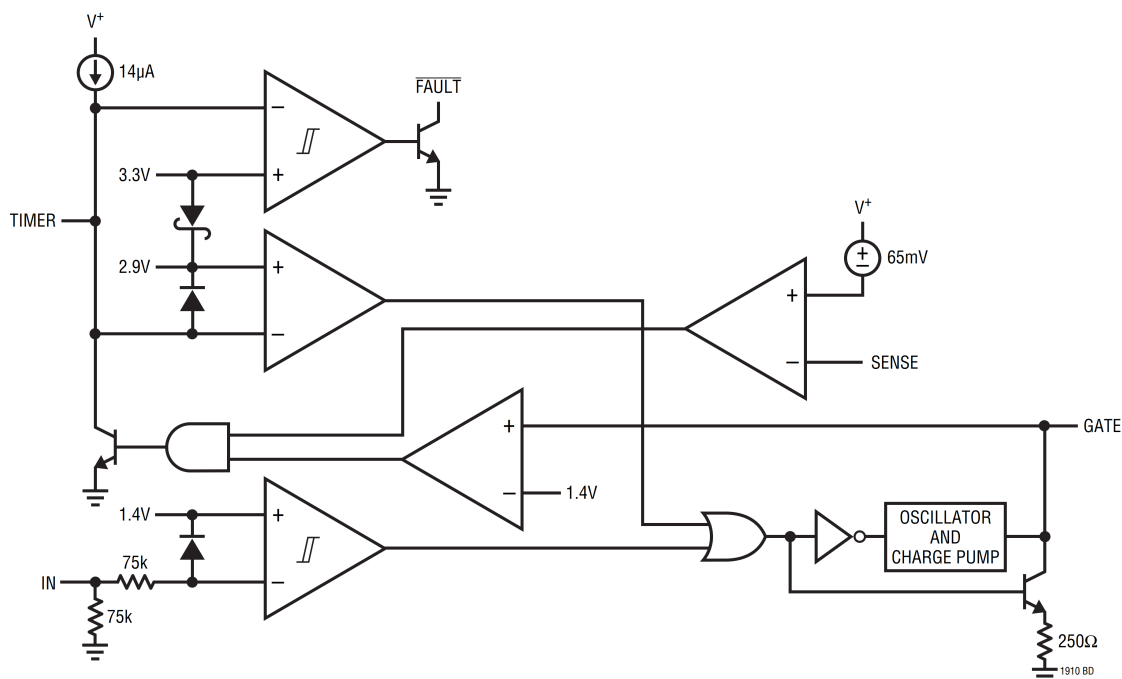
高い突入電流を必要とする負荷の場合、ドレイン・センス抵抗とSENSEピンの間にタイミング遅延回路RCを追加して、起動時に電流検出コンパレータが誤ってトリガしないよう保証することができます(「アプリケーション情報」を参照)。最大10k Ω

ピン機能

をドレイン・センス抵抗とSENSEピンの間に挿入することができます。電流検出が不要であれば、SENSEピンは電源に接続します。

V⁺ (ピン8) : LT1910の動作電流の供給に加えて、V⁺ピンは電流検出コンパレータのケルビン接続としても機能します。電流検出動作が正しく行われるには、V⁺ピンをドレイン・センス抵抗のプラス側に接続する必要があります。

ブロック図



動作 (ブロック図を参照)

LT1910のGATEピンには2つの状態(オンとオフ)があります。このピンはオフ状態では“L”に保たれますが、オン状態では自足した750kHzチャージポンプによって電源より12V上まで押し上げられます。INピンが0.8Vより下のとき、またはTIMERピンが2.9Vより下のときのいずれでも、オフ状態になります。逆に、オン状態になるには、INピンが2Vを超え、TIMERピンが2.9Vを超える必要があります。

INピンには約200mVのヒステリシスがあります。このピンはオープンのままにしておくと75k抵抗によって“L”に保たれます。正常状態では、TIMERピンは14μAのプルアップ電流源によって2.9Vよりダイオード1個の電圧降下分だけ上に保たれます。したがって、INピンが2Vを超えると、TIMERピンは自動的に

にGATEピンをオン状態に反転させます。

SENSEピンは通常パワーMOSFETのドレインに接続され、ドレインは値の小さなドレイン・センス抵抗を通して電源に戻ります。検出コンパレータがMOSFETのドレイン電流を正確に検出するには、V⁺ピンをドレイン・センス抵抗のプラス側に直接接続する必要があります。GATEピンがオン状態で、MOSFETドレイン電流がドレイン・センス抵抗両端に65mVの電圧降下を発生するのに必要なレベルを超えると、検出コンパレータがプルダウンNPNを作動させ、TIMERピンを2.9Vより下に急速に引き下げます。これにより、タイマ・コンパレータがINピンをオーバーライドし、GATEピンをオフ状態に設定して、パワーMOSFETを保護します。TIMERピンが3.3Vより下

動作

に下がると、フォールト・コンパレータはオープン・コレクタのNPNも作動させ、FAULTピンを“L”に引き下げて過電流状態を表示します。

MOSFETのゲート電圧が1.4Vより下まで放電するとTIMERピンが解放されます。次いで、14 μ A電流源がタイミング・コンデンサを再度2.9Vにゆっくり充電し、そこに達するとチャージポンプがGATEピンを“H”に再度ドライブし始めます。フォールト状態が依然存在すると、検出コンパレータ・スレッシュホールドを再度超え、フォールトが解消するまでタイマ・サイクルが繰り返されます。TIMERピンが3.4Vより上に無事充電すると、FAULTピンが非アクティブ“H”になります(図1を参照)。

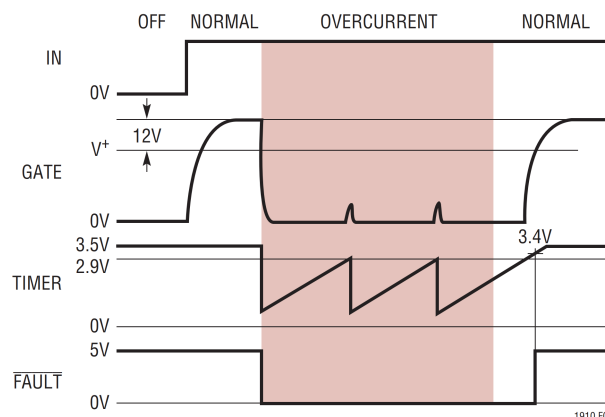


図1. タイミング図

アプリケーション情報

入力/電源のシーケンシング

LT1910は入力と電源のシーケンスを制御する必要はありません。電源が0VのときINピンを15Vに引き上げることができます。INピンが“H”に設定された状態で電源をオンすると、タイミング・コンデンサが2.9Vに充電されるまで(つまり再起動サイクル1回分)MOSFETのターンオンが禁止されます。

入力の絶縁

過酷な環境での動作では、グランド過渡が制御ロジックを損傷するのを防ぐため、絶縁が必要なことがあります。LT1910は低価格のオプトアイソレータに簡単にインタフェースすることができます。図2に示されているネットワークは、入力が2V以上に引き上げられ、しかも全温度範囲にわたって12V~48Vの電源電圧の絶対最大定格を超えないように保証します。オプトアイソレータの暗電流(リーク電流)は、オフ状態を維持

するため、高温でも20 μ A未満でなければなりません(図2を参照)。

ドレイン検出の構成設定

LT1910は電源を基準にして電流を検出します。電流検出コンパレータの一方の入力はドレイン検出ピンに接続されており、他方の入力はデバイス内部で電源より65mV下にオフセットされています。このため、LT1910のピン8は電源ピンとしてだけでなく、電流検出コンパレータの基準入力としても取り扱う必要があります。

LT1910の適切なドレイン検出構成設定を図3に示します。SENSEピンはセンス抵抗のドレイン端に接続され、V⁺ピンはセンス抵抗のプラス端と同じポイントで電源に接続されていることに注意してください。

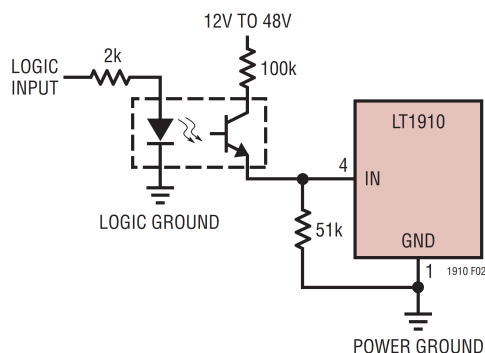


図2. 入力の絶縁

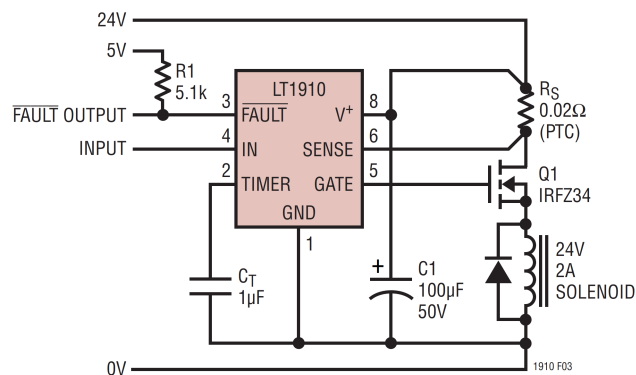


図3. ドレイン検出構成設定

1910fc

アプリケーション情報

ドレイン検出スレッシュホールド電圧の温度係数は正なので、PTC センズ抵抗を使うことができます（「プリント回路基板のシャント」を参照）。 R_S は次のように最小スレッシュホールド電圧に基づいて選択します。

$$R_S = 50\text{mV}/I_{\text{SET}}$$

したがって、図3の 0.02Ω のドレイン・センス抵抗の場合、最小トリップ電流は 2.5A となります。この単純な構成設定は、ターンオン時に大きな電流過渡を生じない抵抗性または誘導性の負荷の場合適切です。

自動再起動期間

図3に示されているタイミング・コンデンサ C_T により、電流制限がトリップした後パワー・MOSFETがオフ状態に保たれる時間が決まります。 C_T の様々な値に対する再起動期間を示す曲線が「標準的性能特性」に与えられています。たとえば、 $C_T = 0.33\mu\text{F}$ だと、再起動期間は 50ms になります。

自動再起動の無効化

アプリケーションによっては、フォールト発生後オフ状態に留まる必要があります。LT1910がCMOSロジックからドライブされる場合、図4に示されているように、INピンとTIMERピンの間に抵抗 R_2 を接続することにより、これを簡単に実現することができます。 R_2 は、フォールト状態でTIMERピンを“L”にラッチする内部SCRのために保持電流を供給します。FAULTピンはTIMERピンが 3.3V より下に下がるとアクティブ“L”に設定されます。これにより、INピンがリサイクルを完了するまで、MOSFETのゲートがオンするのが防がれ、また、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンが“H”にリセットするのが防がれます。

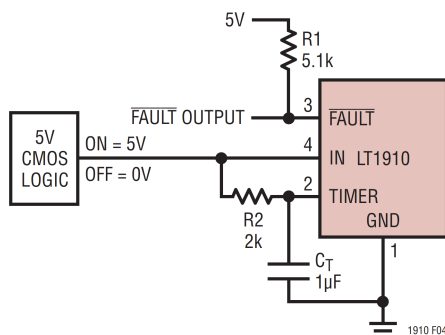


図4. ラッチオフの構成設定 (自動再起動を無効化)

フォールト状態の継続時にINピンがリサイクルしてもMOSFETがうまくオンしないときFAULTピンにグリッチが生じるのを防ぐため C_T が使われます。

誘導性負荷と容量性負荷

誘導性負荷をオンするとMOSFET電流に比較的緩やかなランプを生じます。ただし、誘導性負荷をオフすると、インダクタに保存された電流が減衰するための場所が必要になります。各誘導性負荷両端に直接接続されたクランプ・ダイオードが通常この目的に役立ちます。ダイオードを使わないと、LT1910はMOSFETのゲートをグランドより 0.7V 下にクランプします。このため、電流が減衰する間MOSFET両端に $(V^+ + V_{GS} + 0.7\text{V})$ が生じてMOSFETが再度導通し、損失のピークが大きくなります。

容量性負荷は逆の振舞いを示します。デカップリング・コンデンサを備えたどんな負荷も、コンデンサ突入電流発生時に $C_{\text{LOAD}} \cdot (\partial V/\partial t)$ に等しい電流を生じます。大きな電解コンデンサの場合、生じる電流スパイクが電源を攪乱し、電流検出コンパレータを誤ってトリップすることがあります。

ターンオン時の $\partial V/\partial t$ は、図5に示されている簡単なネットワークを追加することにより制御されます。このネットワークはMOSFETがターンオン時にソースフォロワとして動作する事実を利用しています。こうして、ゲートの $\partial V/\partial t$ を制御することにより、ソースの $\partial V/\partial t$ を制御することができます。

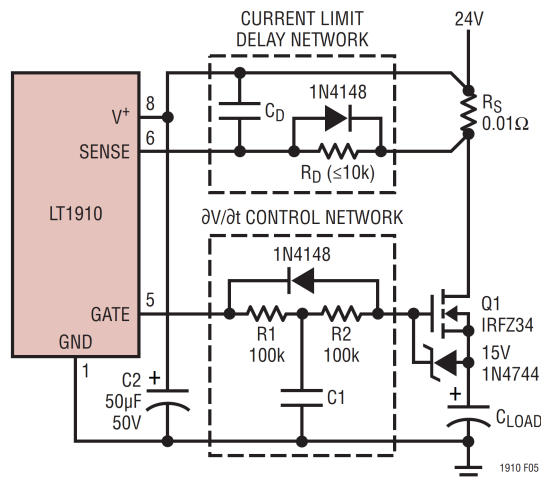


図5. 制御と電流制限の遅延回路

アプリケーション情報

C_{LOAD} へ流れるターンオン電流スパイクは次のように推定されます。

$$I_{PEAK} = C_{LOAD} \cdot \frac{V_G - V_{TH}}{R1 \cdot C1}$$

ここで、 V_{TH} はMOSFETのゲート・スレッショルド電圧です。 V_G は、図6に示されているように、「ゲート・ドライブ電流 (I_{GATE})とゲート電圧 (V_{GATE})」のグラフに次式をプロットして求めることができます。

$$I_{GATE} = \frac{V_{GATE}}{R1}$$

与えられた電源の曲線の交点の V_{GATE} の値が V_G です。たとえば、 $V^+ = 24V$ および $R1 = 100k\Omega$ だとすると、 $V_G = 18.3V$ になります。 $V_{TH} = 2V$ 、 $C1 = 0.1\mu F$ および $C_{LOAD} = 1000\mu F$ では、 $I_{PEAK} = 1.6A$ と推定されます。ネットワークのダイオードと2番目の抵抗によって高速電流制限ターンオフが保証されます。

容量性負荷をオフするとき、ゲートが引き下げられるのと同じ速さで負荷抵抗が C_{LOAD} を放電しないと、MOSFETのソースが「ハングアップ」することがあります。この場合、15Vツェナー・ダイオードをゲートからソースに追加して $V_{GS(MAX)}$ を超えないようにすることができます。

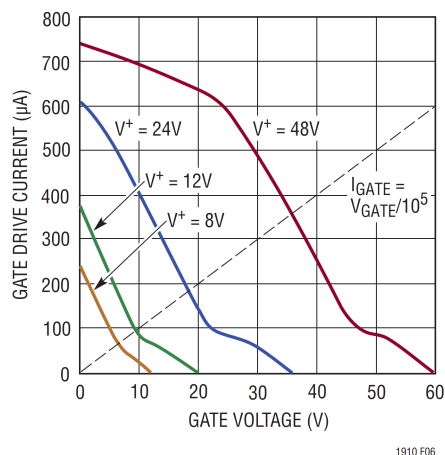


図6. ゲート・ドライブ電流とゲート電圧

電流制限遅延の追加

容量性負荷をスイッチするとき、または非常にノイズの多い環境では、ドレイン電流検出経路に遅延を与えて、誤ったトリップを防ぐのが望ましいといえます(誘導性負荷には通常遅延は不要です)。これは図5に示されている電流制限遅延ネットワークによって実現することができます。 R_D と C_D により、約10・

I_{SET} までのドレイン電流の過電流トリップが遅延します。それを超えるとダイオードが導通して直ちにオフします(図7を参照)。タイマの正しい動作を保証するには、 C_D は C_T 以下でなければなりません。

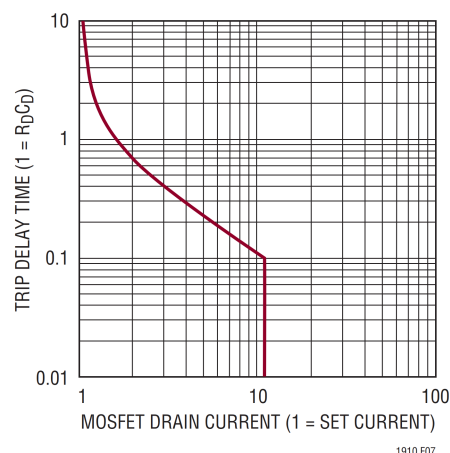


図7. 電流制限の遅延時間

プリント回路基板のシャント

1オンス銅領域のシート抵抗は約 $5 \cdot 10^{-4} \Omega/\text{平方}$ で、温度係数は $0.39\%/^{\circ}C$ です。LT1910のドレイン検出スレッショルドの温度係数はそれに近いので($0.33\%/^{\circ}C$)、PCトレースの素材で作成した「無償の」ドレイン・センス抵抗を使って、TCがゼロに近い電流検出が可能になります。

控えめな手法では、1オンス銅の場合1Aの電流当り0.02"の幅を使います。LT1910のドレイン検出スレッショルドと1オンス銅の抵抗を組み合わせると、幅と長さの簡単な式が得られます。

$$\text{幅 (1オンス銅)} = 0.02" \cdot I_{SET}$$

$$\text{長さ (1オンス銅)} = 2"$$

2オンス銅の場合、幅は半分になりますが、長さは同じままです。

スペースを減らすため抵抗を曲げることができます。各屈曲部分は直線部分の幅の0.6倍に相当します。抵抗の両端からLT1910の V^+ ピンとSENSEピンに別々にトレースを配線して、ケルビン接続を採用します。プリント回路基板のシャントの詳細については、「アプリケーションノート53」を参照してください。

アプリケーション情報

低電圧/広い電源範囲の動作

電源が12Vより低いと、LT1910のチャージポンプは標準的NチャネルMOSFETを完全にエンハンスするのに十分なゲート電圧を発生しません。これらのアプリケーションでは、ロジック・レベルMOSFETを使って、動作電源を最小8Vまで広げることができます。MOSFETの最大 V_{GS} 定格が15V以上であれば、LT1910は(V^+ ピンの絶対最大定格である)最大60Vまでの電源電圧で動作することも可能です。

電源過渡に対する保護

LT1910は V^+ ピンとGNDピンの間に60Vを加えたとき損傷を受けないことが100%テストされ、保証されています。ただし、数マイクロ秒であってもこの電圧を超えると、破壊的な結果を生じることがあります。そのため、60Vを超える電源過渡に曝さないことが重要です。このようなアプリケーションでは、Diodes Inc.のSMAJ48Aのようなトランジェント・サプレッサを V^+ ピンとGNDピンの間に追加します。

電流検出動作が正しく行われるには、 V^+ ピンはドレイン・センス抵抗のプラス側に接続する必要があります(「ドレイン検出の構成設定」を参照)。したがって、 V^+ ピンとドレイン・センス抵抗が出会うノードのところで、電源を適切にデカップリングします。高電流スイッチで動作するときは数百マイクロファラッドを必要とすることがあります。

動作電圧がLT1910の絶対最大定格の60Vに近づく場合、 V^+ ピンとGNDピンの間にローカル電源デカップリングを置くことを強く推奨します。トランジェント・サプレッサ付きRCスナバが不可欠です。ただし、 V^+ ピンに直列に抵抗を接続しないよう注意してください。これは抵抗により電流検出スレッシュホールドに誤差が生じるためです。

ローサイドのドライブ

LT1910は主にハイサイド(接地された負荷の)スイッチ・アプリケーションをターゲットにしていますが、ローサイド(電源に接続された負荷の)スイッチ・アプリケーションに使うこともできます。ローサイド・パワーMOSFETをドライブしているLT1910を図8aと図8bに示します。LT1910のチャージポンプはNチャネルMOSFETのゲートを電源より上に押し上げようとするので、MOSFETの V_{GS} (絶対最大)を超えるのを防ぐため、クランプ・ツェナー・ダイオードが必要です。

LT1910のゲート・ドライブはこの目的のために電流制限されていますので、GATEピンとツェナー・ダイオードの間に抵抗は不要です。

ローサイド・ドライブを保護するための電流検出はいくつかの方法で行うことができます。図8aの回路では、負荷の電源電圧がLT1910の電源動作範囲内であることを前提にしています。このため、電流センス抵抗 R_S を通して負荷を電源に戻すことが可能になり、LT1910の保護回路が正常に動作します。

R_S を通して負荷を電源に戻すことができない場合、または負荷の電源電圧がLT1910の電源より高い場合、電流検出をローサイドMOSFETのソースに移動する必要があります。

ソース検出の手法を図8bに示します。 R_S 両端の電圧をドレイン検出ピンまでレベルシフトするのにオペアンプ(グラウンドまで伸びた同相範囲が必要)が使われています。この手法では、プリント回路のトレース素材で作成できる小さなセンス抵抗を使用することができます。LT1910の再起動タイムはハイサイド・スイッチ・アプリケーションの場合と同じように機能します。

アプリケーション情報

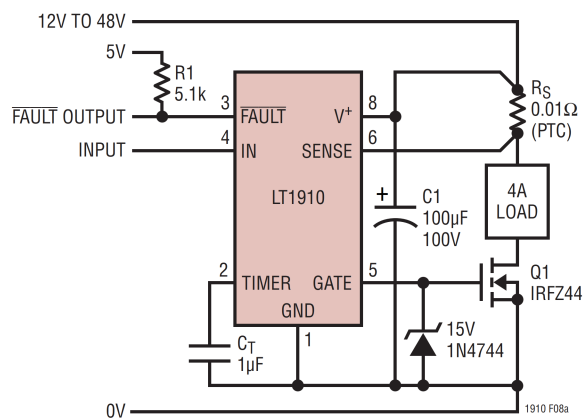


図8a. 負荷電流検出付きローサイド・ドライバ

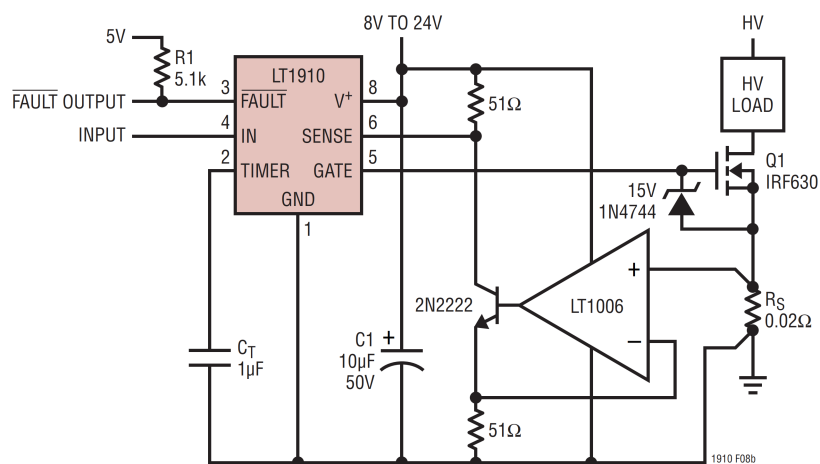
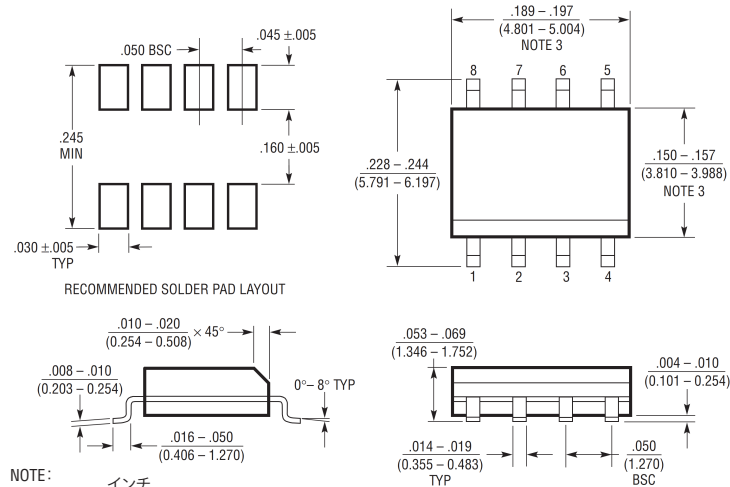


図8b. ソース電流検出用ローサイド・ドライバ

S8 Package
8-Lead Plastic Small Outline (Narrow .150 Inch)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1610 Rev G)



NOTE:

1. 寸法は $\frac{\text{インチ}}{\text{(ミリメートル)}}$
2. 図は実寸とは異なる
3. これらの寸法にはモールドのバリまたは突出部を含まない。
モールドのバリまたは突出部は $0.006''$ (0.15mm) を超えないこと
4. ピン1は斜めのエッジかへこみのいずれか

S08 REV G 0212

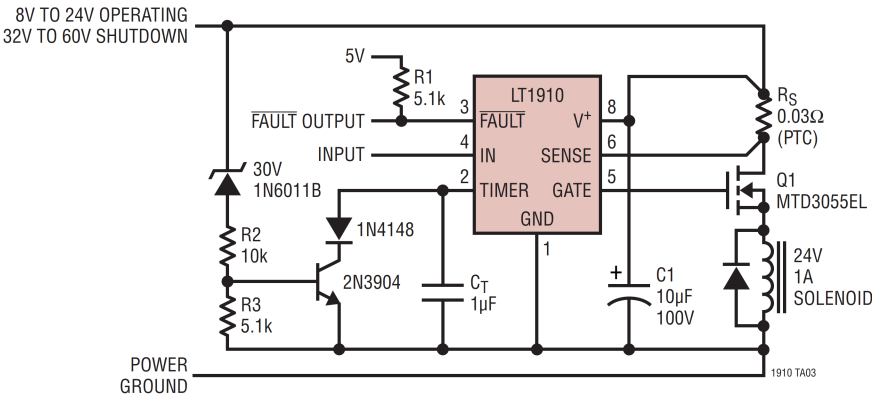
改訂履歴 (改訂履歴は Rev B から開始)

REV	日付	概要	ページ番号
B	7/14	FAULTピンの説明を更新。	5
C	6/15	製品マーキングを変更。	2

LT1910

標準的応用例

保護機能付き1A車載用ソレノイド・ドライバ、過電圧シャットダウン付き



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC®1153	自動リセット付き電子回路ブレーカ	プログラム可能なトリップ電流、フォールト状態出力
LTC1155	デュアル・ハイサイド・マイクロパワー MOSFETドライバ	4.5V～18Vで動作、85μAのオン電流、短絡保護機能
LT1161	保護機能付きクワッド・ハイサイド MOSFETドライバ	8V～48Vの電源範囲、個別短絡保護機能
LTC1163	1.8V～6Vのトリプル・ハイサイド MOSFETドライバ	待機電流:0.01μA、SO-8パッケージのトリプル・ドライバ
LTC1255	デュアル24VハイサイドMOSFETドライバ	9V～24Vで動作、短絡保護機能
LTC1477	保護機能付きモノリシック・ハイサイド・スイッチ	低 $R_{DS(ON)}$ の0.07Ωスイッチ、2A短絡保護機能
LTC1623	SMBusデュアル・ハイサイド・スイッチ チャージポンプ	2線式SMBusシリアル・インタフェース、内蔵ゲート用
LTC1693 製品ファミリ	ハイサイド・シングル/デュアルNチャネル/ PチャネルMOSFETドライバ	1.5Aピーク出力電流、4.5V ≤ V _{CC} ≤ 13.2V、SO-8パッケージ
LTC1710	SMBusデュアル・モノリシック・ハイサイド・スイッチ	2個の低 $R_{DS(ON)}$ の0.4Ω/300mAスイッチ、8ピンMSOPパッケージ
LTC4412	低損失PowerPath™コントローラ	「理想ダイオード」機能を実現、ThinSOT™パッケージ

PowerPathとThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。

1910fc