

特長

- 1 μ sの高速応答回路ブレーカ
- 選択可能な3つの回路ブレーカ・スレッシュホールド
- センス抵抗が不要
- デュアル・レベルの過電流フォールト保護
- 0V~6Vの負荷電圧を制御
- 外部NチャンネルFET用ハイサイド・ドライブ
- 低電圧ロックアウト
- 回路ブレーカが有効になるとREADYピンが信号を出力
- 小型プラスチック (3mm×2mm) DFNパッケージ

アプリケーション

- 電子回路ブレーカ
- ハイサイド・スイッチ
- ボードの活線挿入

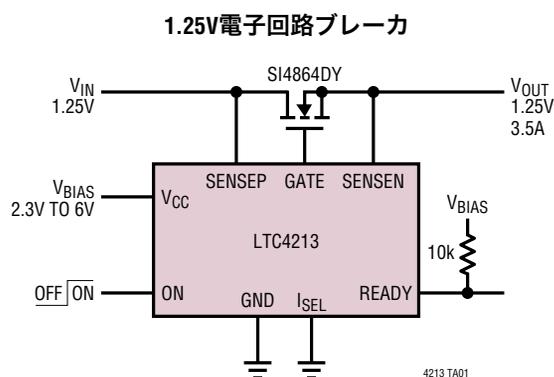
概要

LTC[®]4213は電子回路ブレーカです。過電流回路ブレーカが外部NチャンネルMOSFETのドレイン端子とソース端子間の電圧を検出しますので、センス抵抗は不要です。その利点として、コストが下がり、スイッチ経路の電圧と電力損失が減少します。内部のハイサイド・ドライブが外部MOSFETのゲートを制御します。

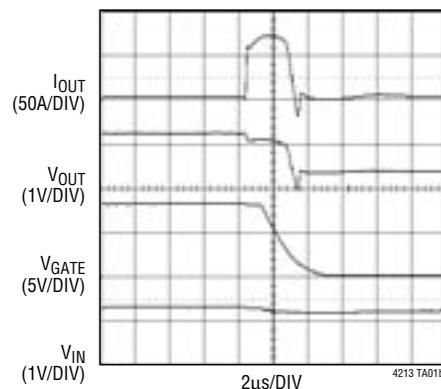
2個の内蔵コンパレータにより、バイアス電源〜グラウンドの同相範囲にわたりデュアル・レベルの過電流保護が与えられます。低速コンパレータの応答は16 μ sですが、高速コンパレータは1 μ sでトリップします。回路ブレーカは選択可能な3つのトリップ・スレッシュホールド (25mV、50mV および100mV) を備えています。ONピンはオン/オフを制御し、回路ブレーカのフォールトをリセットします。READYピンは、MOSFETが導通し、回路ブレーカが有効であることを知らせます。LTC4213はV_{CC} = 2.3V~6Vで動作します。

LT、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。
No R_{SENSE}はリニアテクノロジー社の商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。

標準的応用例



過度の過負荷に対する応答



LTC4213

絶対最大定格

(Note 1)

バイアス電源電圧 (V_{CC})	-0.3V~9Vの入力電圧
ON、SENSEP、SENSEN	-0.3V~9V
I_{SEL}	-0.3V~($V_{CC} + 0.3V$)
出力電圧	
GATE	-0.3V~15V
READY	-0.3V~9V
動作温度範囲	
LTC4213C	0°C~70°C
LTC4213I	-40°C~85°C
保存温度範囲	-65°C~150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	300°C

パッケージ/発注情報

<p>DDB PACKAGE 8-LEAD (3mm × 2mm) PLASTIC DFN $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 250^{\circ}C/W$ EXPOSED PAD (PIN 9) PCB CONNECTION OPTIONAL</p>	ORDER PART NUMBER
	LTC4213CDDDB LTC4213IDDB
	DDB PART* MARKING
	LBHV

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。
*温度等級は出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

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 $T_A = 25^{\circ}C$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5V$ 、 $I_{SEL} = 0$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{CC}	Bias Supply Voltage		● 2.3		6	V	
V_{SENSEP}	SENSEP Voltage		● 0		6	V	
I_{CC}	V_{CC} Supply Current		●	1.6	3	mA	
$V_{CC(UVLR)}$	V_{CC} Undervoltage Lockout Release	V_{CC} Rising	● 1.8	2.07	2.23	V	
$\Delta V_{CC(UVHYST)}$	V_{CC} Undervoltage Lockout Hysteresis		● 30	100	160	mV	
I_{SENSEP}	SENSEP Input Current	$V_{SENSEP} = V_{SENSEN} = 5V$, Normal Mode		15	40	80	μA
		$V_{SENSEP} = V_{SENSEN} = 0$, Normal Mode		-1	± 15	μA	
I_{SENSEN}	SENSEN Input Current	$V_{SENSEP} = V_{SENSEN} = 5V$, Normal Mode		15	40	80	μA
		$V_{SENSEP} = V_{SENSEN} = 0$, Normal Mode		-1	± 15	μA	
		$V_{SENSEP} = V_{SENSEN} = 5V$, Reset Mode or Fault Mode		50	280	μA	
V_{CB}	Circuit Breaker Trip Voltage	$I_{SEL} = 0$, $V_{SENSEP} = V_{CC}$	● 22.5	25	27.5	mV	
	$V_{CB} = V_{SENSEP} - V_{SENSEN}$	$I_{SEL} = \text{Floated}$, $V_{SENSEP} = V_{CC}$	● 45	50	55	mV	
		$I_{SEL} = V_{CC}$, $V_{SENSEP} = V_{CC}$	● 90	100	110	mV	
$V_{CB(FAST)}$	Fast Circuit Breaker Trip Voltage	$I_{SEL} = 0$, $V_{SENSEP} = V_{CC}$	● 63	100	115	mV	
	$V_{CB(FAST)} = V_{SENSEP} - V_{SENSEN}$	$I_{SEL} = \text{Floated}$, $V_{SENSEP} = V_{CC}$	● 126	175	200	mV	
		$I_{SEL} = V_{CC}$, $V_{SENSEP} = V_{CC}$	● 252	325	371	mV	
$I_{GATE(UP)}$	GATE Pin Pull Up Current	$V_{GATE} = 0V$	● -50	-100	-150	μA	
$I_{GATE(DN)}$	GATE Pin Pull Down Current	$\Delta V_{SENSEP} - V_{SENSEN} = 200mV$, $V_{GATE} = 8V$	● 10	40		mA	
ΔV_{GSMAX}	External N-Channel Gate Drive	$V_{SENSEN} = 0$, $V_{CC} \geq 2.97V$, $I_{GATE} = -1\mu A$	● 4.8	6.5	8	V	
		$V_{SENSEN} = 0$, $V_{CC} = 2.3V$, $I_{GATE} = -1\mu A$	● 2.65	4.3	8	V	
ΔV_{GSARM}	V_{GS} Voltage to Arm Circuit Breaker	$V_{SENSEN} = 0$, $V_{CC} \geq 2.97V$	● 4.4	5.4	7.6	V	
		$V_{SENSEN} = 0$, $V_{CC} = 2.3V$	● 2.5	3.5	7	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、 $V_{CC} = 5\text{V}$ 、 $I_{SEL} = 0$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
$\Delta V_{GS\text{MAX}} - \Delta V_{GS\text{ARM}}$	Difference Between $\Delta V_{GS\text{MAX}}$ and $\Delta V_{GS\text{ARM}}$	$V_{\text{SENSE}} = 0$, $V_{CC} \geq 2.97\text{V}$	●	0.3	1.1		V
		$V_{\text{SENSE}} = 0$, $V_{CC} = 2.3\text{V}$	●	0.15	0.8		V
$V_{\text{READY(OL)}}$	READY Pin Output Low Voltage	$I_{\text{READY}} = 1.6\text{mA}$, Pull Down Device On	●		0.2	0.4	V
$I_{\text{READY(LEAK)}}$	READY Pin Leakage Current	$V_{\text{READY}} = 5\text{V}$, Pull Down Device Off	●		0	± 1	μA
$V_{\text{ON(TH)}}$	ON Pin High Threshold	ON Rising, GATE Pulls Up	●	0.76	0.8	0.84	V
$\Delta V_{\text{ON(HYST)}}$	ON Pin Hysteresis	ON Falling, GATE Pulls Down		10	40	90	mV
$V_{\text{ON(RST)}}$	ON Pin Reset Threshold	ON Falling, Fault Reset, GATE Pull Down	●	0.36	0.4	0.44	V
$I_{\text{ON(IN)}}$	ON Pin Input Current	$V_{\text{ON}} = 1.2\text{V}$	●		0	± 1	μA
ΔV_{OV}	Overvoltage Threshold $\Delta V_{\text{OV}} = V_{\text{SENSEP}} - V_{CC}$		●	0.41	0.7	1.1	V
t_{OV}	Overvoltage Protection Trip Time	$V_{\text{SENSEP}} = V_{\text{SENSE}} = \text{Step } 5\text{V to } 6.2\text{V}$		25	65	160	μs
$t_{\text{FAULT(SLOW)}}$	V_{CB} Trips to GATE Discharging	ΔV_{SENSE} Step 0mV to 50mV, V_{SENSE} Falling, $V_{CC} = V_{\text{SENSEP}} = 5\text{V}$	●	7	16	27	μs
$t_{\text{FAULT(FAST)}}$	$V_{\text{CB(FAST)}}$ Trips to GATE Discharging	ΔV_{SENSE} Step 0V to 0.3V, V_{SENSE} Falling, $V_{\text{SENSEP}} = 5\text{V}$	●		1	2.5	μs
t_{DEBOUNCE}	Startup De-Bounce Time	$V_{\text{ON}} = 0\text{V to } 2\text{V}$ Step to Gate Rising, (Exiting Reset Mode)		27	60	130	μs
t_{READY}	READY Delay Time	$V_{\text{GATE}} = 0\text{V to } 8\text{V}$ Step to READY Rising, $V_{\text{SENSEP}} = V_{\text{SENSE}} = 0$		22	50	115	μs
t_{OFF}	Turn-Off Time	$V_{\text{ON}} = 2\text{V to } 0.6\text{V}$ Step to GATE Discharging		1.5	5	10	μs
t_{ON}	Turn-On Time	$V_{\text{ON}} = 0.6\text{V to } 2\text{V}$ Step to GATE Rising, (Normal Mode)		4	8	16	μs
t_{RESET}	Reset Time	V_{ON} Step 2V to 0V		20	80	150	μs

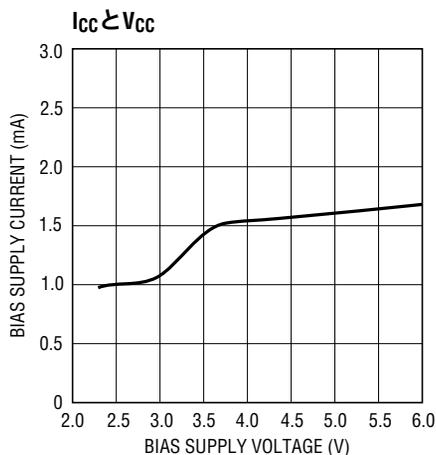
Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

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。

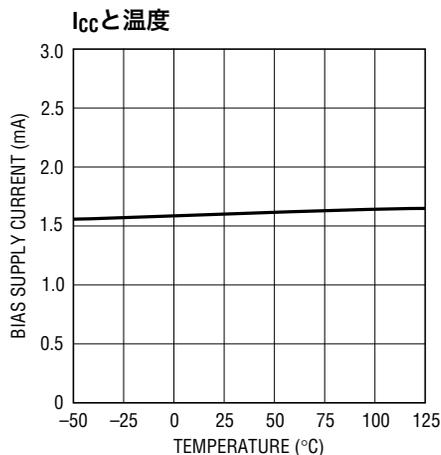
LTC4213

標準的性能特性

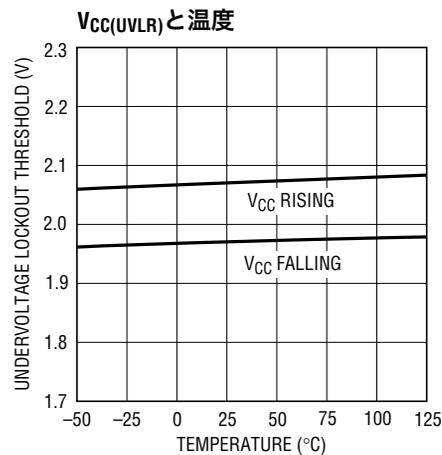
規格値は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5\text{V}$ 。



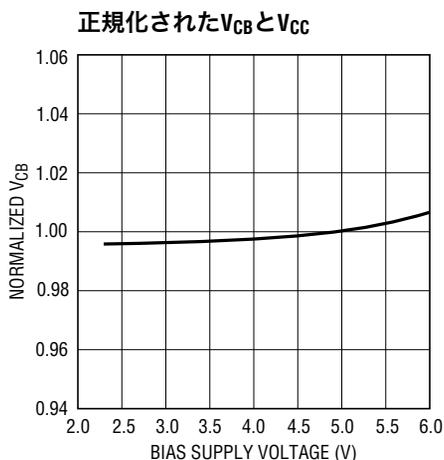
4213 G01



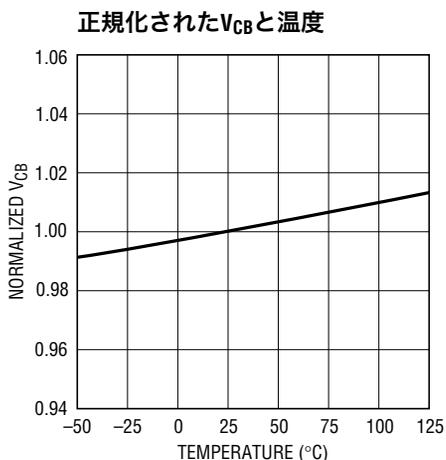
4213 G02



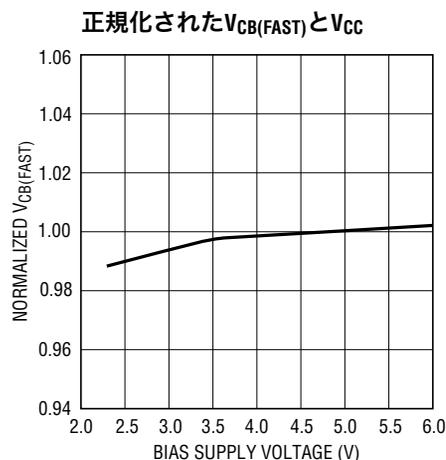
4213 G03



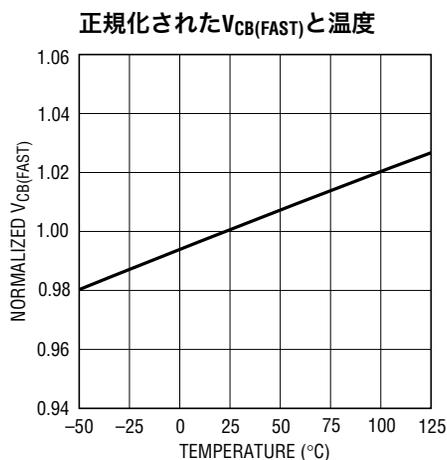
4213 G04



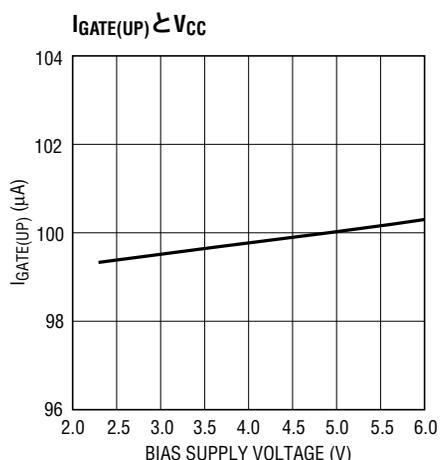
4213 G05



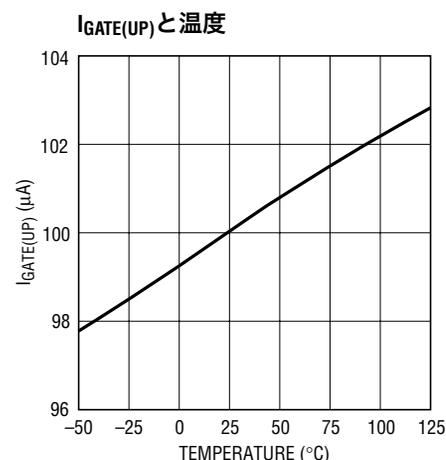
4213 G06



4213 G07



4213 G08

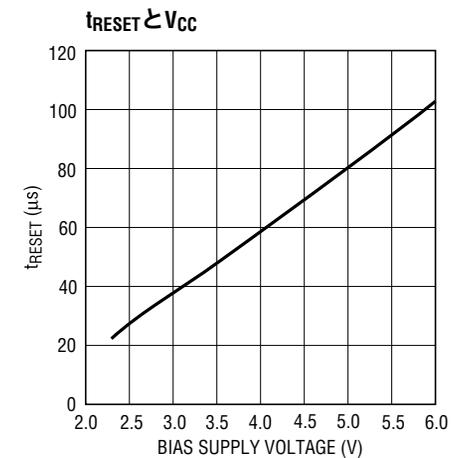
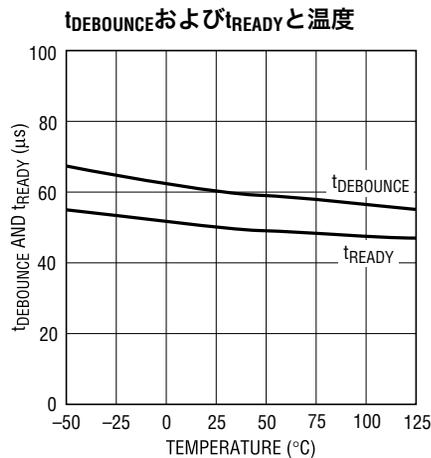
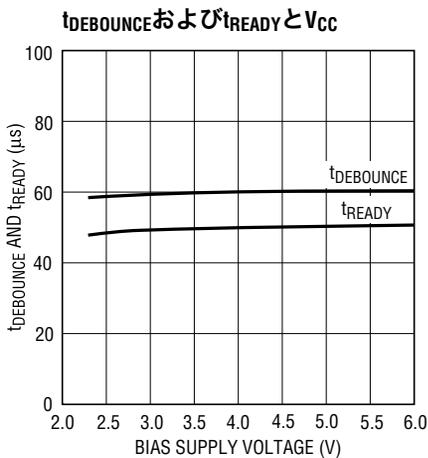
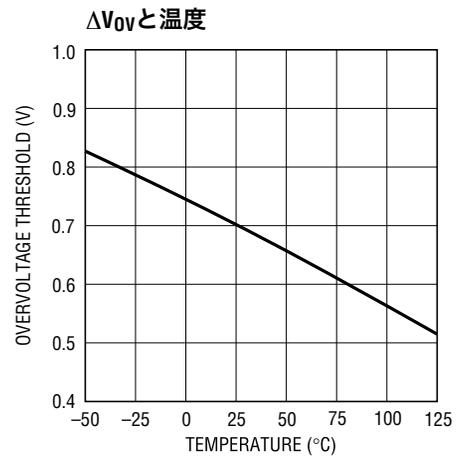
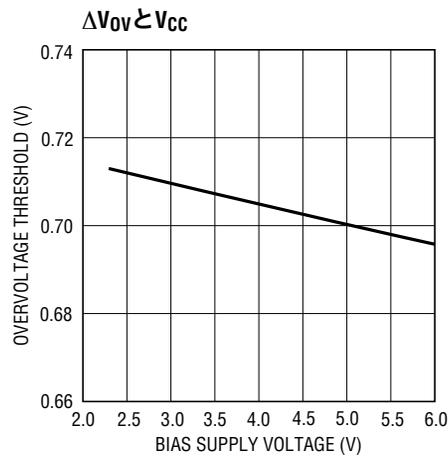
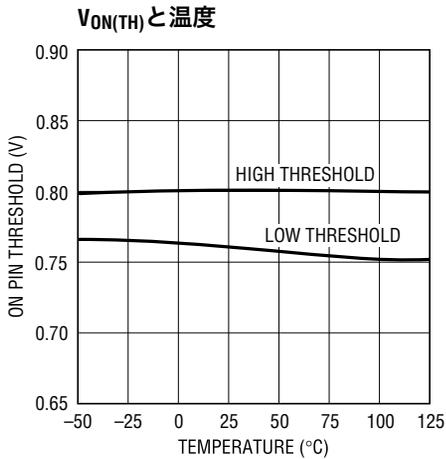
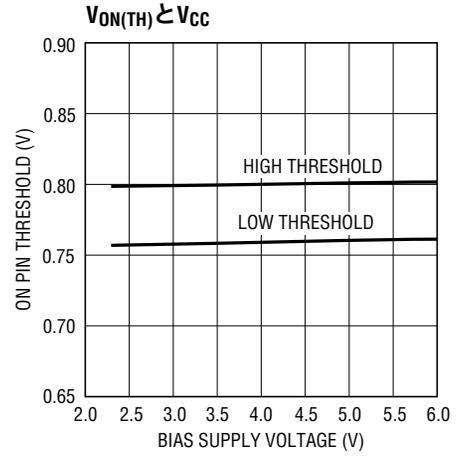
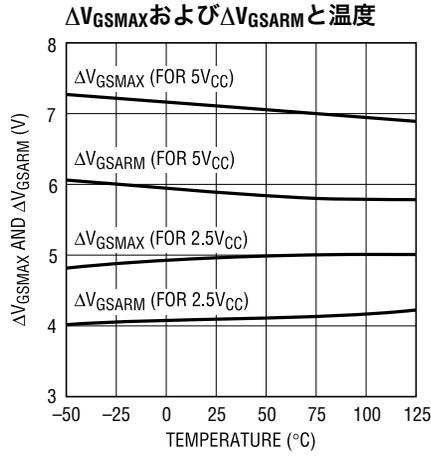
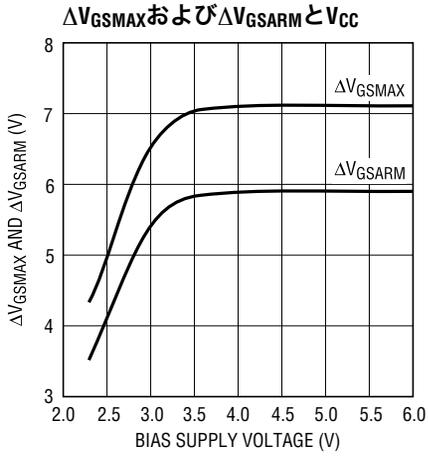


4213 G09

4213f

標準的性能特性

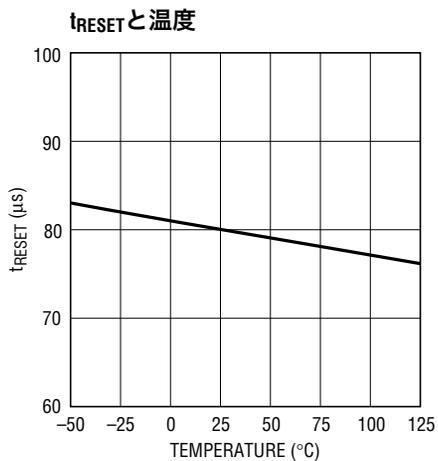
規格値は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5\text{V}$ 。



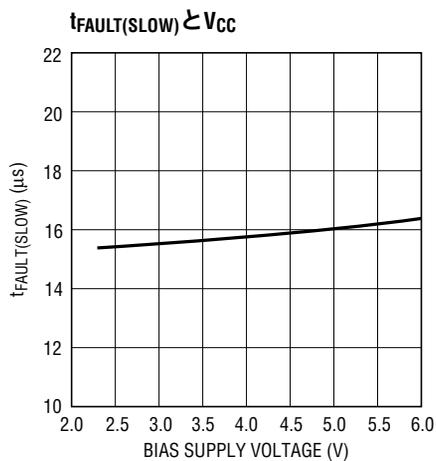
LTC4213

標準的性能特性

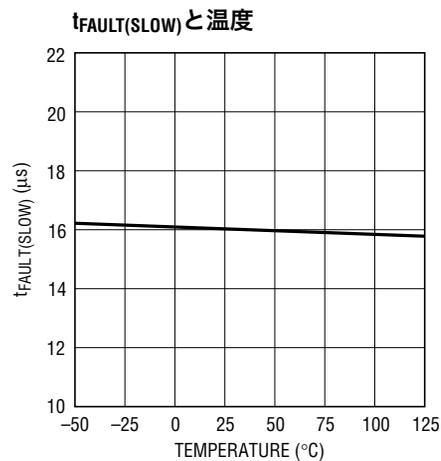
規格値は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5\text{V}$ 。



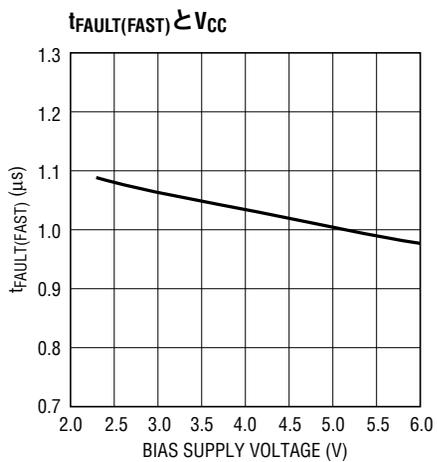
4213 G19



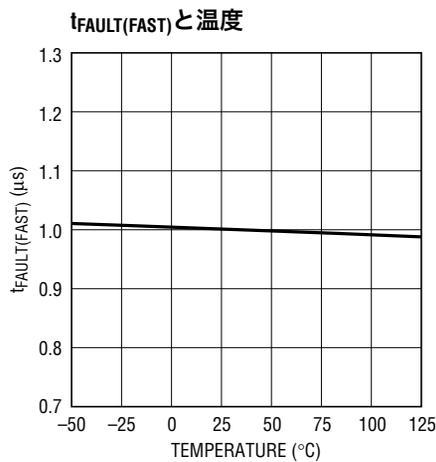
4213 G20



4213 G21



4213 G22



4213 G23

ピン機能

READY (ピン1): READY状態の出力。オープン・ドレインの出力で、外部MOSFETがオンしていて回路ブレーカが有効なとき高インピーダンスになります。それ以外は、このピンは"L"になります。

ON (ピン2): オン制御入力。LTC4213はONピンが0.4Vより下のときリセット・モードになります。ONピンが0.8Vを超すと、デバイスが起動し、GATEが100 μ Aの電流源で引き上げられます。ONピンが0.76Vより下に下がるとGATEが引き下げられます。回路ブレーカのフォールト状態をリセットするには、ONピンを0.4Vより下に下げる必要があります。

I_{SEL} (ピン3): スレッシュホールド選択入力。I_{SEL}ピンを接地するか、フロートさせるか、またはV_{CC}に接続すると、V_{CB}がそれぞれ25mV、50mV、または100mVに設定されます。対応するV_{CB(FAST)}の値は100mV、175mVおよび325mVです。

GND (ピン4): デバイスのグラウンド。

GATE (ピン5): ゲート・ドライブ出力。内部チャージポンプにより、100 μ Aのプルアップ電流が外部NチャンネルMOSFETのゲートに供給されます。内部回路により、GATEピンとSENSENピンのあいだの電圧は8V未満の安全なゲート・ドライブ電圧に制限されます。回路ブレーカがトリップすると、GATEピンは直ちにGNDに引き下げられます。

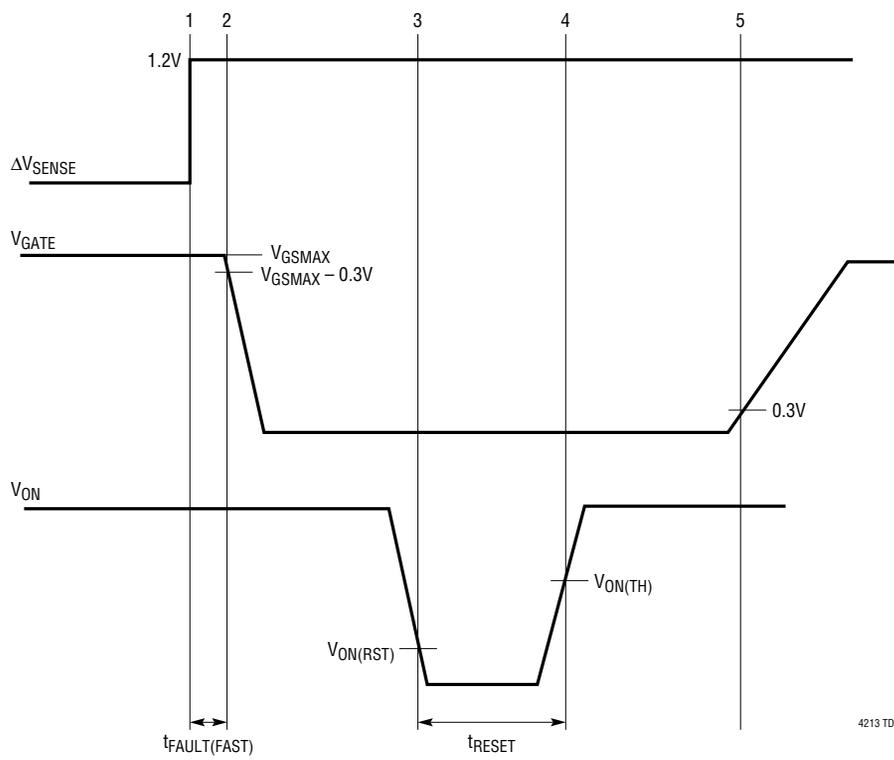
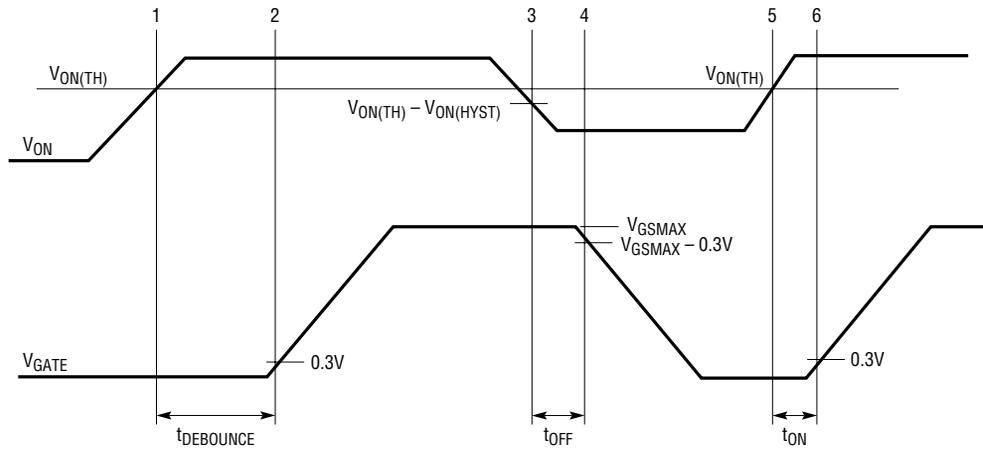
SENSEN (ピン6): 回路ブレーカの負センス入力。このピンは外部MOSFETのソースに接続します。リセットまたはフォールト・モードのあいだ、SENSENピンは出力を280 μ Aでグラウンドに放電します。

SENSEP (ピン7): 回路ブレーカの正センス入力。このピンは外部NチャンネルMOSFETのドレインに接続します。SENSEPとSENSEN間の電圧がV_{CB}を超すと回路ブレーカがトリップします。回路ブレーカの入力同相範囲は、V_{CC} < 2.5VのときグラウンドからV_{CC}+0.2Vまでです。V_{CC} \geq 2.5Vのとき、入力同相範囲はグラウンドからV_{CC}+0.4Vまでです。

V_{CC} (ピン8): バイアス電源電圧入力。正常動作は2.3V~6Vです。内部の低電圧ロックアウト回路により、V_{CC} < 2.07Vのときデバイスはディスエーブルされます。

露出パッド (ピン9): 露出パッドはオープン状態のままにするか、デバイスのグラウンドに接続することができます。

タイミング図



4213 TD

LTC4213

動作

概要

LTC4213は外付けのセンス抵抗を使う代わりに外部MOSFETの $R_{DS(ON)}$ によって負荷電流を検出する電子回路ブレーカ(ECB: Electronic Circuit Breaker)です。この R_{SENSE} を使わない方法は、 $R_{DS(ON)}$ の変動のため R_{SENSE} 方式に比べて精度が劣ります。ただし、センス抵抗がないため簡単で、低コストで、スイッチ経路の電圧と電力損失が減少することが長所です。外付けセンス抵抗の電圧降下がないので、低電圧アプリケーションでは特に V_{OUT} が大幅に改善される可能性があります。LTC4213は2.3V~6Vのバイアス電源電圧範囲で動作するように設計されています。バイアス電源電圧とONピンが十分高いと、GATEピンは60 μ sの内部デバウンス遅延の後、充電を開始します。GATEのランプアップ時、回路ブレーカは外部MOSFETが完全にオンするまで有効になりません。回路ブレーカが有効になると、LTC4213は外部MOSFETの $R_{DS(ON)}$ を使って負荷電流をモニタします。

回路ブレーカの機能

LTC4213は過電流保護のため2つのレベルと2つの応答時間をもつ回路ブレーカ機能を備えています。

LTC4213の回路ブレーカ機能ブロックは2個のコンパレータ(SLOWCOMPとFASTCOMP)で構成されています。SLOWCOMPとFASTCOMPのスレッシュホールドは V_{CB} と

$V_{CB(FAST)}$ です。 I_{SEL} ピンにより、以下の3つの設定の中の1つが選択されます。

1. I_{SEL} がGNDのとき、 $V_{CB} = 25mV$ で、 $V_{CB(FAST)} = 100mV$
2. I_{SEL} がフロート状態のとき、 $V_{CB} = 50mV$ で、 $V_{CB(FAST)} = 175mV$
3. I_{SEL} が V_{CC} のとき、 $V_{CB} = 100mV$ で、 $V_{CB(FAST)} = 325mV$

回路ブレーカのスレッシュホールドを起動時には高くし、電源電流が安定した後は低くできるように、 I_{SEL} を動的に階段状に変化させることができます。コンパレータの入力はSENSEPピンとSENSENピンです。外部MOSFETのドレインとソース間の電圧はSENSEPとSENSENで検出されます。

$$\Delta V_{SENSE} = V_{SENSEP} - V_{SENSEN} \quad (1)$$

ΔV_{SENSE} が V_{CB} スレッシュホールドを超えたが $V_{CB(FAST)}$ よりは小さいとき、コンパレータSLOWCOMPは16 μ sの遅延後、回路ブレーカをトリップします。 ΔV_{SENSE} が $V_{CB(FAST)}$ を超すと、コンパレータFASTCOMPは1 μ s以内に回路ブレーカをトリップします。

過度の短絡状態により、負荷電源が大きく低下することがあります。これはLTC4213の場合問題になりません。電流制限コンパレータの入力段の同相範囲はグラウンドを含むからです。

アプリケーション情報

電子回路ブレーカ(ECB)のアプリケーションを図1に示します。外部補助電源が V_{CC} ピンと内部回路をバイアスします。 V_{IN} 負荷電源が外部のMOSFETを通して負荷に給電します。

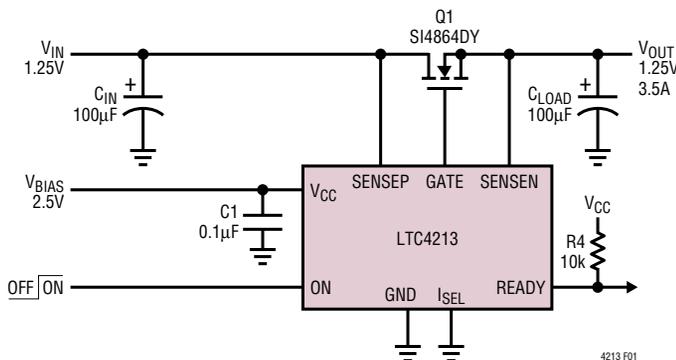


図1. LTC4213を使った電子回路ブレーカのアプリケーション

SENSEPピンとSENSENピンは外部MOSFETのドレインとソースで負荷電流を検出します。ECBのアプリケーションでは、すぐれた過渡性能を得るため、大きな入力バイパス・コンデンサが一般に推奨されます。

低電圧ロックアウト

V_{CC} 電源が正常動作にとって低すぎると、LTC4213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コンパレータ(UVCOMP)の低から高へのスレッシュホールドは2.07Vで、100mVのヒステリシスがあります。UVLOは低から高への遷移(起動)と高から低への遷移(リセット)の両方で、ONピンのコンパレータとグリッチ・フィルタを共有しています。バイアス電源電圧が2.07Vを超えると、ONピンの条件が満たされていれば、LTC4213は起動します。

アプリケーション情報

バス・バイアス電源の1.97Vより下への短く浅い一時的低下(80 μ s未満)は無視されます。

ON機能

V_{ON} が80 μ sのあいだCOMP1の0.4Vのスレッシュホールドより下に下がると、デバイスはリセットします。ONピンがコンパレータCOMP2の0.8Vのスレッシュホールドより上に上昇してUVLOの条件が満たされると、システムはリセット・モードから抜け出します。リセット・モードを抜け出すと、60 μ sの $t_{DEBOUNCE}$ 遅延の後、GATEピンが起動します。ONが0.76Vより下に下がると、5 μ sのグリッチ・フィルタの遅延の後GATEがオフします。 V_{ON} が0.4V~0.8Vのとき、出力は外部負荷によって放電します。この状態では、 V_{ON} が8 μ s以上0.8Vを超すとONピンはGATEを再度イネーブルすることができます。逆に、ONピンを80 μ sのあいだ0.4Vより下に下げると、デバイスはリセットします。一旦リセットされると、 V_{ON} が0.8Vより上に上昇し、60 μ sの $t_{DEBOUNCE}$ が経過した後、はじめてGATEピンは再起動します。ONピンを電源に直接接続するときは、電源のトランジェントによる過電圧ストレスからONピンを保護するため、10kより大きな直列抵抗を推奨します。ONピンに接続した外部抵抗分割器とCOMP2を使って、電源の低電圧ロックアウト値を内部UVLO回路より高く設定することができます。RCフィルタをONピンに追加して、起動時の遅延時間を内部の60 μ sの遅延を超えて延長することができます。

GATE機能

GATEピンはリセット・モードでは“L”に保たれます。リセット・モードを抜け出して60 μ s後、GATEピンは内部100 μ A電流源により充電されます。回路ブレーカは $V_{GATE} > V_{SENSE} + \Delta V_{GSARM}$ のとき有効になります。通常モードの動作では、GATEのピーク電圧は内部でSENSEピンより ΔV_{GSMAX} 上にクランプされます。回路ブレーカがトリップすると、内部MOSFETがGATEピンをGNDに短絡し、外部MOSFETをオフします。

READY状態

READYピンはリセット・モードと起動時に“L”に保たれます。回路ブレーカが有効になって50 μ s後、外部プルアップ抵抗によって“H”に引き上げられます。回路ブレーカがトリップすると、またはONピンが0.76Vより下に引き下げられると、または V_{CC} が低電圧ロックアウトより下に下がると、READYピンは“L”になります。

ΔV_{GSARM} と V_{GSMAX}

各MOSFETには推奨 V_{GS} ドライブ電圧があり、その電圧ではチャンネルが完全にエンハンスト状態になり、 $R_{DS(ON)}$ が最小であるとみなされます。この推奨 V_{GS} 電圧を超してドライブすると $R_{DS(ON)}$ がわずかに減少します。起動時に、ゲート電圧はグラウンド電位から上昇し始めます。GATEはMOSFETスレッシュホールドを超してランプアップし、負荷電流が流れ始めます。 V_{GS} が ΔV_{GSARM} を超すと回路ブレーカが有効になり、イネーブルされます。推奨最小 V_{GS} ドライブ・レベルが ΔV_{GSARM} より小さいMOSFETを選択します。 V_{GS} は最終的に ΔV_{GSMAX} で最大値に達します。

回路ブレーカのトリップとリセット

フォールト状態の後の V_{GATE} と V_{READY} のタイミング図を図2に示します。トリップした回路ブレーカは、 V_{CC} バイアス電源をUVLOスレッシュホールドより下にサイクリングさせるか、またはONを t_{RESET} より長いあいだ0.4Vより下に引き下げることによってリセットすることができます。トリップした回路ブレーカがONピンによってリセットされるタイミング図を図3に示します。

電流制限の計算

フォールト電流制限はMOSFETの $R_{DS(ON)}$ と回路ブレーカの電圧 V_{CB} によって決まります。

$$I_{LIMIT} = \frac{V_{CB}}{R_{DS(ON)}} \quad (2)$$

$R_{DS(ON)}$ の値はメーカーの与える分布データ、 V_{GS} および接合部温度に依存します。MOSFETのドレインとソースからLTC4213のSENSEPINピンとSENSEPINピンのあいだには短いケルビン接続を使うことを強く推奨します。

選択されたMOSFETに対して、公称負荷制限電流は次式で与えられます。

$$I_{LIMIT(NOM)} = \frac{V_{CB(NOM)}}{R_{DS(ON)(NOM)}} \quad (3)$$

最小負荷制限電流は次式で与えられます。

$$I_{LIMIT(MIN)} = \frac{V_{CB(MIN)}}{R_{DS(ON)(MAX)}} \quad (4)$$

LTC4213

アプリケーション情報

最大負荷制限電流は次式で与えられます。

$$I_{LIMIT(MAX)} = \frac{V_{CB(MAX)}}{R_{DSON(MIN)}} \quad (5)$$

ほとんどのMOSFETのデータシートでは R_{DSON} の標準値と最大値が規定されていますが、最小値は規定されていません。標準値が中央値である正規分布を仮定すると、最小値は次式で推算することができます。

$$R_{DSON(MIN)} = 2 \cdot R_{DSON(NOM)} - R_{DSON(MAX)} \quad (6)$$

LTC4213はメーカーの規定した R_{DSON} に対するゲート・ドライブより高いゲート・ドライブを与えます。そのため、 R_{DSON} は規定値よりもわずかに低くなります。動作温度も R_{DSON} の値を変化させます。

電流制限の計算例

LTC4213の V_{CB} を25mVに設定した(I_{SEL} ピンを接地)5V電源システムでSi4410DYが電流検出に使われています。

Si4410DYの R_{DSON} の分布は以下のとおりです。

$$\text{標準}R_{DSON} = 0.015\Omega = 100\%$$

$$\text{最大}R_{DSON} = 0.02\Omega = 133.3\%$$

$$\text{推算した最小}R_{DSON} = 2 \cdot 15 - 20 = 0.010\Omega = 66.7\%$$

ゲート・ドライブによる R_{DSON} の変化は以下のとおりです。

$$R_{DSON} @ 4.5V_{GS} = 0.015\Omega = 100\% \text{ (spec. TYP)}$$

$$R_{DSON} @ 4.8V_{GS} = 0.014\Omega = 93\% \text{ (MIN } \Delta V_{GS\text{MAX}})$$

$$R_{DSON} @ 7V_{GS} = 0.0123\Omega = 82\% \text{ (NOM } \Delta V_{GS\text{MAX}})$$

$$R_{DSON} @ 8V_{GS} = 0.012\Omega = 80\% \text{ (MAX } \Delta V_{GS\text{MAX}})$$

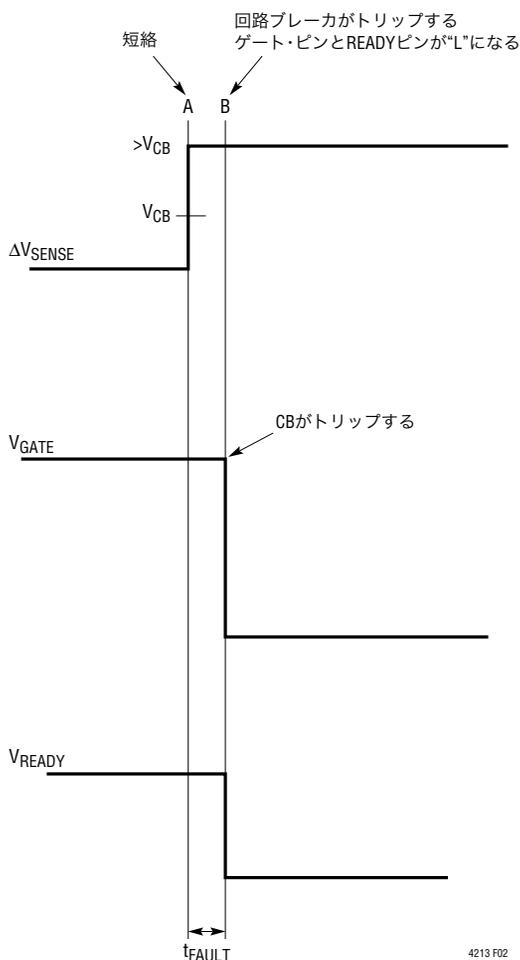


図2. 短絡フォールト時のタイミング図

4213f

アプリケーション情報

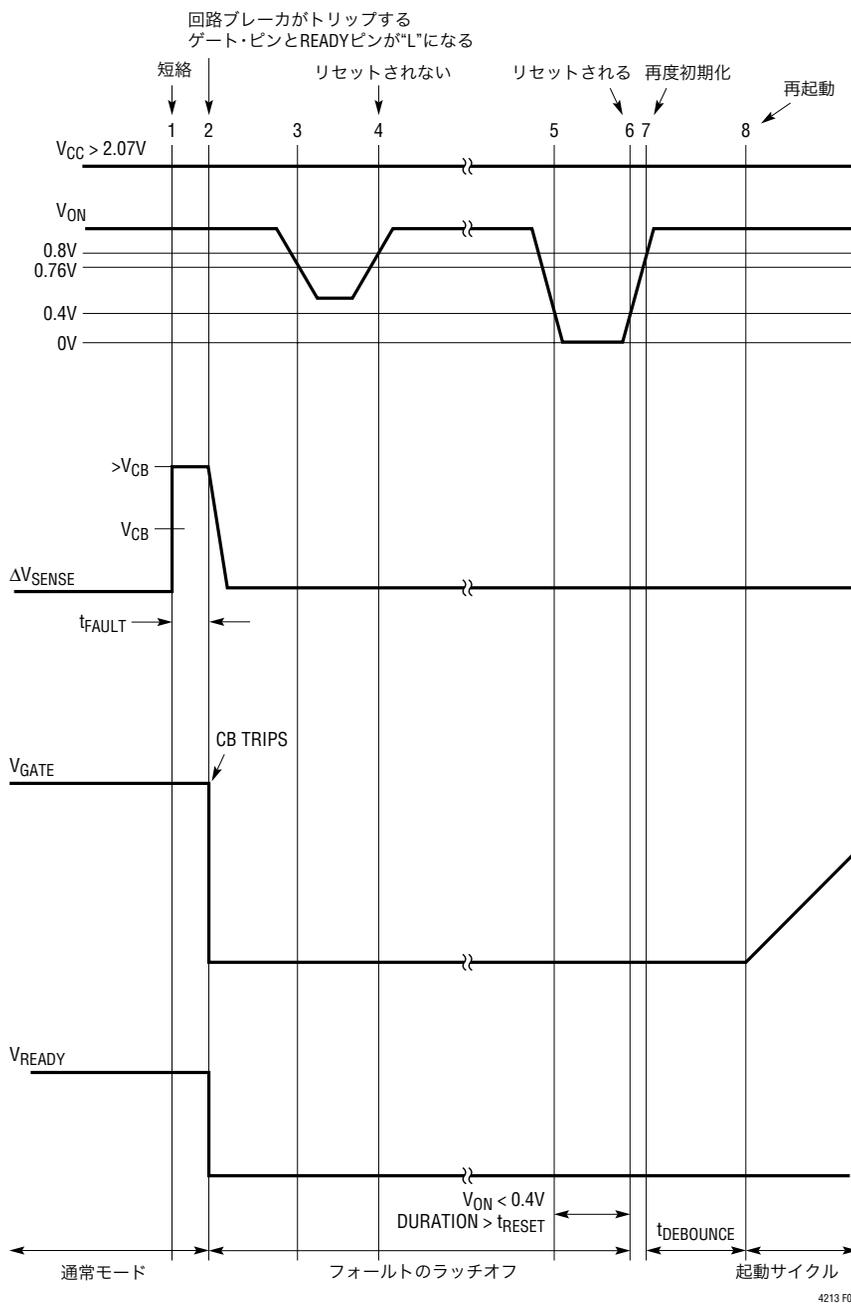


図3. フォールトのリセット・タイミング図

アプリケーション情報

0°C~70°Cの動作温度

$$R_{DSON} @ 25^{\circ}\text{C} = 100\%$$

$$R_{DSON} @ 0^{\circ}\text{C} = 90\%$$

$$R_{DSON} @ 70^{\circ}\text{C} = 120\%$$

MOSFETの抵抗値の変化:

$$R_{DSON(NOM)} = 15\text{m} \cdot 0.82 = 12.3\text{m}\Omega$$

$$R_{DSON(MAX)} = 15\text{m} \cdot 1.333 \cdot 0.93 \cdot 1.2 = 15\text{m} \cdot 1.488 = 22.3\text{m}\Omega$$

$$R_{DSON(MIN)} = 15\text{m} \cdot 0.667 \cdot 0.80 \cdot 0.90 = 15\text{m} \cdot 0.480 = 7.2\text{m}\Omega$$

V_{CB}の変化:

$$\text{NOM } V_{CB} = 25\text{mV} = 100\%$$

$$\text{MIN } V_{CB} = 22.5\text{mV} = 90\%$$

$$\text{MAX } V_{CB} = 27.5\text{mV} = 110\%$$

電流リミットは以下のとおり:

$$I_{LIMIT(NOM)} = 25\text{mV}/12.3\text{m}\Omega = 2.03\text{A}$$

$$I_{LIMIT(MIN)} = 22.5\text{mV}/22.3\text{m}\Omega = 1.01\text{A}$$

$$I_{LIMIT(MAX)} = 27.5\text{mV}/7.2\text{m}\Omega = 3.82\text{A}$$

適切に動作するには、最小電流リミットがゆとりをもって回路の最大動作負荷電流を超える必要があります。したがって、このシステムは1Aまでの動作負荷電流に適しています。この計算から、最大動作負荷電流がおよそI_{LIMIT(NOM)}の半分であると仮定して、MOSFETのR_{DSON}の一般則を使って始めることができます。式7は概算を示しています。

$$I_{OPMAX} = \frac{V_{CB(NOM)}}{2 \cdot R_{DSON(NOM)}} \quad (7)$$

R_{DSON(NOM)}はメーカーの標準規定値での値ではなく、LTC4213の公称動作ΔV_{GSMAX}での値であることに注意してください。さまざまな動作V_{CC}での公称動作ΔV_{GSMAX}を表1に示します。この表から、ユーザーはMOSFETのデータシートを参照してR_{DSON(NOM)}の値を求めることができます。

表1. 標準的電源電圧に対する公称動作ΔV_{GSMAX}

V _{CC} (V)	ΔV _{GSMAX} (V)
2.3	4.3
2.5	5.0
2.7	5.6
3.0	6.5
3.3	7.0
5.0	7.0
6.0	7.0

回路ブレーカが有効になった後の負荷電源の立ち上り

図1の回路の通常の起動シーケンスを図4に示します。この場合、V_{IN}負荷電源は回路ブレーカが有効になった後立ち上がります。V_{CC}は補助バイアス電源によって最初に立ち上がります。V_{CC}が時点1で2.07Vを超えます。V_{ON}が時点2で0.8Vを超えます。60μsのデバウンス遅延の後、GATEピンが時点3でランプアップを開始します。外部MOSFETが時点4で導通し始めます。時点5では、V_{GATE}がΔV_{GARM}を超し、回路ブレーカが有効になります。50μs後(t_{READY}遅延)、READYが時点6で外付け抵抗により“H”に引き上げられます。READYはV_{IN}負荷電源モジュールにランプアップを開始するように信号を出します。負荷電源が時点7でソフトスタートのランプアップを開始します。負荷電源のランプ・レートは、回路ブレーカがトリップするのを防ぐため、式(8)のように遅くなければなりません。

ここで、I_{OPMAX}は式(7)で定義された最大動作電流です。

$$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta t} < \frac{I_{OPMAX} - I_{LOAD}}{C_{LOAD}} \quad (8)$$

例として、V_{CB} = 25mVおよびR_{DSON} = (公称動作ΔV_{GSMAX}で)3.5mΩです。最大動作電流は3.5Aです(式(7)を参照)。負荷は起動時に2Aの電流を流せると仮定すると、100μFのC_{LOAD}には利用できる1.5Aのマージンがあり、V_{IN}のランプ・レートは15V/ms以下になります。時点8で、MOSFETを流れる電流はC_{LOAD}が完全に充電された後減少します。

アプリケーション情報

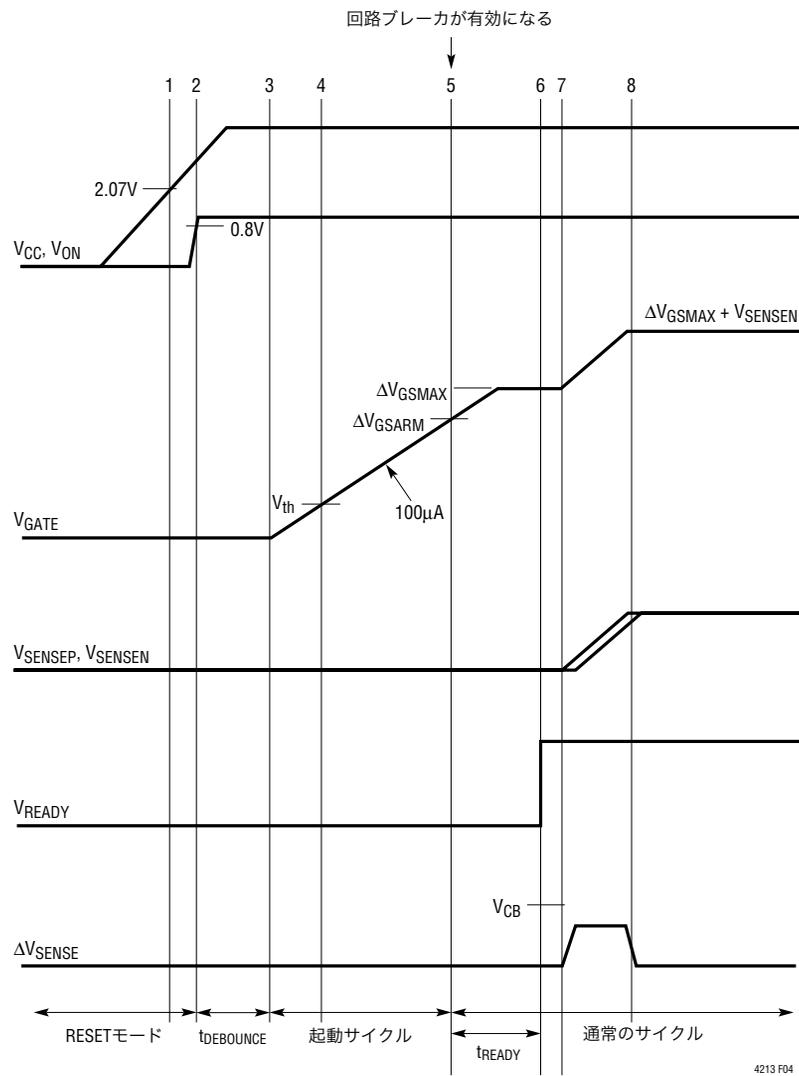


図4. 回路ブレーカが有効になった後の負荷電源の立上り

アプリケーション情報

V_{CC}より前の負荷電源の立上り

図1を再度参照すると、V_{IN}負荷電源がV_{CC}より前に立ち上がることもあります。V_{IN}負荷電源が最初にアクティブになる場合のタイミング図を図5に示します。内部回路により、GATEピンは“L”に保たれます。時点1でV_{CC}がUVLOを超し、時点2でONが0.8Vを超します。60μs後の時点3で、GATEが100μAでランプアップを開始します。時点4で、GATEは外部MOSFETのスレッシュホールドV_{TH}に達し、V_{OUT}がランプアップを開始します。時点5でV_{SENSE}はピークに近づきます。時点6で、回路ブレーカが有効になり、 $\Delta V_{SENSE} > V_{CB}$ だと回路ブレーカはトリップすること

ができます。時点7でGATEはピークに達します。時点6から50μs後、READYが“H”になります。

起動の問題

負荷電源がV_{CC}より前に立ち上がる図5の起動シーケンスでは、出力を充電しているあいだ電流リミットはモニタされません。これは、GATE電圧が ΔV_{GSARM} より低く、MOSFETは規定されたR_{DS(ON)}に達していないかもしれないからです。V_{IN}負荷電源は出力が充電されるとき突入電流を扱う十分な能力をもっている必要があります。

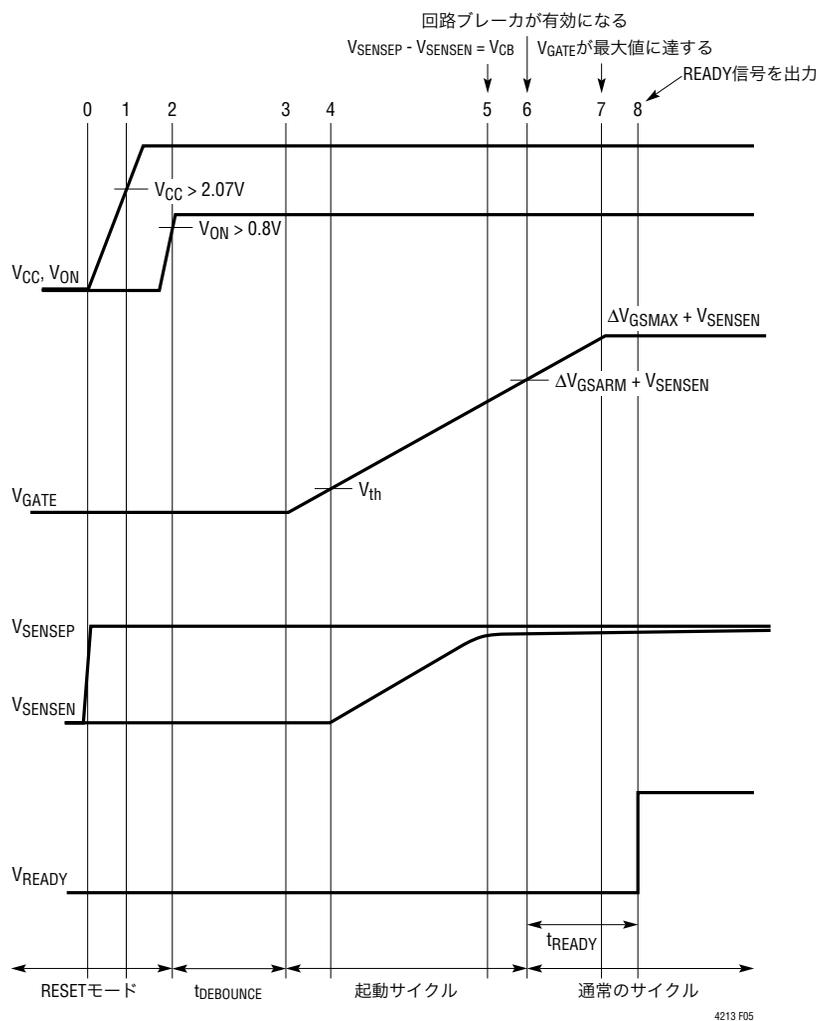


図5. V_{CC}より前の負荷電源の立上り

アプリケーション情報

正常に起動させるには、時点6の最終負荷を回路ブレーカのリミット内にします。そうでないと、システムは起動に失敗し、回路ブレーカが有効になった直後にトリップします。 C_{LOAD} が大きくて起動が問題になる場合を除き、ほとんどのアプリケーションでは追加の外部ゲート容量は不要です。外部ゲート・コンデンサを使用する場合、その容量が(直列抵抗と一緒に使用するのでない限り)大きくなり過ぎないようにします。これは、抵抗なしの大きなゲート・コンデンサはフォールト時のGATEのターンオフを遅らせるからです。代わりに方法として、ISELピンをステップ制御して起動時に大きな電流リミットを可能にします。

出力の短絡や過度の過負荷が生じた場合、負荷電源電流制限によりGATEのランプアップの途中で負荷電源が動作停止することがあります。選択されたMOSFETは、回路ブレーカがトリップ可能になる時点6より前に発生する可能性のあるこのような短時間の短絡状態に耐える必要があります。短絡評価のベンチテストは信頼性の高い設計の実際的な検証になります。短絡状態でMOSFETに電力を供給しながら電流を制限するには、前のセクションで説明したように、回路ブレーカが有効になった後、負荷電源シーケンスを開始する方法が選択されます。

パワーオフ・サイクル

ONピンを“L”にトグルすることにより、システムへの給電を停止することができます。ONが $0.76V$ より下に $5\mu s$ 引き下げられると、GATEピンとREADYピンが“L”に下がります。ONが $0.4V$ より下に $80\mu s$ 引き下げられると、システムはリセットします。

MOSFETの選択

LTC4213は、 $2.97V$ を超す V_{CC} 電位で、 $\Delta V_{GS_{MAX}}$ が $4.5V$ を超す状態で、ロジック用($5V$)とサブロジック用($3V$)のMOSFETと一緒に使用するよう設計されています。 $2.3V \sim 2.97V$ の V_{CC} 電源範囲では、最小 $\Delta V_{GS_{MAX}}$ が $4.5V$ より小さいので、サブロジックMOSFETを使います。

選択したMOSFETの V_{GS} の絶対最大定格は、LTC4213の $8V$ の最大 $\Delta V_{GS_{MAX}}$ に適合する必要があります。

V_{BDSS} 、 $I_{D_{MAX}}$ 、 R_{DSON} などの他のMOSFETの選択基準も検討します。 V_{BDSS} の選択では、最大動作電圧を超えるスパイクやリングングについて検討します。 $I_{D_{MAX}}$ は電流リミットより大きくします。最大動作負荷電流は R_{DSON} の値によって決まります。詳細については「電流制限の計算」のセクションを参照してください。

電源の必要条件

LTC4213は単電源または2電源のシステムから給電することができます。負荷電源はSENSEピンと外部MOSFETのドレインのあいだに接続します。単電源の場合、 V_{CC} ピンはなるべくRCフィルタを付けて負荷電源に接続します。2電源の場合、 V_{CC} は補助バイアス電源 V_{AUX} に接続します。この場合、 V_{AUX} 電圧は負荷電源電圧に等しいか、それより高くします。負荷電源電圧は回路ブレーカのリミットより大きな電流をソースする能力が必要です。負荷電源の電流制限が回路ブレーカのトリップ電流より小さいと、LTC4213は出力が過負荷になったとき応答できません。さらに、単電源システムで負荷電源がフォールドバック電流制限を備えていると、出力の過負荷によりUVLOがトリガされる可能性があります。

V_{IN} の過渡と過電圧に対する保護

入力の過渡スパイクは一般にLTC4213が過渡負荷に応答するときは常に見られます。これらのスパイクは、特にホットスワップ環境で大きなデカップリング・コンデンサが存在しないと、振幅が大きくなることがあります。これらの短いスパイクは適切な電圧と電力定格の過渡サプレッサを使ってクリップすることができます。さらに、LTC4213は長く続く過電圧状態を検出することができます。

アプリケーション情報

SENSEPが65 μ sより長くV_{CC}+0.7Vを超すと、LTC4213の内部過電圧保護回路が有効になり、GATEピンが引き下げられ、外部MOSFETをオフします。

単電源システムの標準的電子ヒューズ・アプリケーション

単電源の電子ヒューズのアプリケーションを図6に示します。V_{CC}ピンのRCフィルタにより過渡スパイクが除去されます。フォールト起動状態でのV_{CC}の過度の低下が懸念されるなら、オプションでショットキー・ダイオードを追加することができます。負荷電源が2.9Vを超え、V_{CC}ピンに向かった全電圧低下が0.4Vより小さければ、ショットキー・ダイオードとRCフィルタを組み合わせて使用することは可能です。さらに、LTC4213の内部UVLOフィルタにより、t_{RESET}より短いバイアス電源の過渡が除去されます。起動時、ONピンがV_{ON} = 0.8Vでシステムをイネーブルする前にV_{CC}が完全に立ち上がるようにすることは技術的に良いやり方です。このアプリケーションでは、V_{CC}電圧はおよそ5.3 • R₁C₁の遅延の後、最終値に達します。これに続き、ONピンが0.17 • R₂C₂の遅延の後0.8Vを超します。GATEピンは内部のt_{DEBOUNCE}遅延の後、上昇し始めます。

標準的単電源ホットスワップ・アプリケーション

標準的単電源ホットスワップ・アプリケーションを図7に示します。バックプレーンのRESET信号は最初“L”に保持されます。PCBの長い端子が接触しているあいだ、ONピンは“L”(<0.4V)に保たれ、LTC4213はリセット・モードに保たれます。短い端子が接触すると、V_{IN}負荷電源がカードに接続されます。V_{CC}はRCフィルタを介してバイアスされます。V_{OUT}はR₅を通して予め充電されます。正常に立ち上げるには、負荷条件を満たし、SENSEPピンの280 μ Aのシンク電流源に打ち勝つだけR₅の抵抗値を十分小さくします。他方、大きな突入電流を避け、大きな短絡電流を防ぐのに十分なだけR₅の抵抗値を大きくします。バックプレーンのRESET信号が“H”になると、ONピンのC₂コンデンサがR₃/R₂抵抗分割器を介して充電されます。ONピンの電圧が0.8Vを超すと、GATEピンがランブアップを開始します。GATE電圧がピークに達すると、外部MOSFETが完全にオンし、V_{IN}からV_{OUT}への電圧降下が減少します。通常モードの動作では、LTC4213は外部MOSFETのR_{DS(ON)}を使って負荷電流をモニタします。

Hot Swapはリニアテクノロジー社の商標です。

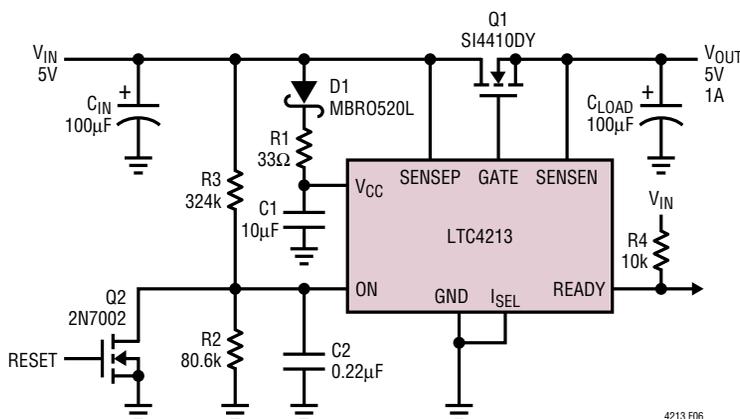
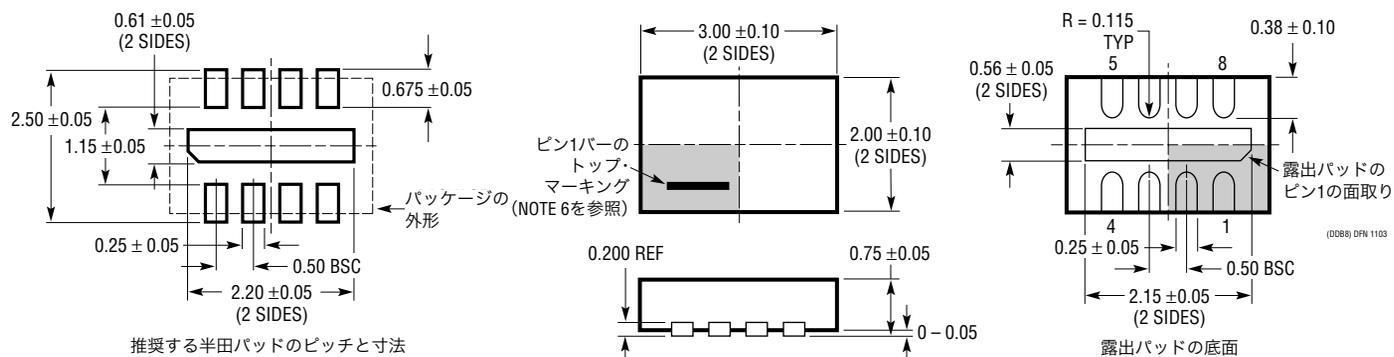


図6. 単電源の電子ヒューズ

パッケージ寸法

DDBパッケージ
8ピン・プラスチック DFN (3mm×2mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1702)



NOTE:

1. 図面はJEDECのパッケージ外形M0-229のバージョン(WECD-1)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トップとボトムのピン1の位置の参考に過ぎない

LTC4213

標準的応用例

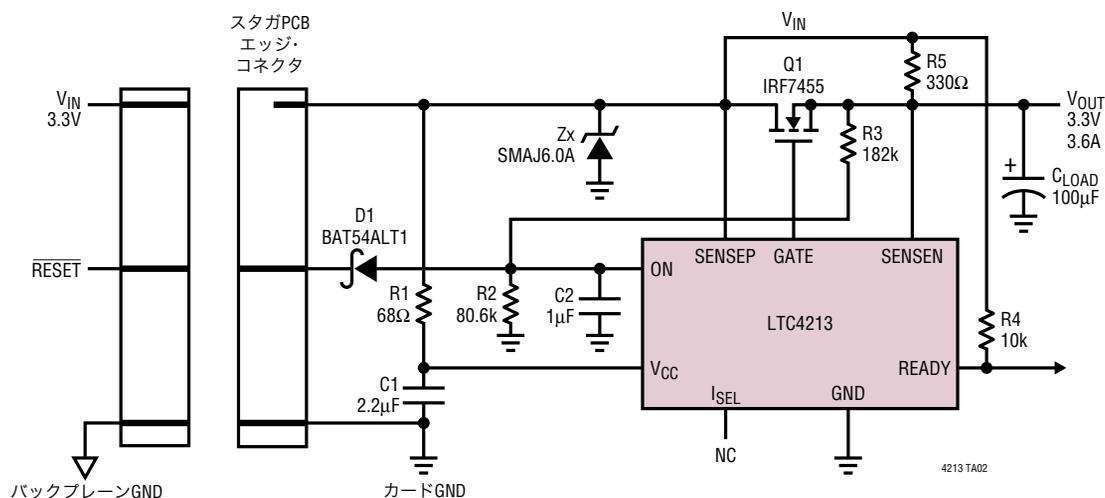


図7. 単電源のボードの活線挿入

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1421	デュアル・チャンネル・ホットスワップ・コントローラ	24ピン、3V～12Vで動作、-12Vをサポート
LTC1422	シングル・チャンネル・ホットスワップ・コントローラ、SO-8パッケージ	2.7V～12Vで動作、システム・リセット出力
LTC1642	フォールト保護付きホットスワップ・コントローラ	16.5Vまで動作、33Vまで過電圧保護
LTC1643AL/ LTC1643AH	PCIホットスワップ・コントローラ	3.3V、5Vおよび±12V電源
LTC1645	デュアル・チャンネル・ホットスワップ・コントローラ	1.2V～12Vで動作、電源シーケンス制御
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
LTC4210	シングル・チャンネル・ホットスワップ・コントローラ、SOT-23パッケージ	2.7V～16.5Vで動作、多機能電流制御
LTC4211	シングル・チャンネル・ホットスワップ・コントローラ、MSOPパッケージ	2.5V～16.5V、多機能電流制御
LTC4216	超低電圧ホットスワップ・コントローラ	2.7V～16.5Vで動作、多機能電流制御
LTC4221	デュアル・チャンネル・ホットスワップ・コントローラ	0V～6Vの負荷電圧を保護
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	-48Vホットスワップ・コントローラ、SOT-23	-48Vホットスワップ・コントローラ、アクティブ電流制限
LTC4252	-48Vホットスワップ・コントローラ、MSOPパッケージ	ドレイン・アクセレーション付きアクティブ電流制限
LTC4253	シーケンス付き-48Vホットスワップ・コントローラ	ドレイン・アクセレーション付きアクティブ電流制限、シーケンス制御された3つのパワーグッド出力

4213f

20

リニアテクノロジー株式会社

〒102-0094 東京都千代田区紀尾井町3-6秀和紀尾井町パークビル8F
TEL 03-5226-7291・FAX 03-5226-0268・www.linear-tech.co.jp

0405 0.2K・PRINTED IN JAPAN

LINEAR
TECHNOLOGY

© LINEAR TECHNOLOGY CORPORATION 2004