

# 6ピンSOT-23パッケージ入り ホットスワップ・コントローラ

## 特長

- 電源の入ったバックプレーンに対しボードを安全に挿抜可能
- 回路ブレーカでアナログ電流リミットを調整可能
- 高速応答により、ピーク・フォールト電流を制限
- 電流フォールト時の自動再トライまたはラッチオフ
- 調整可能な電源電圧上昇速度
- 外付けMOSFETスイッチ用ハイサイド・ドライブ
- 2.7V ~ 16.5Vの電源電圧を制御
- 低電圧ロックアウト
- 調整可能な過電圧保護
- 高さの低い(1mm)SOT-23(ThinSOT™)パッケージ

## アプリケーション

- 活線挿入
- 電子回路ブレーカ
- 産業用ハイサイド・スイッチ/回路ブレーカ

## 概要

LTC®4210は6ピンSOT-23パッケージ入りホットスワップコントローラで、電源の入ったバックプレーンに対してボードを安全に挿抜できるようにします。内蔵されているハイサイド・スイッチ・ドライバは外付けNチャネルMOSFETのゲートを制御し、2.7V ~ 16.5Vの電源電圧を供給します。

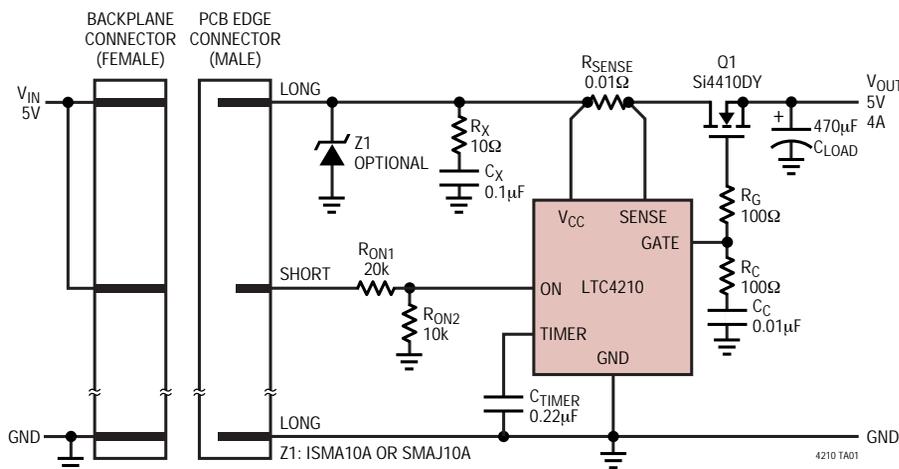
LTC4210は起動時のタイミングを制御し、調整可能な速度でゲート電圧を上昇させることができます。高速電流制限ループを備えており、回路ブレーカ・タイマとともに電流をアクティブに制限します。ONピンの信号はデバイスをオン/オフし、リセット機能にも使います。

このデバイスにはLTC4210-1とLTC4210-2の2つのオプションがあります。LTC4210-1は過電流フォールト時に自動再トライをおこない、LTC4210-2は過電流フォールト時にラッチオフします。

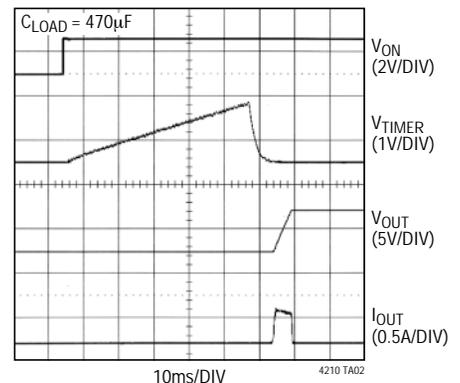
LT、LTC、LTIはリアテクノロジー社の登録商標です。  
ThinSOTとHot Swapはリアテクノロジー社の商標です。

## 標準的応用例

シングル・チャンネル5Vホットスワップ・コントローラ



電源立ち上げシーケンス



# LTC4210-1/LTC4210-2

## 絶対最大定格

(Note 1)

電源電圧 ( $V_{CC}$ ).....	17V
入力電圧 (SENSE、TIMER) .....	- 0.3V ~ ( $V_{CC} + 0.3V$ )
入力電圧 (ON) .....	- 0.3V ~ 17V
出力電圧 (GATE) .....	内部で制限されている (Note 3)
動作温度範囲	
LTC4210-1C/LTC4210-2C .....	0 ~ 70
LTC4210-1I/LTC4210-2I .....	- 40 ~ 85
保存温度範囲 .....	- 65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒) .....	300

## パッケージ/発注情報

	ORDER PART NUMBER
	LTC4210-1CS6 LTC4210-2CS6 LTC4210-1IS6 LTC4210-2IS6
	S6 PART MARKING
	LTYW LTYX LTF5 LTF6

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、弊社へお問い合わせください。

## 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 $T_A = 25$  での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5V$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{CC}$	Supply Voltage		2.7		16.5	V
$I_{CC}$	$V_{CC}$ Supply Current			0.65	3.5	mA
$V_{LKOR}$	$V_{CC}$ Undervoltage Lockout Release	$V_{CC}$ Rising	2.2	2.5	2.65	V
$V_{LKOHYST}$	$V_{CC}$ Undervoltage Lockout Hysteresis			100		mV
$I_{INON}$	ON Pin Input Current		-10	0	10	$\mu$ A
$I_{INSENSE}$	SENSE Pin Input Current	$V_{SENSE} = V_{CC}$	-10	5	10	$\mu$ A
$V_{CB}$	Circuit Breaker Trip Voltage	$V_{CB} = (V_{CC} - V_{SENSE})$	44	50	56	mV
$I_{GATEUP}$	GATE Pin Pull-Up Current	$V_{GATE} = 0V$	-5	-10	-15	$\mu$ A
$I_{GATEDN}$	GATE Pin Pull-Down Current	$V_{TIMER} = 1.5V, V_{GATE} = 3V$ or $V_{ON} = 0V, V_{GATE} = 3V$ or $V_{CC} - V_{SENSE} = 100mV, V_{GATE} = 3V$		25		mA
$\Delta V_{GATE}$	External N-Channel Gate Drive	$V_{GATE} - V_{CC}, V_{CC} = 2.7V$	4.0	6.5	8	V
		$V_{GATE} - V_{CC}, V_{CC} = 3V$	4.5	7.5	10	V
		$V_{GATE} - V_{CC}, V_{CC} = 3.3V$	5.0	8.5	12	V
		$V_{GATE} - V_{CC}, V_{CC} = 5V$	10	12	16	V
		$V_{GATE} - V_{CC}, V_{CC} = 12V$	9.0	12	16	V
		$V_{GATE} - V_{CC}, V_{CC} = 15V$	6.0	11	18	V
$I_{TIMERUP}$	TIMER Pin Pull-Up Current	Initial Cycle, $V_{TIMER} = 1V$	-2	-5	-8.5	$\mu$ A
		During Current Fault Condition, $V_{TIMER} = 1V$	-25	-60	-100	$\mu$ A
$I_{TIMERDN}$	TIMER Pin Pull-Down Current	After Current Fault Disappears, $V_{TIMER} = 1V$ Under Normal Conditions, $V_{TIMER} = 1V$		2 100	3.5	$\mu$ A $\mu$ A
$V_{TIMER}$	TIMER Pin Threshold	High Threshold, TIMER Rising	1.22	1.3	1.38	V
		Low Threshold, TIMER Falling	0.15	0.2	0.25	V
$V_{TMRHYST}$	TIMER Low Threshold Hysteresis			100		mV
$V_{ON}$	ON Pin Threshold	ON Threshold, ON Rising	1.22	1.3	1.38	V
$V_{ONHYST}$	ON Pin Threshold Hysteresis			80		mV

421012f

## 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、 $V_{CC} = 5\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$t_{\text{OFF}}(\text{TMRHIGH})$	Turn-Off Time (TIMER Rise to GATE Fall)	$V_{\text{TIMER}} = 0\text{V}$ to 2V Step, $V_{\text{CC}} = V_{\text{ON}} = 5\text{V}$		1		$\mu\text{s}$
$t_{\text{OFF}}(\text{ONLOW})$	Turn-Off Time (ON Fall to GATE Fall)	$V_{\text{ON}} = 5\text{V}$ to 0V Step, $V_{\text{CC}} = 5\text{V}$		30		$\mu\text{s}$
$t_{\text{OFF}}(\text{VCCLOW})$	Turn-Off Time ( $V_{\text{CC}}$ Fall to IC Reset)	$V_{\text{CC}} = 5\text{V}$ to 2V Step, $V_{\text{ON}} = 5\text{V}$		30		$\mu\text{s}$

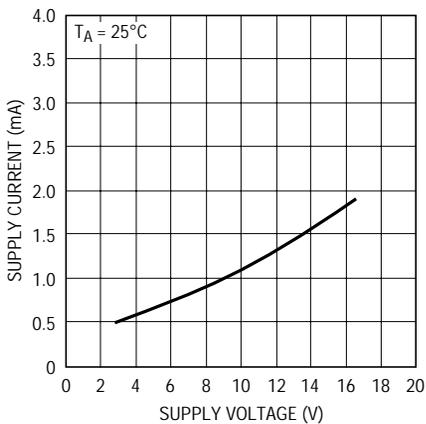
Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

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。注記のないかぎり、すべての電圧はグラウンドを基準にしている。

Note 3: GATEピンの内部ツェナー・ダイオードは、チャージ・ポンプ電圧を標準26Vの最大電圧にクランプする。内部ツェナー・ダイオード電圧を超えて外部からGATEピンをオーバードライブするとデバイスに損傷を与えるおそれがある。制限抵抗がない場合、GATE容量は最大 $V_{\text{CC}}$ で $0.15\mu\text{F}$ より小さくしなければならない。もっと低いGATEピン・クランプ電圧が望ましい場合、外部ツェナー・ダイオードを使うことができる。

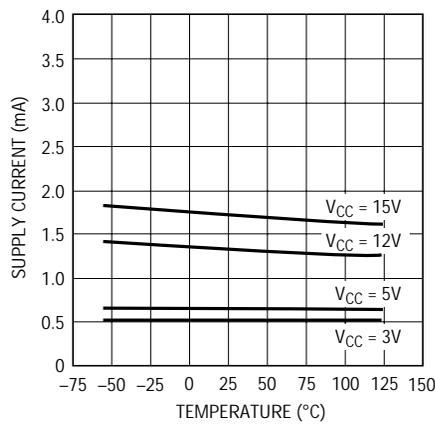
## 標準的性能特性

電源電流と電源電圧



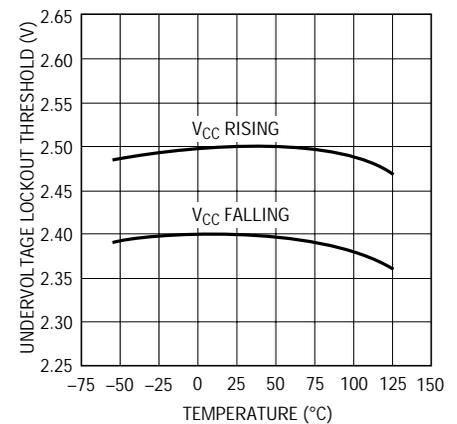
4210 G01

電源電流と温度



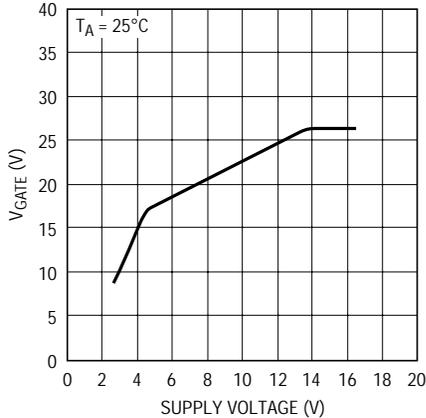
4210 G02

低電圧ロックアウト・スレッシュホールドと温度



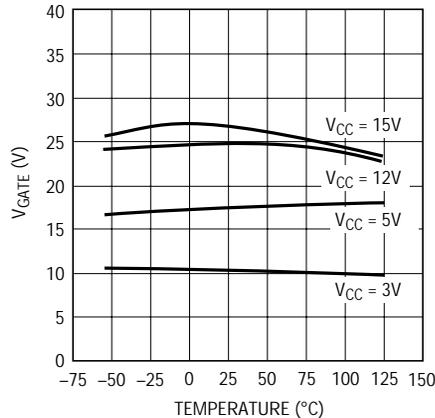
4210 G03

V<sub>GATE</sub>と電源電圧



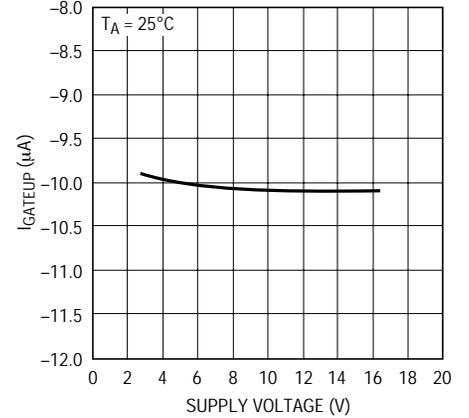
4210 G04

V<sub>GATE</sub>と温度



4210 G05

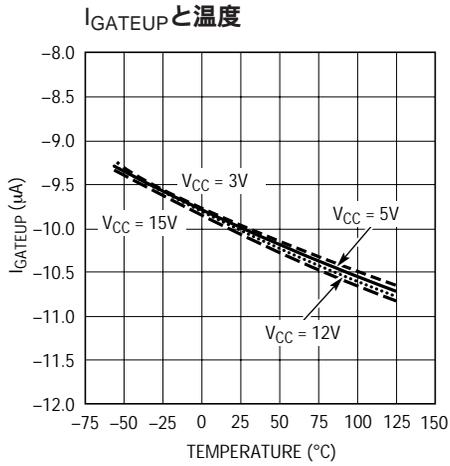
I<sub>GATEUP</sub>電圧と電源電圧



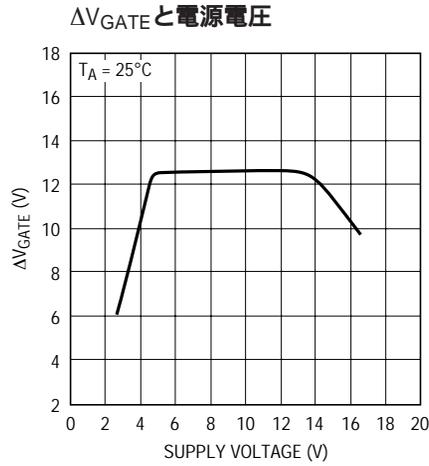
4210 G06

421012f

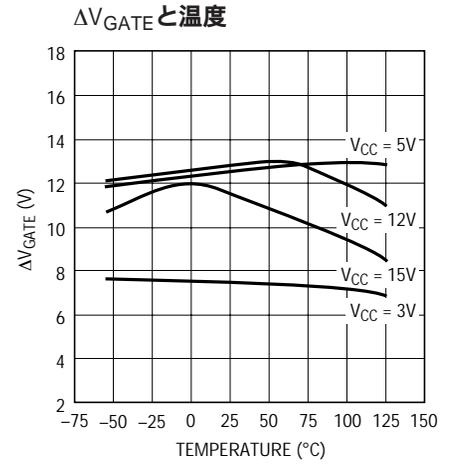
## 標準的性能特性



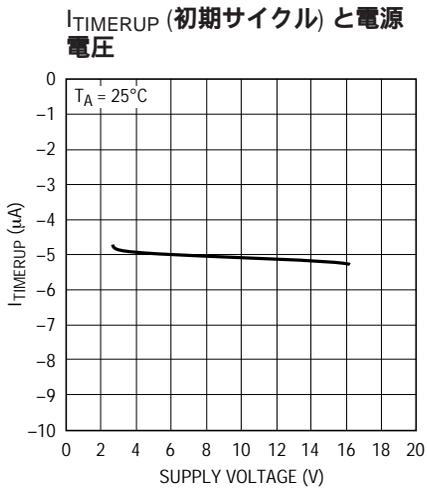
4210 G07



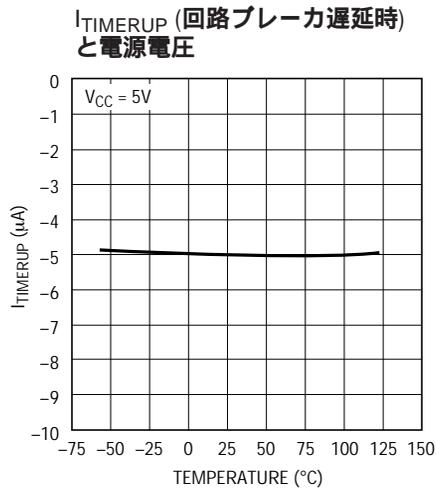
4210 G08



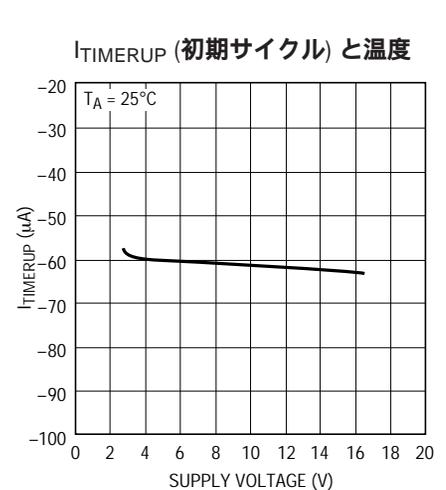
4210 G09



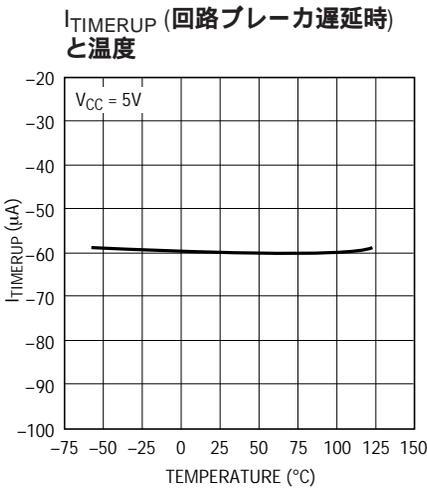
4210 G10



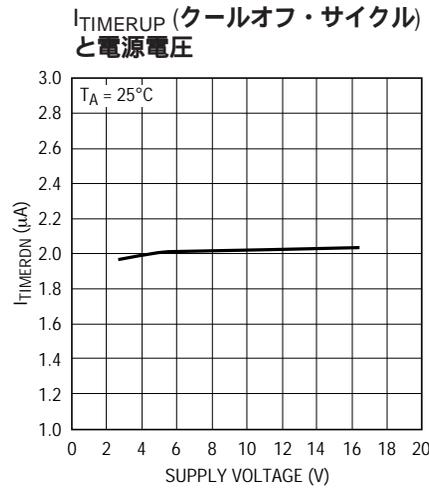
4210 G11



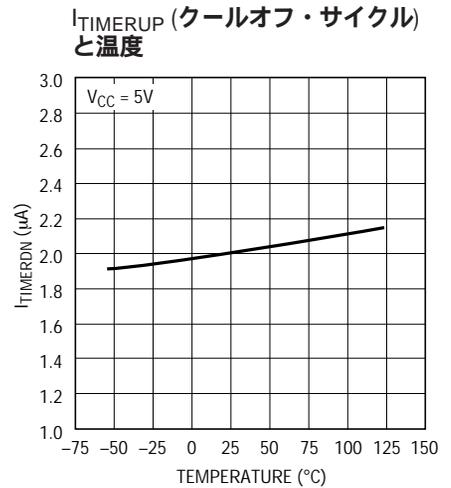
4210 G12



4210 G13



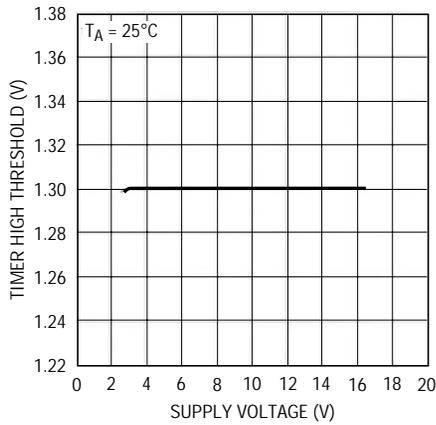
4210 G14



4210 G15

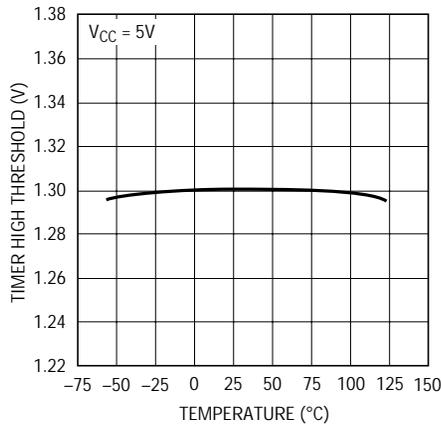
標準的性能特性

TIMER高スレッシュォルドと電源電圧



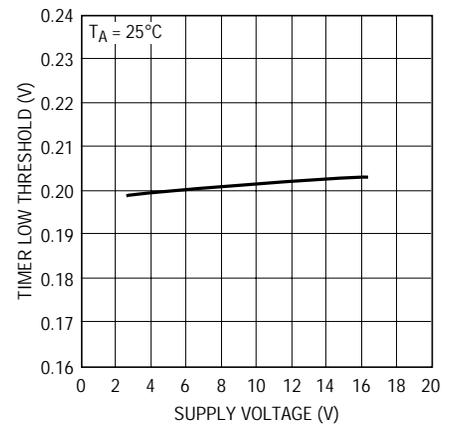
4210 G16

TIMER高スレッシュォルドと温度



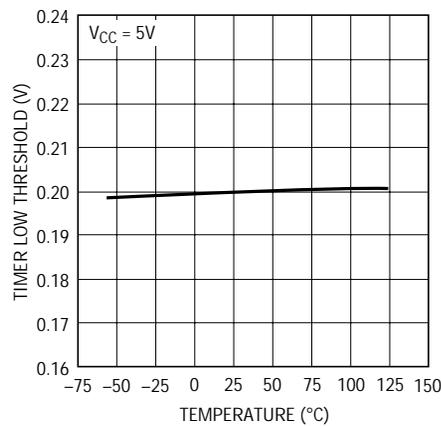
4210 G17

TIMER低スレッシュォルドと電源電圧



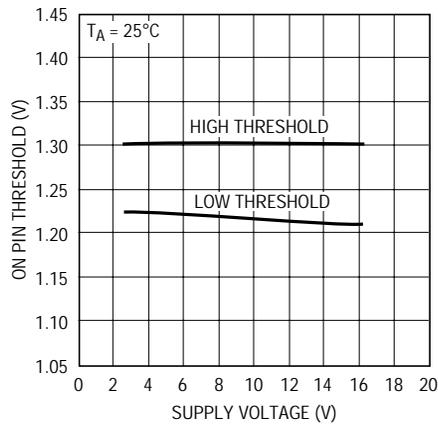
4210 G18

TIMER低スレッシュォルドと温度



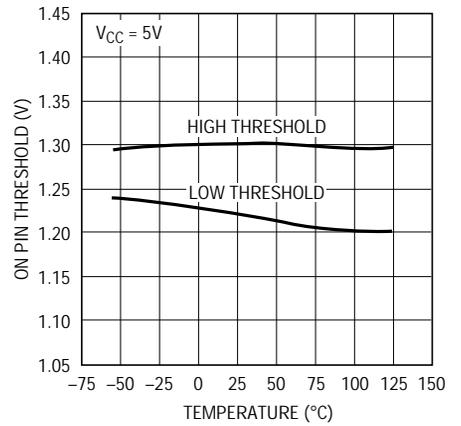
4210 G19

ONピン・スレッシュォルドと温度



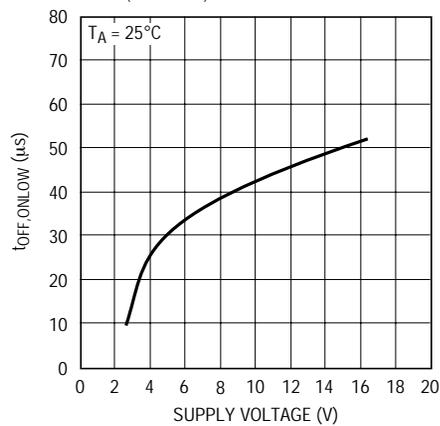
4210 G20

ONピン・スレッシュォルドと電源電圧



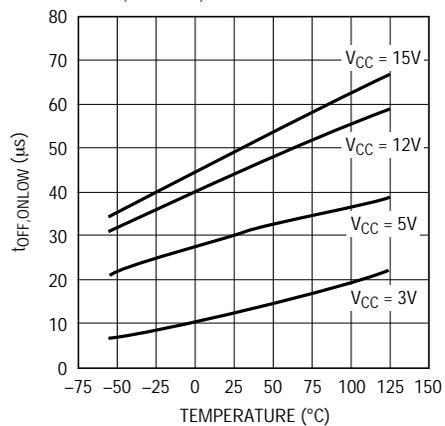
4210 G21

$t_{OFF,ONLOW}$ と電源電圧



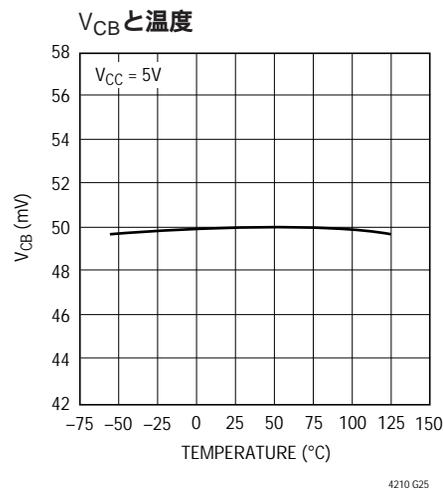
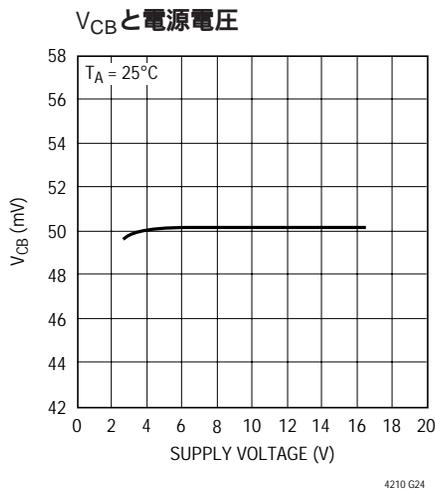
4210 G22

$t_{OFF,ONLOW}$ と温度



4210 G23

## 標準的性能特性



## ピン機能

**TIMER (ピン1):** タイマ入力ピン。外部コンデンサ C<sub>TIMER</sub>により272.9ms/μFの初期タイミング遅延と21.7ms/μFの回路ブレーカ遅延が設定されます。外部ツェナー・ダイオードを使った過電圧検出の場合など、TIMERピンがCOMP2のスレッシュホールドを超えて引き上げられると、GATEピンがターンオフします。

**GND (ピン2):** グランド・ピン。

**ON (ピン3):** ON入力ピン。ONピン・コンパレータは、“L”から“H”へのスレッシュホールドが1.3Vで、80mVのヒステリシスとグリッチ・フィルタを備えています。ONピンが“L”のとき、LTC4210はリセットされます。ONピンが“H”になると、初期タイミング・サイクル経過後にGATEがターンオンします。

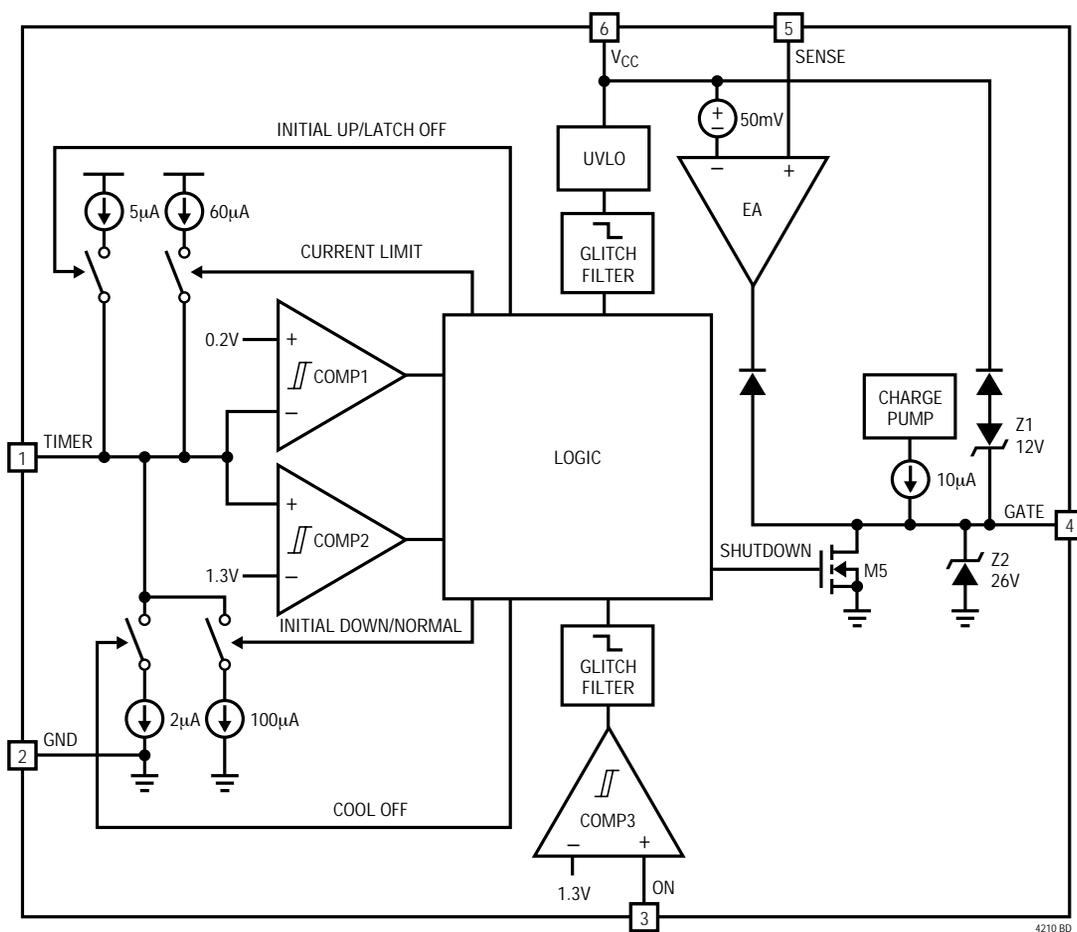
**GATE (ピン4):** GATE出力ピン。このピンは、外部NチャンネルMOSFETのハイサイド・ゲートをドライブします。内部チャージ・ポンプは10μAのプルアップ電流を供給し、V<sub>CC</sub>へのツェナー・クランプとグランドへの

ツェナー・クランプを備えています。過負荷では、誤差アンプ(EA)が外部MOSFETを制御して、一定の負荷電流を維持します。電流制限ループの安定化のための外部補償ネットワークはこのピンに接続します。

**SENSE (ピン5):** 電流制限センス入力ピン。V<sub>CC</sub>ピンとSENSEピン間のセンス抵抗により、アナログ電流制限値が設定されます。過負荷では、EAが外部MOSFETのゲートを制御して、SENSEピンの電圧をV<sub>CC</sub>より50mV低く維持します。EAが電流制限を発効しているとき、TIMER回路ブレーカ・モードが起動します。電流制限ループ/回路ブレーカ・モードはSENSEピンをV<sub>CC</sub>ピンに接続することによってディスエーブルすることができます。

**V<sub>CC</sub> (ピン6):** 正電源入力ピン。動作電源電圧範囲は2.7V ~ 16.5Vです。グリッチ・フィルタ付き低電圧ロックアウト(UVLO)回路は、低電源電圧が検出されるとLTC4210をリセットします。

ブロック図



## アプリケーション情報

### 電源の入った回路への挿入

電源の入っているバックプレーンに回路基板を挿入するとき、電源バイパス・コンデンサが充電されるので、バックプレーン電源バスから大きな過渡電流が流れることがあります。このような過渡電流はコネクタ・ピンに損傷を与えたり、システム電源にグリッチを生じてシステムの他のボードをリセットすることがあります。

LTC4210は制御された方法でプリント基板の電源電圧をオン/オフするように設計されているので、電源の入っているバックプレーンに対して回路基板を安全に挿抜できます。LTC4210は電源の入った回路に挿入するアプリケーションでバックプレーンとドーター・ボードのどちらにでも配置することができます。

### 概要

LTC4210は2.7V ~ 16.5Vの電源電圧範囲で動作するように設計されています。挿入すると、低電圧ロックアウト回路が十分な電源電圧がきているかどうか判定します。ONピンが“H”になると、初期タイミング・サイクルにより、MOSFETがターンオンする前に、基板がバックプレーンにしっかり装着されていることが確認されます。1個のタイマ・コンデンサにより、すべてのタイマ機能の時間間隔が設定されます。初期タイミング・サイクル後、LTC4210は電流制限状態またはそれより低い電流負荷状態で起動します。外部MOSFETが完全に導通状態になり、電源電圧が最終値まで上昇すると、LTC4210は外付けのセンス抵抗によって負荷電流をモニタします。過電流フォールトは規定された回路ブレーカ制限時間内で継続的に $50\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ に制限されます。LTC4210-1は電流制限フォールト後、自動的に再トライしますが、LTC4210-2はラッチオフします。LTC4210-1のタイマ機能により、MOSFETの熱を下げるために再トライのデューティ・サイクルは3.8%に制限されます。

### 低電圧ロックアウト

$V_{\text{CC}}$ 電源が正常動作にとって低すぎると、LTC4210は内部の低電圧ロックアウト(UVLO)回路によりリセットされます。UVLOの低から高へのスレッシュホールドは2.5V、ヒステリシスは100mV、高から低へのグリッチ・フィルタは30 $\mu\text{s}$ です。2.4V以下への電源の低下が30 $\mu\text{s}$ 未満であれば無視されるので、バス電源の過渡現象が許容されません。

### ON機能

ONピンはコンパレータへの入力です。このコンパレータは1.3Vの“L”から“H”へのスレッシュホールド、80mVのヒステリシス、30 $\mu\text{s}$ の“H”から“L”へのグリッチ・フィルタを備えています。ONピンが“L”から“H”に遷移すると、初期サイクルが開始され、起動サイクルがそれに続きます。10kのプルアップ抵抗をONピンと電源の間に接続することを推奨します。この10k抵抗はバックプレーンに発生する可能性のある静電気を逃がし、活線挿入時にONピンへの過電圧によるストレスを減らします。代わりに、ONピンに接続した外部抵抗分割器を使って、内部UVLO回路より高い低電圧ロックアウト値を設定することができます。内蔵グリッチ・フィルタの遅延時間が不十分であれば、RCフィルタをONピンに追加して、カード挿入時の遅延時間を延ばすことができます。

### GATE機能

PCBの活線挿入時、急激に印加される電源電圧により、外部MOSFETのドレイン/ゲート容量が充電されます。このため、望ましくないゲート電圧スパイクが生じる可能性があります。内部の独自の保護回路により、内部回路が起動するまでGATEは“L”に保たれます。これにより、挿入時のMOSFET電流サージは大幅に減少します。GATEピンはリセット・モードと初期タイミング・サイクルのあいだ、“L”に保たれます。起動サイクルのあいだ、GATEピンは10 $\mu\text{A}$ の電流源によって引き上げられます。過電流フォールト状態のあいだ、誤差アンプがGATEピンをサーボ制御して、回路ブレーカがトリップするまで負荷への電流を一定に保ちます。回路ブレーカがトリップすると、GATEピンは瞬時にシャットダウンします。

## アプリケーション情報

### 電流制限回路ブレーカの機能

LTC4210は従来のコンパレータ回路ブレーカの代わりに電流制限回路ブレーカを備えています。低インピーダンス・フォールトなどの負荷電流サージが突然生じると、隣接するカードへの電源が影響を受けてシステムの機能不良が生じるほど、バスの電源電圧が大幅に低下することがあります。LTC4210の高速応答誤差アンプ(EA)は外部MOSFETのGATEピンの電圧を下げて瞬時に電流を制限します。これにより、バスの電源電圧の低下が最小に抑えられ、近くのカードに影響を及ぼすことなく電力を配分し、フォールトを分離することができますようになります。電流制限ループの安定化のために補償回路をGATEピンに接続します。

### センス抵抗の検討

公称フォールト電流制限値は、式1によって与えられているように、 $V_{CC}$ とSENSEピンの間に接続されたセンス抵抗によって定まります。

$$I_{LIMIT(NOM)} = \frac{V_{CB(NOM)}}{R_{SENSE(NOM)}} = \frac{50mV}{R_{SENSE(NOM)}} \quad (1)$$

センス抵抗の電力定格はフォールト電流レベルに合わせます。一般的なセンス抵抗を付録の表2に示します。

回路ブレーカが正しく動作するように、センス抵抗およびLTC4210の $V_{CC}$ ピンとSENSEピンの接続にはケルビン・センスPCB接続を使うことを強く推奨します。LTC4210とセンス抵抗間の接続方法を図1に示します。配線による誤差を小さくするため、PCBレイアウトはバランスのとれた対称形にします。さらに、センス抵抗のPCBレイアウトには、センス抵抗の電力消費を最適化するための熱管理手法を使います。

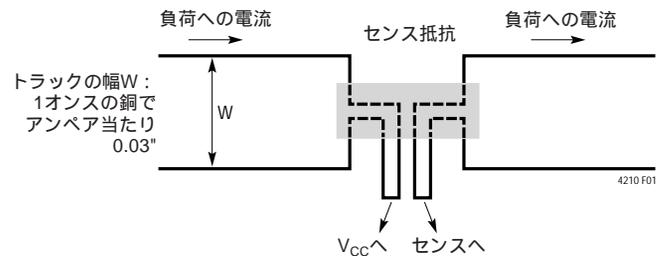


図1 . PCB上のセンス抵抗の接続

### 電流制限の計算

選択された $R_{SENSE}$ に対して、公称負荷電流は式1で与えられます。最小負荷電流は式2で与えられます。

$$I_{LIMIT(MIN)} = \frac{V_{CB(MIN)}}{R_{SENSE(MAX)}} = \frac{44mV}{R_{SENSE(MAX)}} \quad (2)$$

ここで、

$$R_{SENSE(MAX)} = R_{SENSE} \cdot \left(1 + \frac{R_{TOL}}{100}\right)$$

最大負荷電流は式3で与えられます。

$$I_{LIMIT(MAX)} = \frac{V_{CB(MAX)}}{R_{SENSE(MIN)}} = \frac{56mV}{R_{SENSE(MIN)}} \quad (3)$$

ここで、

$$R_{SENSE(MIN)} = R_{SENSE} \cdot \left(1 - \frac{R_{TOL}}{100}\right)$$

## アプリケーション情報

電流制限に許容誤差 ±1% の7mΩ のセンス抵抗が使われると、公称電流リミットは7.14Aになります。式2と式3から、 $I_{LIMIT(MIN)} = 6.22A$ および $I_{LIMIT(MAX)} = 8.08A$ となります。適切に動作するには、最小電流制限がゆとりをもって回路の最大動作負荷電流を越す必要があります。センス抵抗の電力定格は $V_{CB(MAX)}^2/R_{SENSE(MIN)}$ を越す必要があります。

### 周波数補償

電流制限ループの安定化のために補償回路をGATEピンに接続します。

#### 方法1

最も簡単な周波数補償ネットワークは $R_C$ と $C_C$ で構成されます(図2a)。全GATE容量は次のとおりです。

$$C_{GATE} = C_{ISS} + C_C \quad (4)$$

一般に、図2aの補償値は長さ1フィート未満の1対の入力線に対して十分です。もっと長い入力線を使ったアプリケーションでは、フォールト過渡性能を上げるために $R_C$ または $C_C$ の値を大きくする必要があるかもしれません。3フィートの1対の入力線の場合、ユーザーは $C_C=47nF$ および $R_C=100\Omega$  から始めることができます。入力線の長さにかかわらず、必要とされるACの安定性の一般則は $C_C \geq 8nF$ および $R_C \leq 1k\Omega$  です。

#### 方法2

図2bの補償ネットワークは方法1で使われている回路に似ていますが、ゲート抵抗 $R_G$ が追加されています。 $R_G$

抵抗はパワー-MOSFETによく見られる高周波数寄生発振を最小に抑えるのに役立ちます。アプリケーションによっては、短絡時の過渡からの回復にも $R_G$ が役立つことがあります。ただし、 $R_G$ の値が大きすぎると、ターンオフ時間が遅くなります。 $R_G$ の推奨範囲は50Ω ~ 500Ωです。入力電源電圧が10Vを越す場合、一般に方法2の方が選択されます。 $R_G$ は過渡事象の発生時にGATEピンの内部ツェナー・クランプへの電流を制限します。 $R_C$ と $C_C$ の推奨値は方法1の場合と同じです。0.2μF < 負荷容量 $C_L$  < 9μFのときは寄生補償コンデンサ $C_P$ が必要で、それ以外はオプションです。

### 寄生MOSFET発振

電源の立ち上がり時または電流制限時にMOSFETがソース・フォロワとして動作するとき、2種類の寄生発振の生じる可能性があります。最初の種類の発振は(一般に1MHzを超える)高い周波数で発生します。この高周波数発振は、方法2で触れたように、 $R_G$ を使うと簡単に減衰します。

2番目の種類の発振は200kHz ~ 800kHzの周波数で発生しますが、これは負荷容量が0.2μF ~ 9μFで、 $R_G$ と $R_C$ の抵抗が存在し、ドレイン・バイパス・コンデンサが存在せず、バスの配線インダクタンスとバス電源の出カインピーダンスが結合しているためです。この2番目の種類の発振を防ぐにはいくつかの方法があります。最も簡単な方法として、10μF以下の負荷容量を避けます。2番目の選択肢として、1.5nFより大きな外部 $C_P$ を接続します。

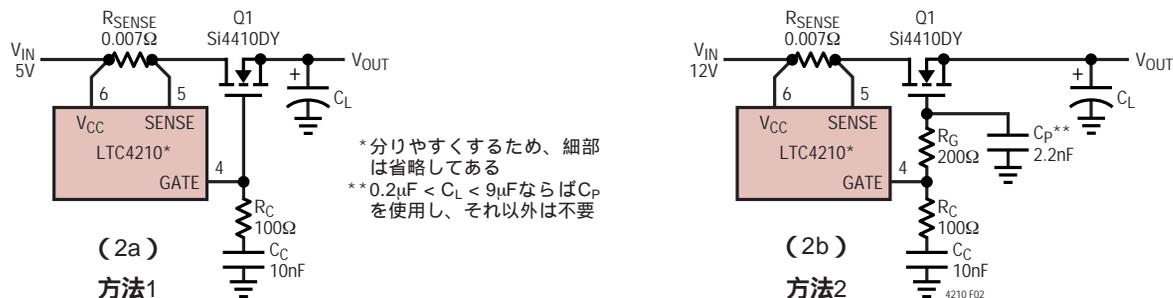


図2. 周波数補償

## アプリケーション情報

どちらの補償方法が使われるにせよ、基板のレイアウトが過渡性能に影響を及ぼすことがあるので、基板レベルで短絡テストをおこなうことを強く推奨します。周波数補償に加えて、全ゲート容量 $C_{GATE}$ は式6のようにGATEの起動も決定します。容量性エネルギー( $0.5 \cdot C_{GATE} \cdot V_{GATE}^2$ )がLTC4210の内部プルダウン・トランジスタによって放電するので、 $C_{GATE}$ は高電源電圧動作では $0.15\mu\text{F}$ 以下に保ちます。これにより、GATEがターンオフするとき、または電流制限時にサーボ動作をおこなっているとき、内部プルダウン・トランジスタの過熱が防げます。

### タイマ機能

TIMERピンは外部コンデンサ $C_{TIMER}$ を使っていくつかの主要機能処理します。2つのコンパレータ・スレッショルドCOMP1 (0.2V)とCOMP2 (1.3V)があります。以下の4つのタイミング電流源があります。

- 5 $\mu\text{A}$  pull-up
- 60 $\mu\text{A}$  pull-up
- 2 $\mu\text{A}$  pull-down
- 100 $\mu\text{A}$  pull-down

100 $\mu\text{A}$ は非理想的な電流源で0.4V以下では7k抵抗を近似します。

### 初期タイミング・サイクル

カードがバス・コネクタに差し込まれるとき、長いピンが最初にかみ合い、図3の時点1で電源 $V_{IN}$ に接続します。GATEが“L”に引き下げられ、TIMERピンが100 $\mu\text{A}$ の電流源で“L”に引き下げられます。時点2で短いピンが接続状態になり、ONが“H”に引き上げられます。この瞬間、起動チェックは、電源電圧がUVLOを超しており、ONピンが1.3Vを超しており、TIMERピンの電圧が0.2Vより低いことを要求します。これら3つの条件が満たされると初期サイクルが開始され、TIMERピンが5 $\mu\text{A}$ で“H”に引き上げられます。時点3ではTIMERがCOMP2スレッショルドに達し、初期タイミング・サイクルの最初の部分が終了します。次に、TIMERピンが時点4で

0.2Vに達するまで、100 $\mu\text{A}$ の電流源で引き下げられます。初期サイクル遅延(時点2から時点4)は次式で $C_{TIMER}$ に関連付けられています。

$$t_{INITIAL} \approx 272.9 \cdot C_{TIMER} \text{ ms}/\mu\text{F} \quad (5)$$

初期サイクルが終了すると起動サイクルが開始され、GATEピンが“H”に一定の傾斜で上昇します。TIMERピンは100 $\mu\text{A}$ の電流源で引き続きグラウンドに向かって引き下げられます。

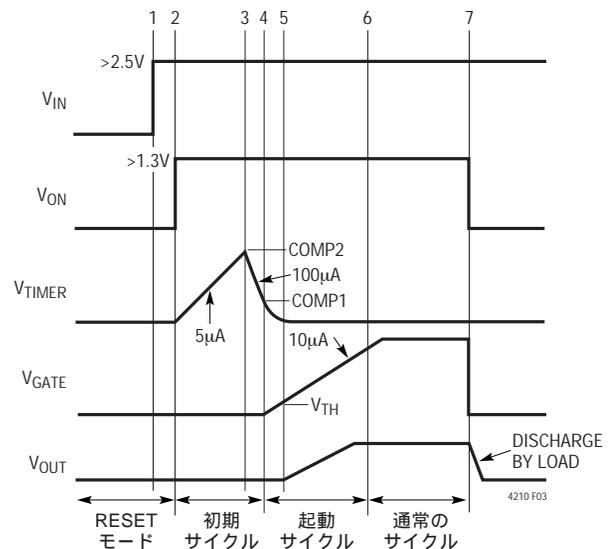


図3. 通常の動作シーケンス

### 電流制限なしの起動サイクル

GATEは図3の時点4で10 $\mu\text{A}$ のプルアップによって解放されます。GATEは時点5で外部MOSFETのスレッショルド $V_{TH}$ に達し、 $V_{OUT}$ がGATEの一定傾斜の上昇に従い始めます。 $R_{SENSE}$ 電流が電流制限以下であれば、GATEは次の一定速度で上昇します。

$$\frac{\Delta V_{GATE}}{\Delta T} = \frac{I_{GATE}}{C_{GATE}} \quad (6)$$

ここで、 $C_{GATE}$ はGATEピンの全容量です。

## アプリケーション情報

$R_{SENSE}$  を流れる電流は2つの成分に分割することができます。全負荷容量 ( $C_{LOAD}$ ) による  $I_{CLOAD}$  と非容量性素子による  $I_{LOAD}$  です。容量性負荷が一般に支配的です。

電流制限なしに立ち上がった場合、 $I_{RSENSE} < I_{LIMIT}$  です。

$$I_{RSENSE} = I_{CLOAD} + I_{LOAD} < I_{LIMIT}$$

$$I_{RSENSE} = \left( C_{LOAD} \cdot \frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T} \right) + I_{LOAD} < I_{LIMIT} \quad (7)$$

電圧フォロワに構成されているので、 $V_{OUT}$  のランプ・レート (立上り速度) はほぼ  $V_{GATE}$  に追従します。

$$\frac{\Delta V_{OUT}}{\Delta T} = \frac{I_{CLOAD}}{C_{LOAD}} \approx \frac{\Delta V_{GATE}}{\Delta T} = \frac{I_{GATE}}{C_{GATE}} \quad (8)$$

$V_{OUT}$  は時点6でほぼ  $V_{IN}$  になりますが、 $GATE$  は最大電圧に達するまで一定速度で上昇を続けます。この最大電圧はチャージ・ポンプまたは内部クランプのどちらかで決まります。

### 電流制限付きの起動サイクル

起動時の電流制限の時間が短く (図4)、回路ブレーカの機能制限時間を超えて続かなければ、時点5Aと時点5B間の時間間隔以外は、 $GATE$  は電流制限なしの起動のときと同様に振る舞います。サーボ・アンプは  $I_{GATE}$  電流 ( $< 10\mu A$ ) を減らすことにより  $I_{RSENSE}$  を制限することができます。

$$I_{RSENSE} = I_{LIMIT} = \frac{50mV}{R_{SENSE}} \quad (9)$$

式7と式8を適用することができますが、 $GATE$  と  $V_{OUT}$  のランプ速度が低い場合だけです。

### ゲート起動時間

電流制限なしの起動時間は次式で与えられます。

$$t_{STARTUP} = C_{GATE} \cdot \frac{V_{TH} + V_{IN}}{I_{GATE}} \quad (10)$$

$$t_{STARTUP} = C_{GATE} \cdot \frac{V_{TH}}{I_{GATE}} + C_{GATE} \cdot \frac{V_{IN}}{I_{GATE}}$$

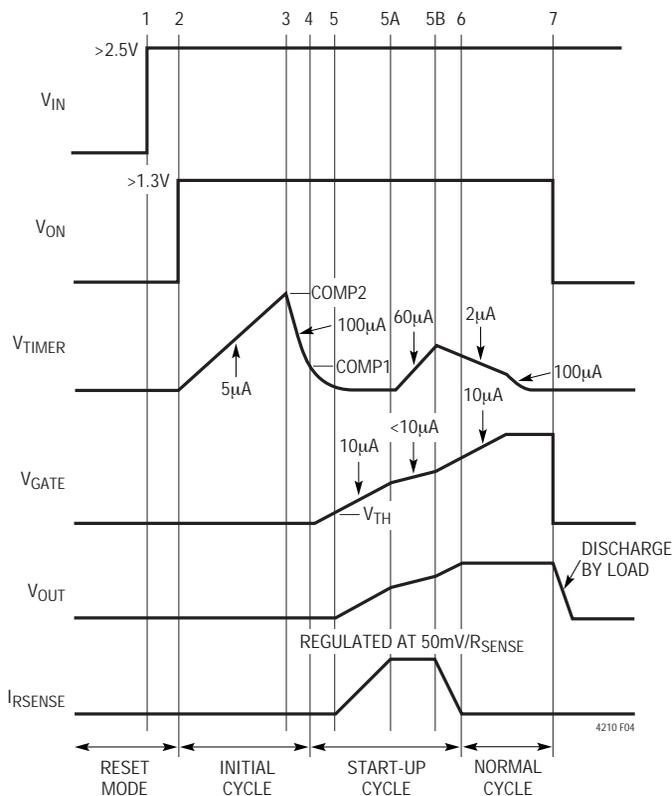


図4. 電流制限付きの起動サイクルの動作シーケンス

電流制限時は、式10の第2項を  $C_{GATE} \cdot V_{IN}/I_{GATE}$  から  $C_{LOAD} \cdot V_{IN}/I_{CLOAD}$  に部分的に修正します。したがって、起動時間は次式で与えられます。

$$t_{STARTUP} = C_{GATE} \cdot \frac{V_{TH}}{I_{GATE}} + C_{LOAD} \cdot \frac{V_{IN}}{I_{CLOAD}} \quad (11)$$

$$= C_{GATE} \cdot \frac{V_{TH}}{I_{GATE}} + C_{LOAD} \cdot \frac{V_{IN}}{I_{RSENSE} - I_{LOAD}}$$

電流制限付きの起動サイクルを完了するには、 $C_{LOAD}$  を充電する正味電流が必要で、電流制限時間は  $t_{CBDELAY}$  より短くなければなりません。式11の第2項は式12を満たす必要があります。

$$C_{LOAD} \cdot \frac{V_{IN}}{I_{RSENSE} - I_{LOAD}} < t_{CBDELAY} \quad (12)$$

## アプリケーション情報

### 回路ブレーカのタイマ動作

図5の時点Aで電流制限フォールトが生じると、回路ブレーカのタイミングは60μAのプルアップで起動されます。フォールトがまだ続いており、TIMERピンの電圧がCOMP2スレッシュホールドに達してLTC4210がシャットダウンすると、回路ブレーカは時点Bでトリップします。連続したフォールトでは、回路ブレーカの遅延は次のようになります。

$$t_{CBDELAY} = 1.3V \cdot \frac{C_{TIMER}}{60\mu A} \quad (13)$$

図6の場合のように、断続的な過負荷によって電流制限を超えることがあります。時間が十分短ければ、TIMERピンはCOMP2スレッシュホールドに達することがなく、LTC4210はシャットダウンしません。この状態に対処するため、(V<sub>CC</sub> - SENSE)電圧が50mVのリミットより小さく、TIMER電圧がCOMP1スレッシュホールドとCOMP2スレッシュホールドの間にあるときは、TIMERは2μAで放電します。TIMER電圧がCOMP1スレッシュホールドより下になると、(V<sub>CC</sub> - SENSE)電圧が50mVのリミットより下のとき、TIMERピンは等価7k抵抗(通常モード、100μA電流源)を使って放電します。TIMERピンがCOMP1スレッシュホールドより下に下がらないと、総計したデューティ・サイクルが3.8%を超す断続的過負荷の場合、最終的には回路ブレーカをトリップします。1μFに正規化した、回路ブレーカの秒単位の応答時間を図7に示します。TIMERの非対称の充電と放電により、MOSFETの発熱状態がかなりわかります。

$$\frac{t}{C_{TIMER}} (\text{s}/\mu\text{F}) = \frac{1.3V \cdot 1\mu\text{F}}{(60\mu\text{A} \cdot D) - 2\mu\text{A}} \quad (14)$$

回路ブレーカがトリップすると、GATEピンは“L”に引き下げられます。LTC4210-2(ラッチオフ・バージョン)の場合は5μAのプルアップによってTIMERはラッチオフ・モードになりますが、LTC4210-1(自動再トライ・バージョン)の場合は2μAのプルダウンによって自動再トライの「クールオフ(冷却)」サイクルが開始されます。LTC4210-1のCOMP1スレッシュホールドとCOMP2スレッシュホールドの間の自動再トライのクールオフ遅延は次のようになります。

$$t_{COOLOFF} = 1.1V \cdot \frac{C_{TIMER}}{2\mu A} \quad (15)$$

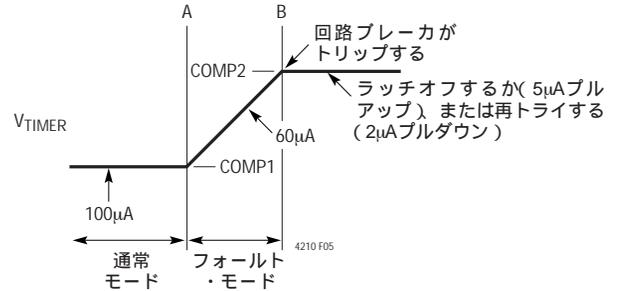


図5. 連続フォールトのタイミング

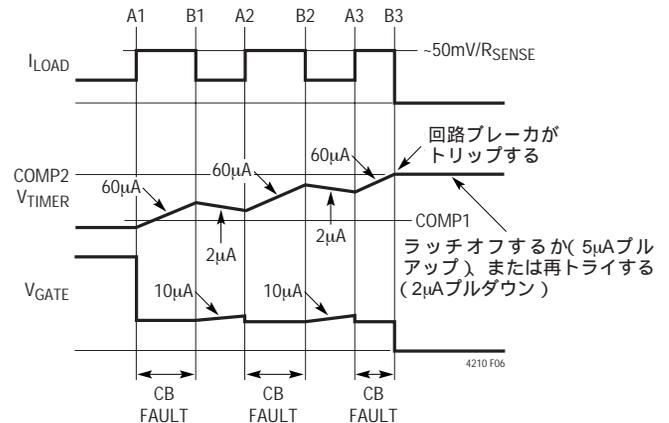


図6. 複数回の断続的過負荷状態

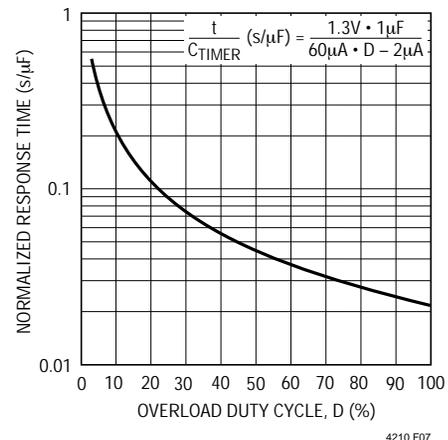


図7. 断続的過負荷に対する回路ブレーカ・タイマの応答

## アプリケーション情報

電流フォールト後の自動再トライ(LTC4210-1)  
 回路ブレーカ・フォールト時のLTC4210-1(自動再トライ・バージョン)の波形を図8に示します。時点B1で、TIMERは1.3VのCOMP2スレッシュホールドをトリップさせます。GATEピンはグランドに引き下げられ、他方TIMERは「クールオフ」サイクルを開始し、2 $\mu$ Aのプルダウンによって0.2VのCOMP1スレッシュホールドに引き下げられます。時点C1で、TIMERピンが約7kの抵抗でグランドに引き下げられ、GATE起動サイクルが開始されます。フォールト状態が続く場合、フォールト自動再トライのデューティ・サイクルは約3.8%です。ONピンを30 $\mu$ s以上「L」に引き下げると、自動再トライ機能が停止し、LTC4210がリセット・モードになります。

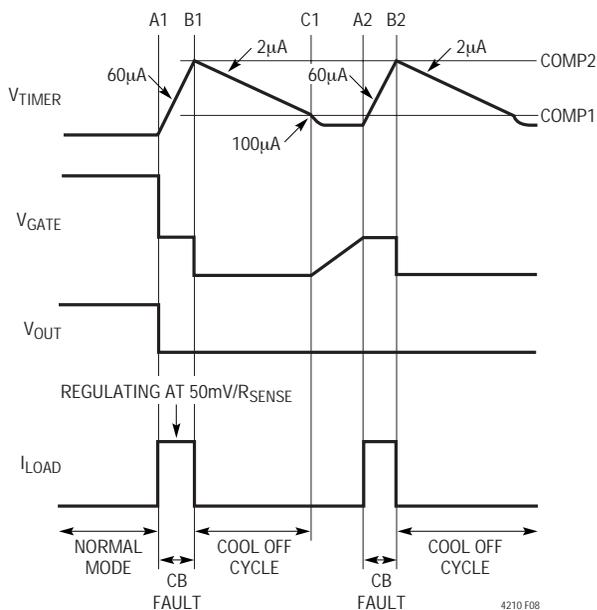


図8 . 過電流フォールト後の自動再トライ

電流フォールト後のラッチオフ(LTC4210-2)  
 回路ブレーカ・フォールト時のLTC4210-2(ラッチオフ・バージョン)の波形を図9に示します。時点Bで、TIMERはCOMP2スレッシュホールドをトリップさせます。GATEピンはグランドに引き下げられ、他方TIMERは5 $\mu$ Aのプルアップによって「H」にラッチされます。TIMERピンは最終的に2.3Vのソフト・クランプ電圧( $V_{CLAMP}$ )に達します。ラッチオフ・モードをクリアするには、ユーザーはTIMERピンを0.2Vより下に外部から引き下げるか、またはONピンを「L」に30 $\mu$ s以上トグルさせることができます。

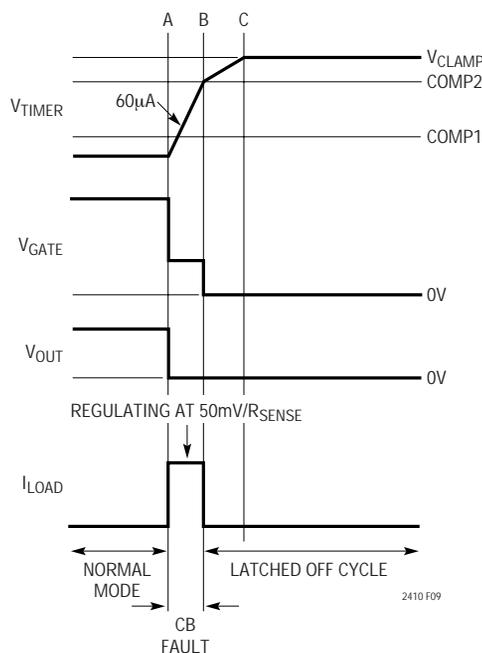


図9 . 過電流フォールト後のラッチオフ

## アプリケーション情報

### 通常モード/外部タイマ制限

TIMERピンの電圧がCOMP1スレッシュホールドより下がったが、リセット・モードではないとき、TIMERは常に等価7k抵抗性プルダウンによって通常(100 $\mu$ A電流源)モードになります。t<sub>INITIAL</sub>、t<sub>CBDELAY</sub>、t<sub>COOLOFF</sub>とC<sub>TIMER</sub>の関係を表1に示します。

TIMERピンがCOMP2スレッシュホールドより上に引き上げられると、GATEピンは直ちにグランドに引き下げられます。これにより、TIMERピンを過電圧検出に使うことができます(図11を参照)。

TIMERピンを外部から強制してCOMP1スレッシュホールドより下にすると、TIMERが通常モードにリセットされます。過電圧検出時に、(V<sub>CC</sub> - SENSE)電圧が50mVより低いと、TIMERの100 $\mu$ Aプルダウン電流が流れ続けます。過電圧検出時に(V<sub>CC</sub> - SENSE)電圧が50mVを超すと、TIMER電流はラッチオフまたは自動再トライ・モードに関して説明したのと同じになります。

表1. t<sub>INITIAL</sub>、t<sub>CBDELAY</sub>、t<sub>COOLOFF</sub>とC<sub>TIMER</sub>

C <sub>TIMER</sub> ( $\mu$ F)	t <sub>INITIAL</sub> (ms)	t <sub>CBDELAY</sub> (ms)	t <sub>COOLOFF</sub> (ms)
0.033	9.0	0.7	18.2
0.047	12.8	1	25.9
0.068	18.6	1.5	37.4
0.082	22.4	1.8	45.1
0.1	27.3	2.2	55
0.22	60.0	4.8	121
0.33	90.1	7.2	181.5
0.47	128.3	10.2	258.5
0.68	185.6	14.7	374
0.82	223.8	17.8	451
1	272.9	21.7	550
2.2	600.5	47.7	1210
3.3	900.7	71.5	1815

アプリケーションの詳細については、「TIMERピンを使った過電圧検出」のセクションを参照してください。

### パワーオフ・サイクル

図3の時点7に示されているように、ONピンを30 $\mu$ s以上“L”にトグルすることにより、システムをリセットすることができます。GATEピンはグランドに引き下げられます。TIMERコンデンサもグランドに放電します。C<sub>LOAD</sub>は負荷を通して放電します。代わりに、TIMERピンを外部から強制的にCOMP2スレッシュホールドより上に引き上げてGATEピンをターンオフすることができます。

### パワーMOSFETの選択

パワーMOSFETは10V、4.5V、2.5Vおよび1.8VのV<sub>GS</sub>ゲート・ドライブ定格でのR<sub>DS(ON)</sub>によって分類することができます。「 $\Delta$ V<sub>GATE</sub>と電源電圧」および「 $\Delta$ V<sub>GATE</sub>と温度」の特性曲線を使って、ゲート・ドライブ電圧が選択されたMOSFETに対して動作電圧で適切かどうか判断します。

さらに、選択されたMOSFETは以下の2つのV<sub>GS</sub>に関する基準を満たす必要があります。

1. 正のV<sub>GS</sub>絶対最大定格 > LTC4210の最大 $\Delta$ V<sub>GATE</sub>
2. 負のV<sub>GS</sub>絶対最大定格 > 電源電圧。大きなC<sub>LOAD</sub>のMOSFETをシャットダウンするとき、MOSFETのゲートはV<sub>OUT</sub>より高速に放電することができる。

これらの条件のどちらかを満たすことができない場合、図10aまたは図10bに示されている外部ツェナー・クランプを使うことができます。ツェナー・クランプを介してV<sub>OUT</sub>を放電するとき、LTC4210のパッケージの許容熱損失内でR<sub>G</sub>を選択する必要があります。

アプリケーション情報

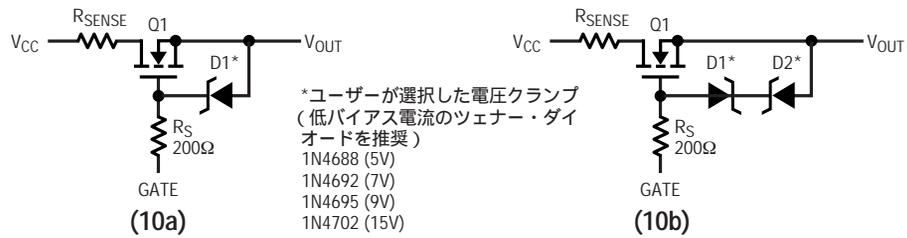


図10 . ゲート保護用ツェナー・クランプ

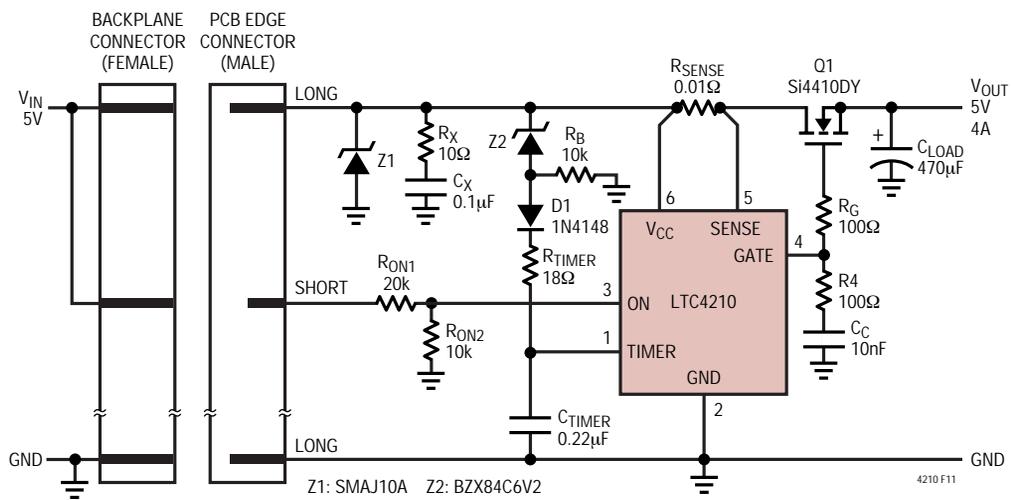


図11 . 電源側過電圧保護

## アプリケーション情報

$V_{GS}$ 絶対最大定格が $\pm 20V$ のMOSFETは2.7V ~ 16.5Vの範囲のすべてのLTC4210アプリケーションでこれら2つの基準を満たします。一般に、ゲート定格が10VのほとんどのMOSFETの $V_{GS}$ 絶対最大定格は $\pm 20V$ 以上なので、外部 $V_{GS}$ ツェナー・クランプは不要です。ゲート定格が4.5VのMOSFETで、 $V_{GS}$ 絶対最大定格が $\pm 20V$ のものがあります。

MOSFETゲート・ドライブ定格と $V_{GS}$ 絶対最大定格に加えて、 $V_{BDSS}$ 、 $I_{D(MAX)}$ 、 $R_{DS(ON)}$ 、 $P_D$ 、 $\theta_{JA}$ 、 $T_{J(MAX)}$ 、最大安全動作領域などの基準も注意して検討する必要があります。 $V_{BDSS}$ はスパイクやリングを含む最大電源電圧を超えている必要があります。 $I_{D(MAX)}$ は電流リミット $I_{LIMIT}$ より大きくする必要があります。 $R_{DS(ON)}$ はMOSFETの $V_{DS}$ を決定しますが、これは $V_{CB}$ とともに $V_{OUT}$ 電圧の誤差を生じます。2.7Vの電源電圧では、 $V_{DS} + V_{CB}$ の合計が0.1Vだと3.7%の $V_{OUT}$ 誤差が生じます。

MOSFETの最大電力消費は $I_{LIMIT}^2 \cdot R_{DS(ON)}$ で、これはこのパッケージで許容される最大電力消費 $P_D$ より小さくする必要があります。与えられた電力消費に対して、MOSFETの接合部温度 $T_J$ は動作温度( $T_A$ )とMOSFETのパッケージの熱抵抗( $\theta_{JA}$ )から計算することができます。動作 $T_J$ は $T_{J(MAX)}$ の仕様より低くする必要があります。

次に、MOSFETの最大安全動作領域に関して、最大電源電圧 $V_{IN(MAX)}$ と、回路ブレーカ・タイムアウト時間 $t_{CBDELAY}$ の最大電流リミット $I_{LIMIT(MAX)}$ の条件のもとでの短絡状態を検討します。出力短絡状態での動作は十分なマージンをとって製造元の推奨動作領域内になければなりません。信頼性の高い設計にするには、フォールト・テストの評価は実験室でおこないます。

### $V_{IN}$ 過渡に対する保護

ほとんどの回路とは異なり、ホットスワップ・コントローラでは、電源バイパス・コンデンサの適切なエンジニアリング手法を使うことは一般に許されません。なぜなら、挿入時のバイパス・コンデンサへのサージ電流の

制御がホットスワップ・コントローラの主要な目的だからです。ワイヤ・ハーネス、バックプレーン、およびPCBのトレースのインダクタンスは通常小さいのですが、大きな電流が突然流れたり、遮断されたり、あるいは制限されると、大きなスパイクが生じることがあります。これらは、対策を講じないと、基板の部品に損傷を与えることがあります。即座に介入して壊滅的なフォールトによる後続の被害を防止することはできますが、この介入により、電源の大きな過渡現象が生じます。リード/トレースのインダクタンスに蓄えられたエネルギーはスナバや過渡電圧サプレッサによって簡単に制御することができます。電磁干渉(EMI)の制御にフェライト・ビーズが使われているときでさえ、フェライトの飽和電流は低いので、適切な定格の過渡電圧サプレッサが使われていれば、大きな問題にはなりません。GATEのターンオフに伴う過渡現象はスナバや過渡電圧サプレッサを使って制御することができます。RCネットワークなどのスナバは低電圧電源の場合とくに有効です。RCの選択は一般に実験によって決定します。スナバのコンデンサの値はMOSFETの $C_{OSS}$ の10倍 ~ 100倍の範囲で選択します。スナバ抵抗の値は一般に3 ~ 100 です。電源が7Vを超すか、EMIビーズがワイヤ・ハーネスに使われている場合、大きなスパイクを切除し、リングを減らすために、過渡電圧サプレッサとスナバを推奨します。電源電圧が6V以下の場合、過渡電圧に対する保護としては、スナバ・ネットワークで十分です。多くの場合、簡単な短絡テストをおこなって、過渡電圧サプレッサが必要かどうか判断することができます。

### TIMERピンを使った過電圧検出

電源側の過電圧検出回路を図11に示します。ツェナー・ダイオード、ダイオード、およびCOMP2スレッシュホルドによって過電圧スレッシュホルドが設定されます。抵抗 $R_B$ がツェナー・ダイオード電圧にバイアスを与えます。ダイオードD1により、起動時または出力短絡時のツェナーの順方向電流がブロックされます。 $R_{TIMER}$ と $C_{TIMER}$ の組合せにより、過負荷ノイズ・フィルタが設定されます。

## 付録

回路ブレーカに使用できる電流センス抵抗をいくつか表2に示します。利用可能なパワー-MOSFETをいくつか表3に示します。いくつかの製造元のWebサイトを表4に示

します。この情報は変更されることがありますので、部品番号は製造元でご確認ください。

表2．センス抵抗の選択ガイド

CURRENT LIMIT VALUE	PART NUMBER	DESCRIPTION	MANUFACTURER
1A	LR120601R050	0.05Ω 0.5W 1% Resistor	IRC-TT
2A	LR120601R025	0.025Ω 0.5W 1% Resistor	IRC-TT
2.5A	LR120601R020	0.02Ω 0.5W 1% Resistor	IRC-TT
3.3A	WSL2512R015F	0.015Ω 1W 1% Resistor	Vishay-Dale
5A	LR251201R010F	0.01Ω 1.5W 1% Resistor	IRC-TT
10A	WSR2R005F	0.005Ω 2W 1% Resistor	Vishay-Dale

表3．Nチャンネルの選択ガイド

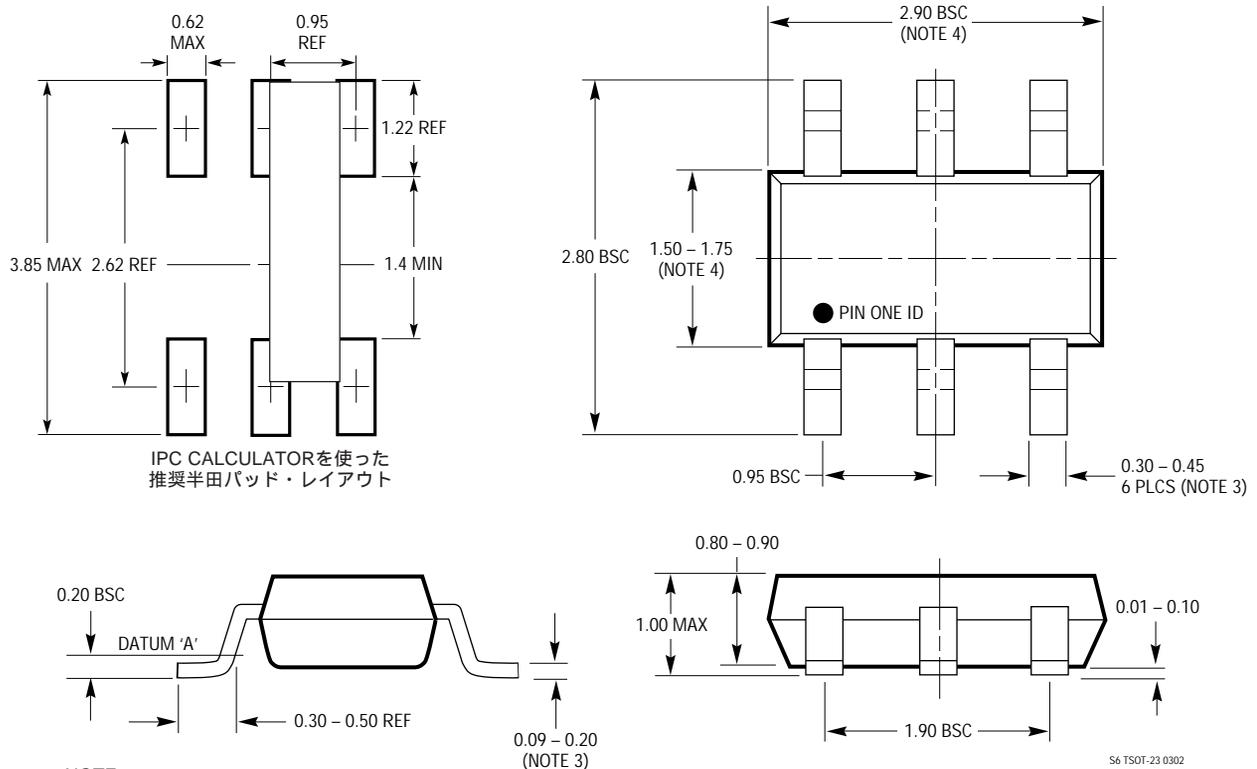
CURRENT LEVEL (A)	PART NUMBER	DESCRIPTION	MANUFACTURER
0 to 2	MMDF3N02HD	Dual N-Channel SO-8 $R_{DS(ON)} = 0.1\Omega$ , $C_{ISS} = 455pF$	ON Semiconductor
2 to 5	MMSF5N02HD	Single N-Channel SO-8 $R_{DS(ON)} = 0.025\Omega$ , $C_{ISS} = 1130pF$	ON Semiconductor
5 to 10	MTB50N06V	Single N-Channel DD Pak $R_{DS(ON)} = 0.028\Omega$ , $C_{ISS} = 1570pF$	ON Semiconductor
10 to 20	MTB75N05HD	Single N-Channel DD Pak $R_{DS(ON)} = 0.0095\Omega$ , $C_{ISS} = 2600pF$	ON Semiconductor

表4．製造元のWebサイト

MANUFACTURER	WEB SITE
TEMIC Semiconductor	<a href="http://www.temic.com">www.temic.com</a>
International Rectifier	<a href="http://www.irf.com">www.irf.com</a>
ON Semiconductor	<a href="http://www.onsemi.com">www.onsemi.com</a>
Harris Semiconductor	<a href="http://www.semi.harris.com">www.semi.harris.com</a>
IRC-TT	<a href="http://www.irctt.com">www.irctt.com</a>
Vishay-Dale	<a href="http://www.vishay.com">www.vishay.com</a>
Vishay-Siliconix	<a href="http://www.vishay.com">www.vishay.com</a>
Diodes, Inc.	<a href="http://www.diodes.com">www.diodes.com</a>

## パッケージ寸法

S6パッケージ  
6ピン・プラスチックTSOT-23  
(Reference LTC DWG # 05-08-1636)

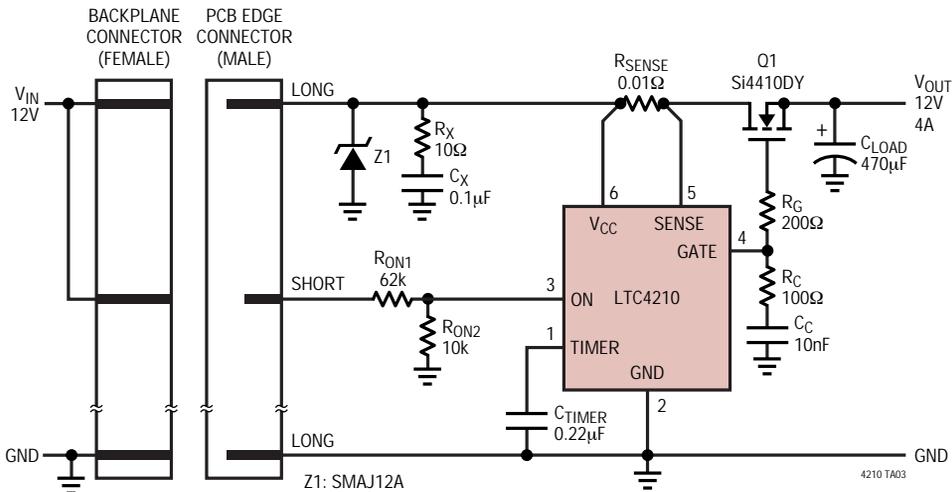


## NOTE :

1. 寸法はミリメートル
2. 図は実寸とは異なる
3. 寸法にはメッキを含む
4. 寸法にはモールドのバリやメタルのバリを含まない
5. モールドのバリは0.254mmを超えてはならない
6. JEDECパッケージ参照番号はMO-193

## 標準的応用例

### 12Vホットスワップ・アプリケーション



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1421	2チャンネル、ホットスワップ・コントローラ	3V ~ 12Vで動作し、- 12Vをサポート
LTC1422	シングル・チャンネル、SO-8入りホットスワップ・コントローラ	2.7V ~ 12Vで動作、リセット出力
LT1640AL/LT1640AH	SO-8入り負電圧ホットスワップ・コントローラ	- 10V ~ - 80Vで動作
LTC1642	シングル・チャンネル、ホットスワップ・コントローラ	33Vまでの過電圧保護、フォールドバック電流制限
LTC1643AL/LTC1643AH	PCIホットスワップ・コントローラ	3.3V、5V、内部FET( ± 12V用)
LTC1647	デュアル・チャンネル、ホットスワップ・コントローラ	2.7V ~ 16.5Vで動作、シーケンス制御専用のONピン
LTC4211	シングル・チャンネル、ホットスワップ・コントローラ	2.5V ~ 16.5V、多機能電流制御
LTC4230	トリプル・チャンネル、ホットスワップ・コントローラ	1.7V ~ 16.5V、多機能電流制御
LTC4251	SOT-23入り - 48Vホットスワップ・コントローラ	フローティング電源、3レベル電流制限
LTC4252	MSOP入り - 48Vホットスワップ・コントローラ	フローティング電源、パワーグッド、3レベル電流制限
LTC4253	3電源シーケンサ付き - 48Vホットスワップ・コントローラ	フローティング電源、3レベル電流制限