

# スイッチング・レギュレータ搭載の Power over Ethernet IEEE 802.3af PD インターフェイス

## 特長

- IEEE 802<sup>®</sup>.3af 受電機器 (PD) 用の完全な  
パワー・インターフェイス・ポート
- 100V、UVLO スイッチを内蔵
- 高精度のデュアル・レベル突入電流制限
- 電流モード・スイッチング・レギュレータを内蔵
- ディスエーブル付き 25kΩ シグネチャ抵抗を内蔵
- プログラム可能な分類電流 (クラス 0 ~ 4)
- 熱過負荷保護機能
- パワーグッド信号
- エラー・アンプと電圧リファレンスを内蔵
- 高さの低い 16 ピン SSOP パッケージ

## アプリケーション

- IP 電話のパワーマネジメント
- 無線アクセス・ポイント
- 監視カメラ
- Power over Ethernet

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。LTPoE++ はリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

## 概要

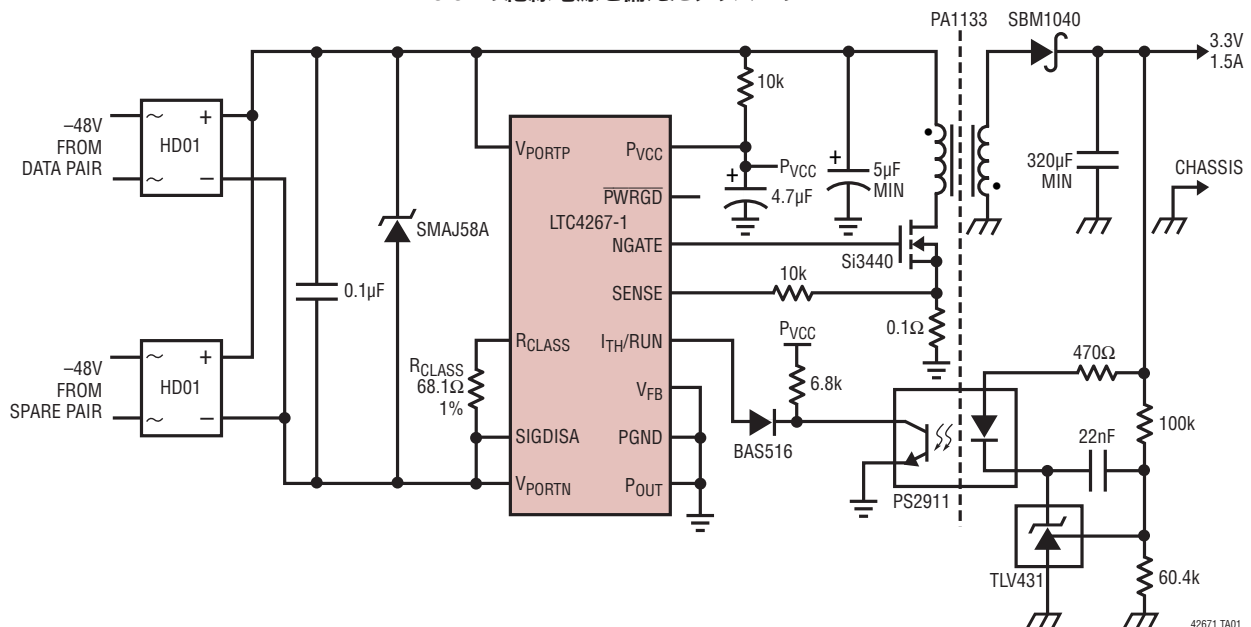
LTC<sup>®</sup>4267-1 は、IEEE 802.3af 準拠の受電機器 (PD) インターフェイスに電流モード・スイッチング・レギュレータを組み合わせて、PD アプリケーション向けに完全なパワー・ソリューションを提供します。LTC4267-1 は 25kΩ のシグネチャ抵抗、分類電流ソース、熱過負荷保護、シグネチャ・ディスエーブル、パワーグッド信号に加え、IEEE で要求されるダイオード・ブリッジと共に使用するために最適化された低電圧ロックアウトを搭載しています。LTC4267-1 は動作電流制限値が高いため、クラス 3 のアプリケーションに使用できる電力を最大にします。

電流モード・スイッチング・レギュレータは、定格電圧 6V の N チャンネル MOSFET をドライブするために設計され、プログラム可能なスロープ補償、ソフトスタート、固定周波数動作を特長としているので、軽負荷でもノイズを最小限に抑えます。LTC4267-1 はエラー・アンプと電圧リファレンスを内蔵しているので、絶縁構成と非絶縁構成のいずれでも使用可能です。

LTC4267-1 は、省スペースの高さの低い 16 ピン SSOP パッケージで供給されます。

## 標準的応用例

3.3V の絶縁電源を備えたクラス 2 の PD



42671 TA01

42671fa

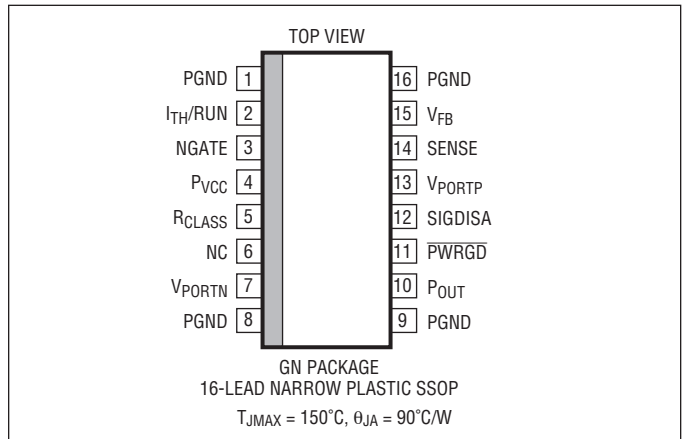
# LTC4267-1

## 絶対最大定格 (Note 1)

V<sub>PORTP</sub> ピンの電圧を基準にした

V <sub>PORTN</sub> ピンの電圧	0.3V ~ -100V
P <sub>OUT</sub> ピン、SIGDISA ピン、 P <sub>WRGD</sub> ピンの電圧	V <sub>PORTN</sub> + 100V ~ V <sub>PORTN</sub> - 0.3V
P <sub>VCC</sub> ピンと PGND ピン間の電圧 (Note 2)	
低インピーダンスの電圧源	-0.3V ~ 8V
流れる電流	P <sub>VCC</sub> ピンへ 5mA
R <sub>CLASS</sub> ピンの電圧	V <sub>PORTN</sub> + 7V ~ V <sub>PORTN</sub> - 0.3V
P <sub>WRGD</sub> ピンの電流	10mA
R <sub>CLASS</sub> ピンの電流	100mA
NGATE ピンと PGND ピン間の電圧	-0.3V ~ P <sub>VCC</sub>
V <sub>FB</sub> 、I <sub>TH</sub> /RUN ピンと PGND ピン間の電圧	-0.3V ~ 3.5V
SENSE ピンと PGND ピン間の電圧	-0.3V ~ 1V
NGATE ピンのピーク出力電流 (<10μs)	1A
動作周囲温度範囲	
LTC4267C-1	0°C ~ 70°C
LTC4267I-1	-40°C ~ 85°C
接合部温度	150°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

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC4267CGN-1#PBF	LTC4267CGN-1#TRPBF	4267-1	16-Lead Narrow Plastic SSOP	0°C to 70°C
LTC4267IGN-1#PBF	LTC4267IGN-1#TRPBF	4267I-1	16-Lead Narrow Plastic SSOP	-40°C to 85°C
鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC4267CGN-1	LTC4267CGN-1#TR	4267-1	16-Lead Narrow Plastic SSOP	0°C to 70°C
LTC4267IGN-1	LTC4267IGN-1#TR	4267I-1	16-Lead Narrow Plastic SSOP	-40°C to 85°C

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

無鉛仕上げの製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。  
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

**電気的特性** ● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V <sub>PORTN</sub>	Supply Voltage	Voltage with Respect to V <sub>PORTP</sub> Pin (Notes 4, 5, 6)	●		-57	V	
	Maximum Operating Voltage		●	-1.5	-9.5	V	
	Signature Range		●	-12.5	-36.0	-21	V
	Classification Range		●	-34.8	-30.5	-37.2	V
	UVLO Turn-On Voltage		●	-29.3		-31.5	V
V <sub>TURNON</sub>	P <sub>VCC</sub> Turn-On Voltage	Voltage with Respect to PGND	●	7.8	8.7	9.2	V
V <sub>TURNOFF</sub>	P <sub>VCC</sub> Turn-Off Voltage	Voltage with Respect to PGND	●	4.6	5.7	6.8	V
V <sub>HYST</sub>	P <sub>VCC</sub> Hysteresis	V <sub>TURNON</sub> - V <sub>TURNOFF</sub>	●	1.5	3.0		V
V <sub>CLAMP1mA</sub>	P <sub>VCC</sub> Shunt Regulator Voltage	I <sub>PVCC</sub> = 1mA, V <sub>ITH/RUN</sub> = 0V, Voltage with Respect to PGND	●	8.3	9.4	10.3	V
V <sub>MARGIN</sub>	V <sub>CLAMP1mA</sub> - V <sub>TURNON</sub> Margin		●	0.05	0.6	V	
I <sub>VPORTN_ON</sub>	V <sub>PORTP</sub> Supply Current when ON	V <sub>PORTN</sub> = -48V, P <sub>OUT</sub> , P <sub>WRGD</sub> , SIGDISA Floating	●		3	mA	
I <sub>PVCC_ON</sub>	P <sub>VCC</sub> Supply Current Normal Operation Start-Up	(Note 7) V <sub>ITH/RUN</sub> - PGND = 1.3V P <sub>VCC</sub> - PGND = V <sub>TURNON</sub> - 100mV	●	240	350	μA	
			●	40	90	μA	
I <sub>VPORTN_CLASS</sub>	V <sub>PORTN</sub> Supply Current During Classification	V <sub>PORTN</sub> = -17.5V, P <sub>OUT</sub> Tied to V <sub>PORTP</sub> , R <sub>CLASS</sub> , SIGDISA Floating (Note 8)	●	0.35	0.5	0.65	mA
ΔI <sub>CLASS</sub>	Current Accuracy During Classification	10mA < I <sub>CLASS</sub> < 40mA, -12.5V ≤ V <sub>PORTN</sub> ≤ -21V (Note 9)	●		±3.5	%	
R <sub>SIGNATURE</sub>	Signature Resistance	-1.5V ≤ V <sub>PORTN</sub> ≤ -9.5V, P <sub>OUT</sub> Tied to V <sub>PORTP</sub> , IEEE 802.3af 2-Point Measurement (Notes 4, 5)	●	23.25	26.00	kΩ	
R <sub>INVALID</sub>	Invalid Signature Resistance	-1.5V ≤ V <sub>PORTN</sub> ≤ -9.5V, SIGDISA and P <sub>OUT</sub> Tied to V <sub>PORTP</sub> , IEEE 802.3af 2-Point Measurement (Notes 4, 5)	●	9	11.8	kΩ	
V <sub>IH</sub>	Signature Disable High Level Input Voltage	With Respect to V <sub>PORTN</sub> High Level Invalidates Signature (Note 10)	●	3	57	V	
V <sub>IL</sub>	Signature Disable Low Level Input Voltage	With Respect to V <sub>PORTN</sub> Low Level Enables Signature	●		0.45	V	
R <sub>INPUT</sub>	Signature Disable, Input Resistance	With Respect to V <sub>PORTN</sub>	●	100		kΩ	
V <sub>PG_OUT</sub>	Power Good Output Low Voltage	I = 1mA V <sub>PORTN</sub> = -48V, P <sub>WRGD</sub> Referenced to V <sub>PORTN</sub>	●		0.5	V	
V <sub>PG_FALL</sub> V <sub>PG_RISE</sub>	Power Good Trip Point	V <sub>PORTN</sub> = -48V, Voltage between V <sub>PORTN</sub> and P <sub>OUT</sub> P <sub>OUT</sub> Falling P <sub>OUT</sub> Rising	●	1.3	1.5	1.7	V
			●	2.7	3.0	3.3	V
I <sub>PG_LEAK</sub>	Power Good Leakage Current	V <sub>PORTN</sub> = 0V, P <sub>WRGD</sub> FET Off, V <sub>PWRGD</sub> = 57V	●		1	μA	
R <sub>ON</sub>	On-Resistance	I = 300mA, V <sub>PORTN</sub> = -48V, Measured from V <sub>PORTN</sub> to P <sub>OUT</sub>	●	1.0	1.6	Ω	
					2	Ω	
V <sub>ITHSHDN</sub>	Shutdown Threshold (at I <sub>TH/RUN</sub> )	P <sub>VCC</sub> - PGND = V <sub>TURNON</sub> + 100mV	●	0.15	0.28	0.45	V
I <sub>THSTART</sub>	Start-Up Current Source at I <sub>TH/RUN</sub>	V <sub>ITH/RUN</sub> - PGND = 0V, P <sub>VCC</sub> - PGND = 8V		0.2	0.3	0.4	μA
V <sub>FB</sub>	Regulated Feedback Voltage	Referenced to PGND, P <sub>VCC</sub> - PGND = 8V (Note 11)	●	0.780	0.800	0.812	V
I <sub>FB</sub>	V <sub>FB</sub> Input Current	P <sub>VCC</sub> - PGND = 8V (Note 11)		10	50	nA	
g <sub>m</sub>	Error Amplifier Transconductance	I <sub>TH/RUN</sub> Pin Load = ±5μA (Note 11)		200	333	500	μA/V
ΔV <sub>O(LINE)</sub>	Output Voltage Line Regulation	V <sub>TURNOFF</sub> < P <sub>VCC</sub> < V <sub>CLAMP</sub> (Note 11)		0.05		mV/V	
ΔV <sub>O(LOAD)</sub>	Output Voltage Load Regulation	I <sub>TH/RUN</sub> Sinking 5μA, P <sub>VCC</sub> - PGND = 8V (Note 11) I <sub>TH/RUN</sub> Sourcing 5μA, P <sub>VCC</sub> - PGND = 8V (Note 11)		3		mV/μA	
				3		mV/μA	
I <sub>POUT_LEAK</sub>	P <sub>OUT</sub> Leakage	V <sub>PORTN</sub> = 0V, Power MOSFET Off, P <sub>OUT</sub> = 57V (Note 12)	●		150	μA	

42671fa

## 電気的特性 ● は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。(Note 3)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$I_{LIM\_HI}$	Input Current Limit, High Level	$V_{PORTN} = -48\text{V}$ , $P_{OUT} = -43\text{V}$ (Note 13, 14)	●	350	450	mA	
$I_{LIM\_LO}$	Input Current Limit, Low Level	$V_{PORTN} = -48\text{V}$ , $P_{OUT} = -43\text{V}$ (Note 13, 14)	●	90	205	mA	
$f_{OSC}$	Oscillator Frequency	$V_{I\overline{T}H}/\text{RUN} - \text{PGND} = 1.3\text{V}$ , $P_{VCC} - \text{PGND} = 8\text{V}$		180	200	240	kHz
$D_{CON(MIN)}$	Minimum Switch On Duty Cycle	$V_{I\overline{T}H}/\text{RUN} - \text{PGND} = 1.3\text{V}$ , $V_{FB} - \text{PGND} = 0.8\text{V}$ , $P_{VCC} - \text{PGND} = 8\text{V}$			6	8	%
$D_{CON(MAX)}$	Maximum Switch On Duty Cycle	$V_{I\overline{T}H}/\text{RUN} - \text{PGND} = 1.3\text{V}$ , $V_{FB} - \text{PGND} = 0.8\text{V}$ , $P_{VCC} - \text{PGND} = 8\text{V}$		70	80	90	%
$t_{RISE}$	NGATE Drive Rise Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$ , $P_{VCC} - \text{PGND} = 8\text{V}$			40		ns
$t_{FALL}$	NGATE Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$ , $P_{VCC} - \text{PGND} = 8\text{V}$			40		ns
$V_{IMAX}$	Peak Current Sense Voltage	$R_{SL} = 0$ , $P_{VCC} - \text{PGND} = 8\text{V}$ (Note 15)	●	90	100	115	mV
$I_{SLMAX}$	Peak Slope Compensation Output Current	$P_{VCC} - \text{PGND} = 8\text{V}$ (Note 16)			5		$\mu\text{A}$
$t_{SFST}$	Soft-Start Time	$P_{VCC} - \text{PGND} = 8\text{V}$			1.4		ms
$T_{SHUTDOWN}$	Thermal Shutdown Trip Temperature	(Notes 13, 17)			140		$^\circ\text{C}$

**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ります。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恐れがある。

**Note 2:**  $P_{VCC}$  ピンの内部クランプ回路は、PGND を基準にして 9.4V に自動的に安定化する。

**Note 3:** LTC4267-1 は  $-1.5\text{V} \sim -57\text{V}$  の範囲の負電源電圧で動作する。混乱を避けるため、PD インターフェイスの電圧は常に絶対値の観点から基準にしている。「最大負電圧」のような用語は最も絶対値の大きな負電圧を指し、「増加中の負電圧」は、より負の方向に向かう電圧を指す。

**Note 4:** LTC4267-1 は、PSE と PD の間の 2 つの極性保護ダイオードの電圧降下を使用して動作するように設計されている。「電気的特性」のセクションで規定されているパラメータの範囲は、この製品のピンの電圧を基準にしており、前述したダイオードの電圧降下を含めた場合に IEEE 802.3af 規格を満たすよう設計されている。「アプリケーション情報」のセクションを参照。

**Note 5:** シグネチャ抵抗は IEEE 802.3af で規定されているように 2 ポイントの  $\Delta V/\Delta I$  方式を使用して測定される。PD シグネチャ抵抗は、ダイオードの抵抗を考慮して 25k から相殺される。2 つの直列ダイオードにより、PD の全抵抗は 23.75k $\Omega$  ~ 26.25k $\Omega$  の範囲内になり、IEEE 802.3af 規格を満足する。LTC4267-1 のピンで測定された最小プローブ電圧の範囲は  $-1.5\text{V} \sim -2.5\text{V}$  である。最大プローブ電圧は  $-8.5\text{V} \sim -9.5\text{V}$  である。

**Note 6:** 起動時に発振が起こらないように、PD インターフェイスの UVLO 電圧にはヒステリシスが組み込まれている。IEEE 802.3af の規定に従って、PD は最初の試行時に直列抵抗が 20 $\Omega$  の電圧源から起動する。

**Note 7:** 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加する。

**Note 8:**  $I_{VPORTN\_CLASS}$  には、 $R_{CLASS}$  ピンでプログラムした分類電流は含まれない。分類モードの全電流は  $I_{VPORTN\_CLASS} + I_{CLASS}$  となる (Note 9 参照)。

**Note 9:**  $I_{CLASS}$  は  $R_{CLASS}$  を流れる測定電流である。 $\Delta I_{CLASS}$  の精度は、 $I_{CLASS} = 1.237/R_{CLASS}$  と定義した理想電流を基準にしている。電流精度には  $R_{CLASS}$  抵抗のばらつきは含まれない。PD の全分類電流には、IC の静止電流 ( $I_{VPORTN\_CLASS}$ ) も含まれる。「アプリケーション情報」を参照。

**Note 10:** 25k $\Omega$  のシグニチャ抵抗を無効にするには、SIGDISA ピンを  $V_{PORTN}$  ピンに接続するか、SIGDISA ピンの電圧を  $V_{PORTN}$  ピンの電圧に対して高い状態に維持する。「アプリケーション情報」を参照。

**Note 11:** スwitching・レギュレータは、 $I_{TH}/\text{RUN}$  ピンの電圧を電流制限範囲の中点に維持しているときに  $V_{FB}$  をエラー・アンプの出力にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

**Note 12:**  $I_{POUT\_LEAK}$  には、パワーグッド・ステータス回路によって  $P_{OUT}$  を流れる電流が含まれる。この電流は 25k $\Omega$  のシグニチャ抵抗で補償されるので、PD の動作には影響しない。

**Note 13:** LTC4267-1 の PD インターフェイスは過熱保護回路を内蔵している。過熱状態が発生すると、PD インターフェイスはスイッチング・レギュレータをオフにして、デバイスが過熱制限値より低い温度になるまで維持する。LTC4267-1 は、PSE による誤った分類検査に起因する熱的損傷からも保護されている。LTC4267-1 が過熱しきい値を超えると、分類負荷電流はディスエーブルされる。

**Note 14:** PD インターフェイスには 2 種類の入力電流制限値がある。起動時、 $P_{OUT}$  の負荷コンデンサが充電される前、PD の電流制限レベルは低いレベルに設定されている。負荷コンデンサが充電された後に  $P_{OUT} - V_{PORTN}$  間の電圧差がパワーグッドしきい値より小さいと、PD の電流制限レベルは高いレベルに切り替わる。UVLO がオフになるしきい値より入力電圧が低くなるまで、PD の電流制限レベルは高いままである。

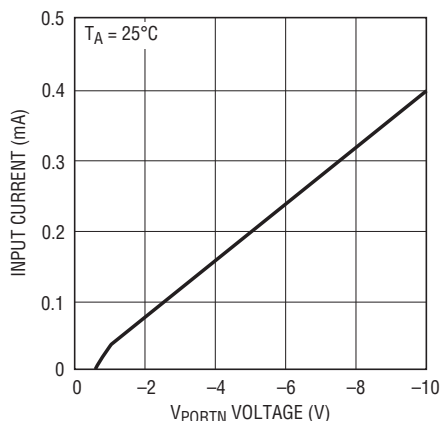
**Note 15:** ピーク電流検出電圧は、SENSE ピンに直列に外付けするオプションの抵抗 ( $R_{SL}$ ) と デューティ・サイクルに応じて減少する。詳細については、「アプリケーション情報」セクションのプログラム可能なスロープ補償機能を参照。

**Note 16:** 設計により保証されている。

**Note 17:** PD インターフェイスには、短時間の過負荷状態からデバイスを保護するための過熱保護機能が組み込まれている。過熱保護機能が動作しているとき接合部温度は  $125^\circ\text{C}$  を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

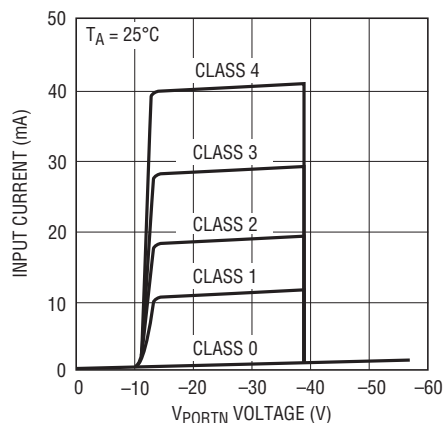
## 標準的性能特性

入力電流と入力電圧  
検出範囲 25k



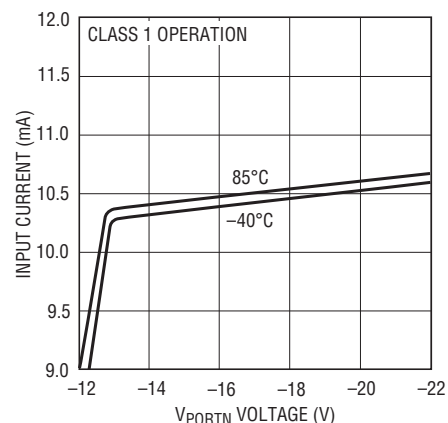
42671 G01

入力電流と入力電圧



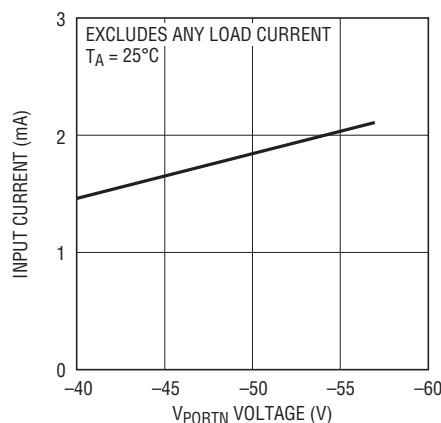
42671 G02

入力電流と入力電圧



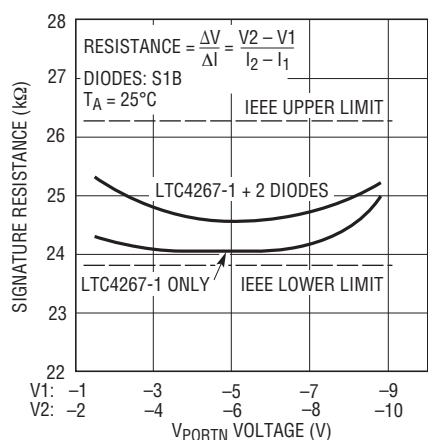
42671 G03

入力電流と入力電圧



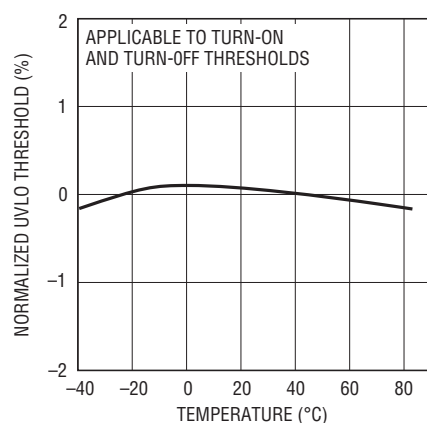
42671 G04

シグネチャ抵抗と入力電圧



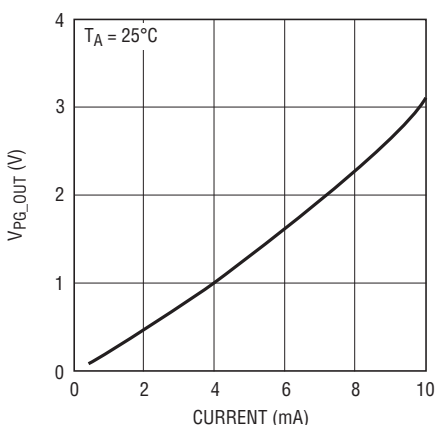
42671 G05

正規化された UVLO しきい値と  
温度



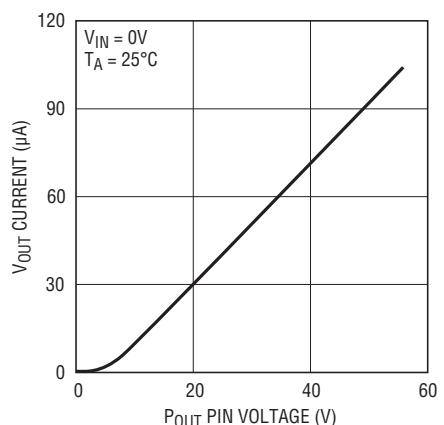
42671 G06

パワーグッド出力“L”の電圧と  
電流



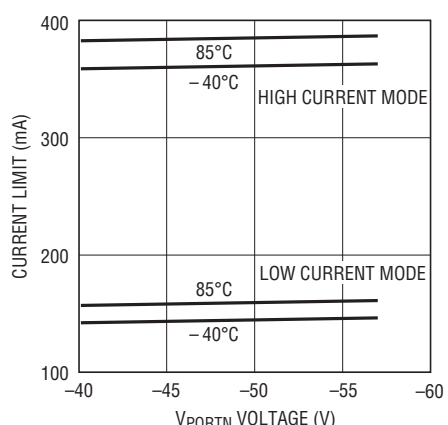
42671 G07

P<sub>OUT</sub>の漏れ電流



42671 G08

電流制限と入力電圧



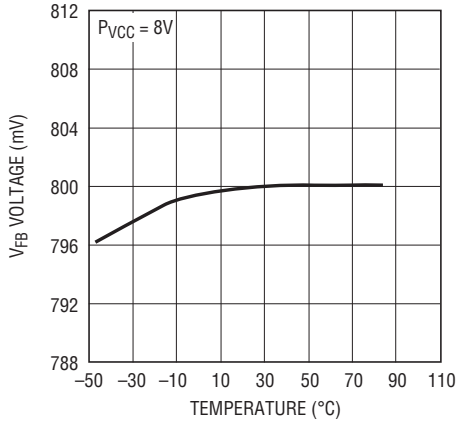
42671 G09

42671fa

# LTC4267-1

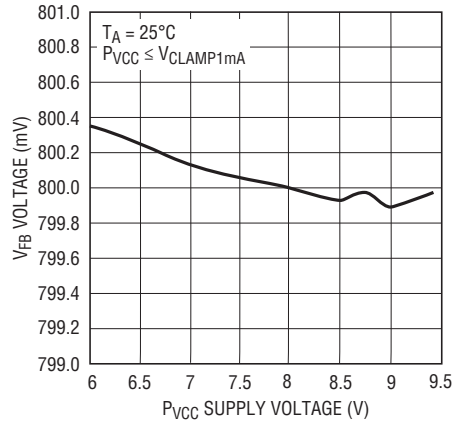
## 標準的性能特性

リファレンス電圧と温度



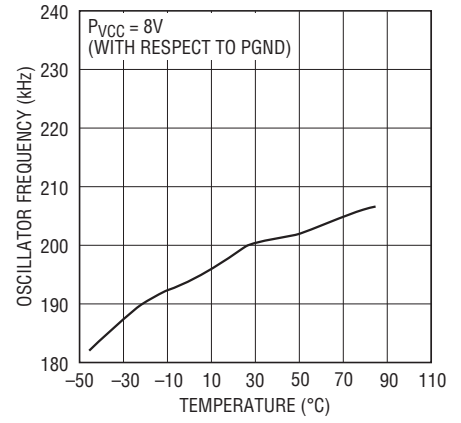
42671 G10

リファレンス電圧と電源電圧



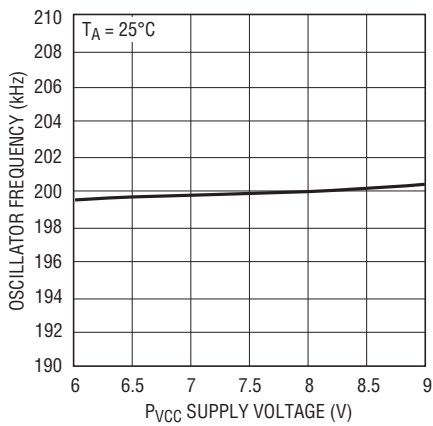
42671 G11

発振器周波数と温度



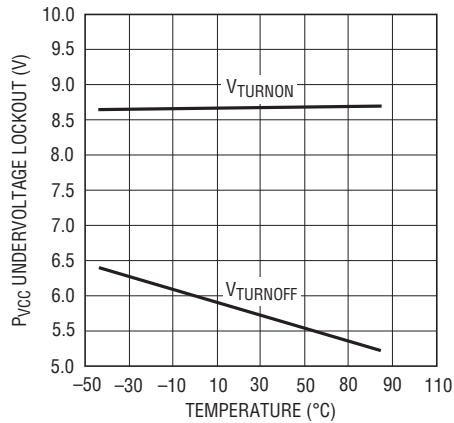
42671 G12

発振器周波数と電源電圧



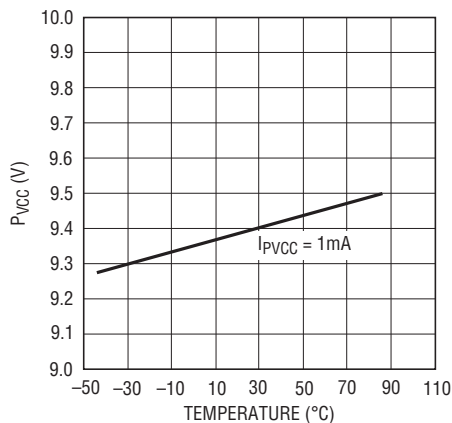
42671 G13

$P_{VCC}$  ピンの低電圧ロックアウトしきい値と温度



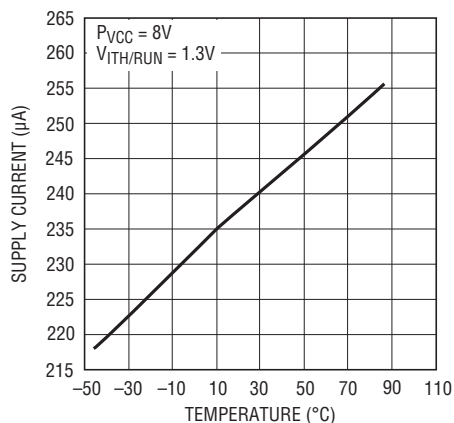
42671 G14

$P_{VCC}$  ピンのシャント・レギュレータ電圧と温度



42671 G15

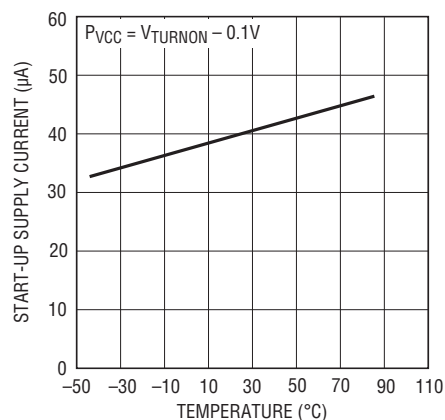
$I_{PVCC}$  電源電流と温度



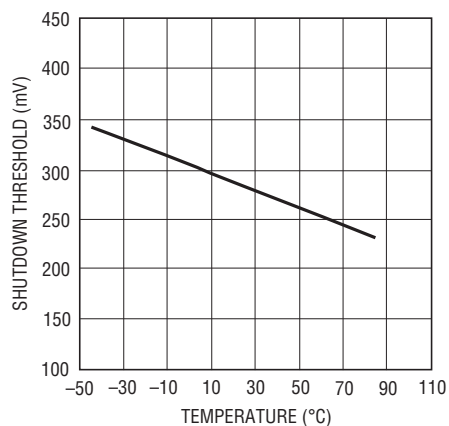
42671 G16

42671fa

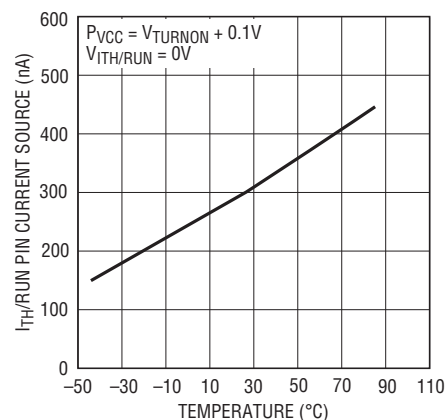
## 標準的性能特性

起動時の  $I_{PVCC}$  電源電流と温度

42671 G17

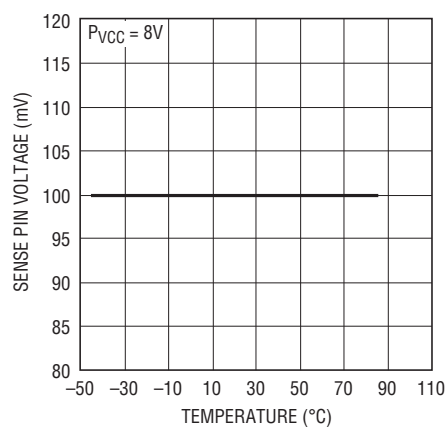
 $I_{TH}/RUN$  ピンのシャットダウンしきい値と温度

42671 G18

 $I_{TH}/RUN$  ピンの起動時電流源と温度

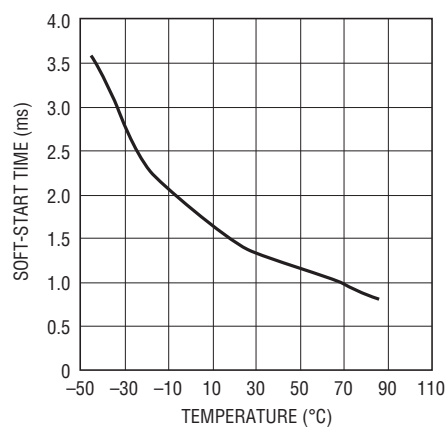
42671 G19

ピーク電流検出電圧と温度



42671 G20

ソフトスタート時間と温度



42671 21

## ピン機能 (DFN/MSOP)

**PGND (ピン1、8、9、16) :** スイッチング・レギュレータの負電源。このピンはスイッチング・レギュレータ・コントローラの負電源レールで、 $P_{OUT}$ ピンに接続する必要があります。

**$I_{TH}/RUN$  (ピン2) :** 電流しきい値/起動入力。このピンは2つの役割を果たします。スイッチング・レギュレータのエラー・アンプ補償点ならびに起動/シャットダウン制御入力として機能します。公称電圧範囲は0.7V~1.9Vです。このピンの電圧をPGNDを基準にして0.28Vより低くすると、コントローラはシャットダウンします。

**NGATE (ピン3) :** ゲート・ドライバ出力。このピンはレギュレータの外付けNチャンネルMOSFETを駆動し、その振幅はPGNDから $P_{VCC}$ までです。

**$P_{VCC}$  (ピン4) :** スイッチング・レギュレータの正電源。このピンはスイッチング・レギュレータ・コントローラの正の電源レールで、PGNDピンの近くでデカップリングする必要があります。

**$R_{CLASS}$  (ピン5) :** クラス選択入力。分類時にPDが維持する電流値を設定するために使用します。 $R_{CLASS}$ ピンと $V_{PORTN}$ ピンの間に抵抗を接続します(表2を参照)。

**NC (ピン6) :** 内部接続なし。

**$V_{PORTN}$  (ピン7) :** 負の電源入力。入力ダイオードを介して-48Vの入力ポートに接続します。

**$P_{OUT}$  (ピン10) :** 電源の出力。入力電流を制限する内蔵のパワーMOSFETを介して、スイッチング・レギュレータのPGNDピンおよびそれ以外のすべてのPD負荷に-48Vを供給します。

UVLOがオンになるしきい値に電圧が達するまで、 $P_{OUT}$ は高インピーダンスです。その後は出力の電流が制限されます。「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

**$\overline{PWRGD}$  (ピン11) :** パワーグッド出力、オープンドレイン。PDのMOSFETがオンしていることと、スイッチング・レギュレータが動作を開始できることを示します。低インピーダンス状態は、電源が正常であることを示します。 $\overline{PWRD}$ は、検出時、分類時、および過熱負荷の発生時には高インピーダンスになります。 $\overline{PWRD}$ は $V_{PORTN}$ ピンの電圧を基準にしています。

**SIGDISA (ピン12) :** シグネチャの無効化入力。SIGDISAピンを使用すると、PDが無効なシグニチャ抵抗を示して非アクティブ状態を維持できます。SIGDISAピンを $V_{PORTP}$ ピンに接続すると、シグニチャ抵抗は無効な値まで低下し、LTC4267-1のすべての機能がディスエーブルされます。SIGDISAピンを使用しない場合は、 $V_{PORTN}$ ピンに接続してください。

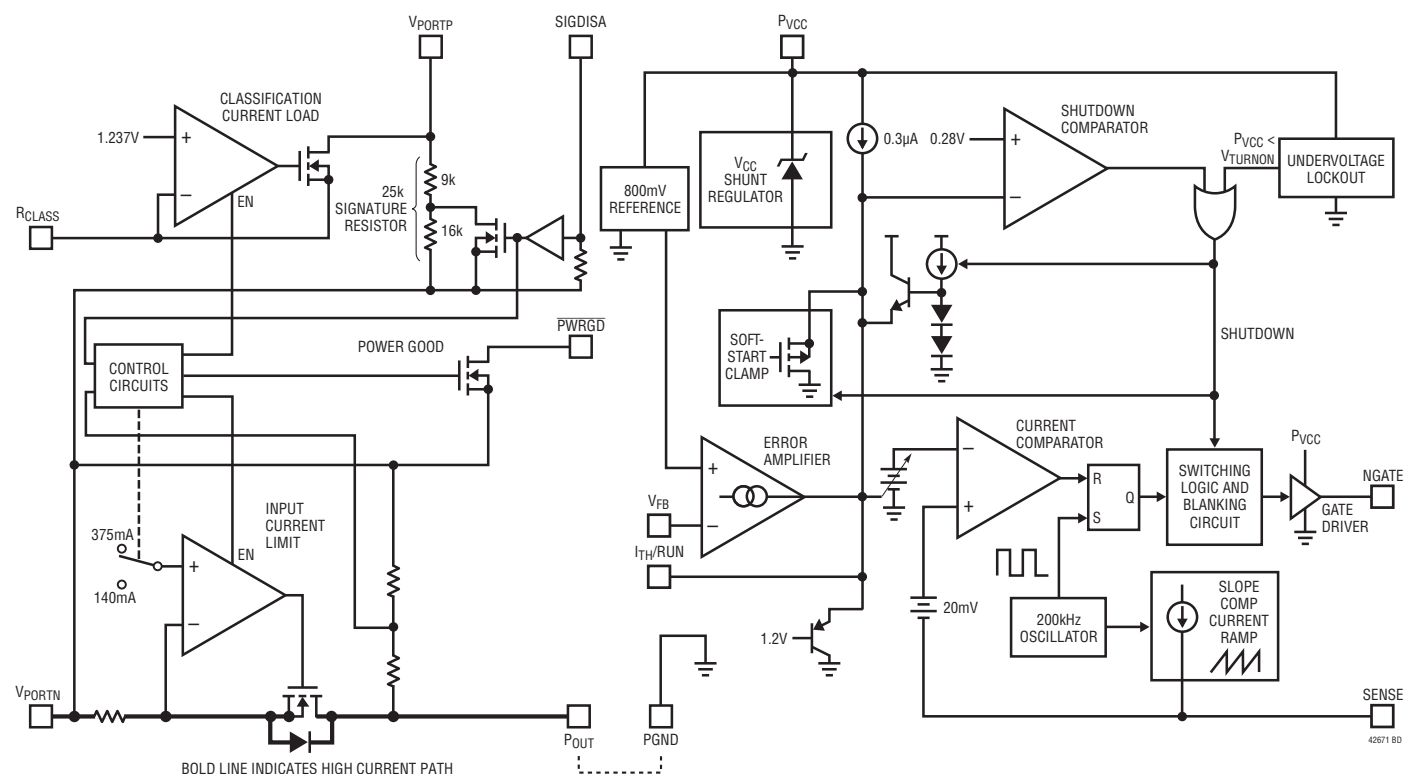
**$V_{PORTP}$  (ピン13) :** 正の電源入力。入力ダイオードを介して入力ポートの電源帰線に接続します。

**SENSE (ピン14) :** 電流検出。このピンは2つの役割を果たします。外付けの検出抵抗両端の電圧を読み取ってレギュレータのスイッチ電流をモニタします。このピンは、オプションの外付けプログラミング抵抗の両端にスローブ補償電圧を発生する電流ランプも流します。「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

**$V_{FB}$  (ピン15) :** 帰還入力。出力に接続された外付け抵抗分割器からの帰還電圧を受け取ります。



## ブロック図



## アプリケーション情報

## 概要

LTC4267-1は、受電装置(PD)インターフェイス・コントローラと電流モードのフライバック・スイッチング・レギュレータという2つの主要ブロックに分かれています。受電装置(PD)インターフェイスは、IEEE 802.3af規格に準拠したPDのフロントエンドとして使用するためのものであり、調整された25kΩのシグニチャ抵抗、分類電流源、および入力電流制限回路を内蔵しています。LTC4267-1にはこれらの機能が組み込まれているので、IEEE 802.3af規格のすべての要件を満たすPD用のシグニチャおよび電源のインターフェイスを最小限の外付け部品で構築することができます。

LTC4267-1のスイッチング・レギュレータ部分は、Power over Ethernetアプリケーション向けに最適化されている固定周波数の電流モード・コントローラです。このレギュレータは6VのNチャネルMOSFETを駆動する目的で設計されており、ソフトスタートとプログラム可能なスロープ補償の機能を備えています。

ます。内蔵のエラー・アンプおよび高精度リファレンスにより、PDの設計者はアンプまたはリファレンスを外付けする必要なく非絶縁構成を選択できます。LTC4267-1は、IEEE準拠の給電装置(PSE)と、IEEE 802.3af規格の突入電流基準を満たさない従来型のPSEの両方のインターフェイスとして機能するように特別に設計されています。初期の突入電流制限値を低いレベルに設定することにより、LTC4267-1を使用するPDは、起動時にPSEから流れる電流を最小限に抑えます。起動後、LTC4267-1の電流制限値は高いレベルに切り替わるので、IEEE 802.3af準拠のPSEが存在する場合、PDは最大13Wを消費できます。この低レベル電流制限値により、LTC4267-1は、IEEE 802.3af規格の突入電流制限値を超えることなく、任意の大容量負荷コンデンサに充電することもできます。この2レベル電流制限により、システム設計者は、従来型のPSEと互換性のあるPDを設計するための柔軟性が得られる上に、IEEE 802.3afシステムで利用できるより大きな電力も活用できます。

# LTC4267-1

## アプリケーション情報

LTC4267-1をPDの電源およびシグニチャ・インターフェイス機能のために使用すると、いくつかの利点が得られます。LTC4267-1の電流制限回路は、100VのパワーMOSFETを内蔵しています。この低漏れ電流MOSFETは、25kΩのシグネチャ抵抗の破壊を防止するよう規定されている上に、基板のスペースとコストも節約しています。さらに、IEEE 802.3af規格の突入電流制限規定によって、PDの内部で大量のトランジェント電力損失が生じることがあります。LTC4267-1は、電源投入シーケンスを複数回行っても小型16ピン・パッケージが過熱しないで済むよう設計されています。過剰な電源オン/オフ・サイクルが発生した場合でも、LTC4267-1は内蔵のパワーMOSFETをその安全動作領域範囲内に維持する過熱負荷保護機能を備えています。

### 動作

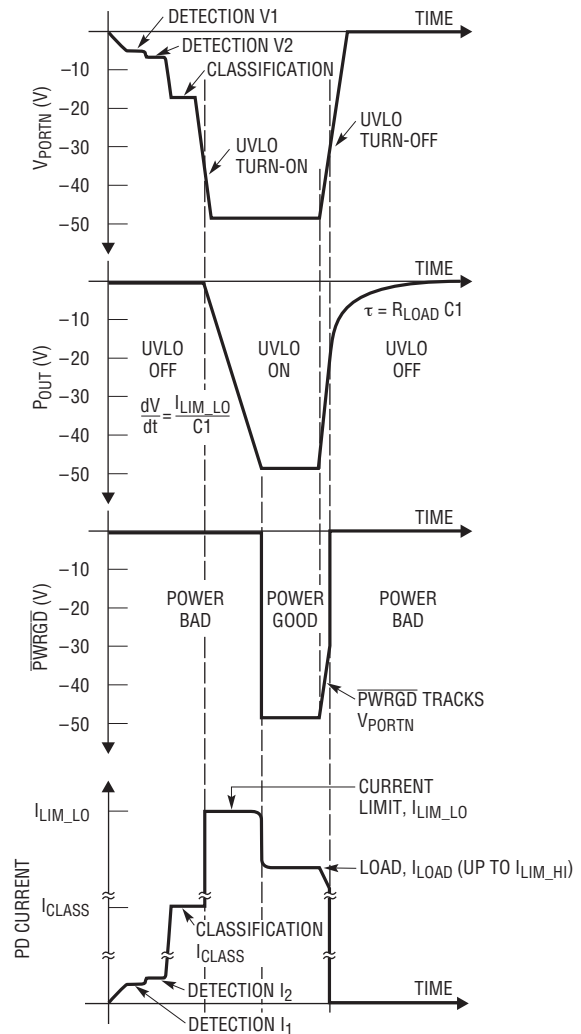
図1と表1に示すように、LTC4267-1のPDインターフェイスには、加わる入力電圧に応じていくつかの動作モードがあります。これらのモードはIEEE 802.3af規格に定義されている規定を満足します。入力電圧はV<sub>PORTN</sub>ピンに印加され、V<sub>PORTP</sub>ピンの電圧を基準にして負である必要があります。LTC4267-1のPDインターフェイス部分のデータシートの電圧はV<sub>PORTP</sub>ピンの電圧が基準になっていますが、スイッチング・レギュレータの電圧はPGNDピンの電圧が基準になっています。PGNDピンはP<sub>OUT</sub>ピンに接続していることが前提です。このデータシート内では異なるグランド記号を使用しているので注意してください。

表1. 入力電圧の関数としてのLTC4267-1の動作モード

入力電圧 (V <sub>PORTP</sub> ピンの電圧を基準にしたV <sub>PORTN</sub> ピンの電圧)	LTC4267-1の動作モード
0V ~ -1.4V	非アクティブ状態
-1.5V ~ -9.5V**	25kΩのシグネチャ抵抗検出
-9.8V ~ -12.4V	分類負荷電流が0%から100%まで増加
-12.5V ~ UVLO*	分類負荷電流が流れる
UVLO* ~ -57V	電源がスイッチング・レギュレータに加わる

\* V<sub>PORTN</sub>のUVLOにはヒステリシスが含まれる。  
立ち上がり時の入力しきい値 ≒ -36.0V  
立ち下がり時の入力しきい値 ≒ -30.5V

\*\* LTC4267-1のピンで測定。LTC4267-1は、必要なダイオード・ブリッジと組み合わせて動作する場合、IEEE 802.3afの10Vの最小値を満たす。



VOLTAGES WITH RESPECT TO V<sub>PORTP</sub>

$$I_1 = \frac{V_1 - 2 \text{ DIODE DROPS}}{25k\Omega}$$

$$I_2 = \frac{V_2 - 2 \text{ DIODE DROPS}}{25k\Omega}$$

I<sub>CLASS</sub> DEPENDENT ON R<sub>CLASS</sub> SELECTION

I<sub>LIM\_LO</sub> = 140mA (NOMINAL), I<sub>LIM\_HI</sub> = 375mA (NOMINAL)

$$I_{LOAD} = \frac{V_{OUT}}{R_{LOAD}} \text{ (UP TO } I_{LIM\_HI})$$

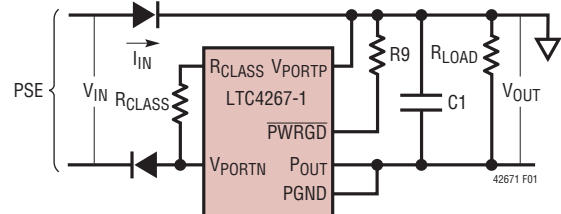


図1. 入力電圧の関数としての出力電圧、PWRGD、およびPD電流

## アプリケーション情報

### 直列ダイオード

IEEE 802.3afで規定されているPDの動作モードでは、PDのRJ45コネクタでの入力電圧を基準にしています。PDはその各入力で両方の極性の電源を受け入れることができる必要があるため、通常はダイオード・ブリッジを取り付けます(図2)。LTC4267-1では、これを考慮に入れるため、各動作範囲のしきい値でこれらのダイオードの電圧降下を補償しています。UVLOの電圧についても同様の調整を行っています。

### 検出

検出時に、PSEはケーブルに $-2.8V \sim -10V$ の範囲の電圧を印加して、 $25k\Omega$ のシグネチャ抵抗を探します。これにより、ケーブルの端にある装置がPDとして識別されます。端子電圧がこの範囲内である場合、LTC4267-1はV<sub>PORTP</sub>ピンとV<sub>PORTN</sub>ピンの間に $25k\Omega$ の内部抵抗を接続します。この温度補償された高精度の抵抗によって、PDが存在することと電力の供給が要求されていることをPSEに警告する適切なシグニチャが提示されます。内蔵の低漏れ電流UVLOスイッチにより、スイッチング・レギュレータ回路が検出シグニチャに影響を与えることはありません。

LTC4267-1は、IEEEが必要とするダイオード・ブリッジの電圧と抵抗の影響を補償するように設計されています。シグニチャ

の範囲は、2つのダイオードの電圧降下分を吸収するため、IEEEの範囲より低い方に広がっています。IEEE規格では、PSEが $\Delta V/\Delta I$ 測定技法を使用して、これらのダイオードのDCオフセットがシグニチャ抵抗測定に影響を与えないようにすることが要求されます。ただし、ダイオードの抵抗分はシグニチャ抵抗と直列になるので、PDの全シグニチャ抵抗に含める必要があります。LTC4267-1は、LTC4267-1を使用して構築したPDがIEEE規格を満足するように抵抗を相殺することにより、シグニチャ経路にある2つの直列ダイオードを補償します。

一部のアプリケーションでは、PDを検出するかどうかを制御することが必要です。この場合には、SIGDISAピンを使用して $25k\Omega$ のシグニチャ抵抗の有効化および無効化を行うことができます(図3)。SIGDISAピンを介してシグニチャを無効化すると、シグニチャ抵抗は、IEEE 802.3af規格に従って無効なシグニチャである $9k\Omega$ (標準)に変更されます。この無効なシグニチャは、 $-2.8V \sim -10V$ のPD入力電圧範囲に対して示されます。入力が $-10V$ より大きくなると、シグニチャ抵抗は $25k\Omega$ に戻ってLTC4267-1での電力損失を最小限に抑えます。シグニチャを無効化するには、SIGDISAピンをV<sub>PORTP</sub>ピンに接続します。あるいは、V<sub>PORTN</sub>ピンの電圧を基準にしてSIGDISAピンを“H”に駆動する方法もあります。SIGDISAが“H”になると、PDインターフェイスのすべての機能はディスエーブルされます。

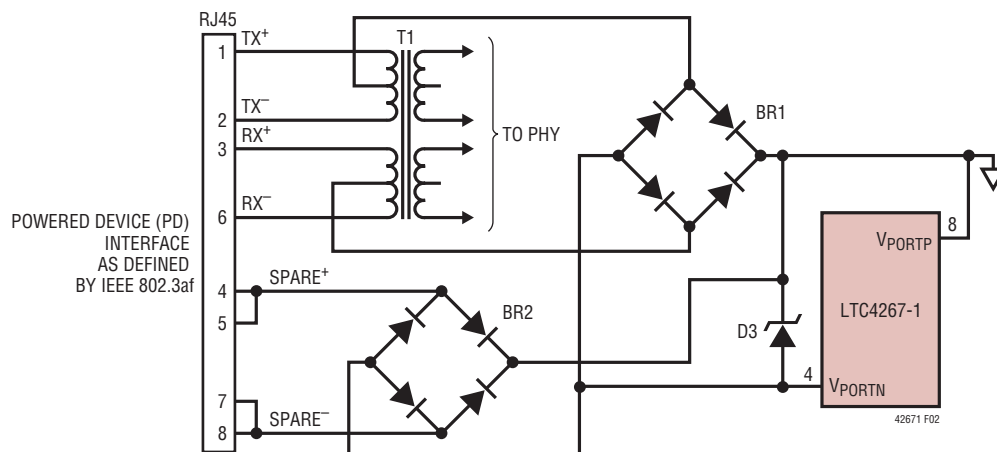


図2. メインと予備の入力にダイオード・ブリッジを使用するLTC4267-1のPDフロントエンド

## アプリケーション情報

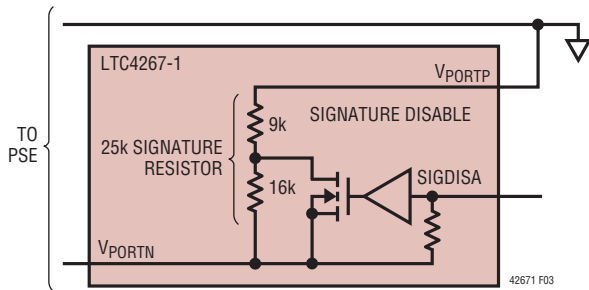


図3. 無効化機能のある25kΩシグネチャ抵抗

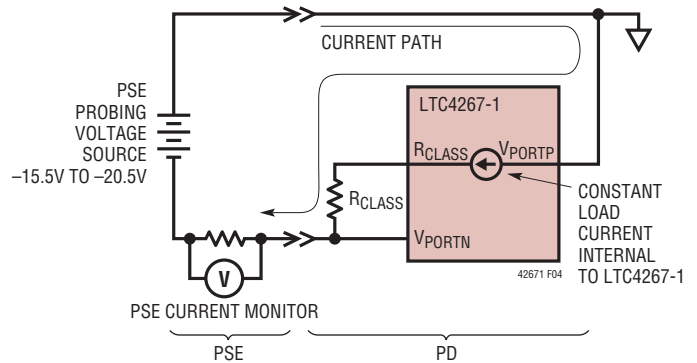


図4. IEEE 802.3afの分類検査

### 分類

PSEは、一度PDを検出すると、必要に応じてPDを分類することがあります。分類を使用すると、PSEが低消費電力のPDを識別して、それらの装置に割り振る電力を少なくすることにより、電力をより効率的に割り当てる方法が得られます。IEEE 802.3af規格は、さまざまな電力レベルの5つのクラス(表2)を規定しています。設計者はPDの消費電力に基づいて、該当する分類を選択します。各クラスには、分類検査時にPDが線路上にアサートする、クラスに対応する負荷電流があります。PSEはPDの負荷電流を測定して、適切な分類とPDの電源要件を判別します。

分類中(図4)、PSEは-15.5V～-20.5Vの範囲内にある固定電圧をPDに供給します。この範囲の入力電圧では、LTC4267-1はVPORTPピンからRCLASS抵抗を介して負荷電流をアサートします。負荷電流の大きさは、RCLASS抵抗によって設定されます。クラスごとに関連付けられている抵抗値を表2に示します。LTC4267-1はスイッチング・レギュレータに電力を供給していないので、スイッチング・レギュレータは分類測定に支障を及ぼさないことに注意してください。

表2. IEEE 802.3afの電力分類とLTC4267-1のRCLASS抵抗選択の要約

クラス	使用法	PDの入力での最大電力レベル(W)	公称の分類負荷電流(mA)	LTC4267-1のRCLASS抵抗(Ω, 1%)
0	デフォルト	0.44～13.0	<5	開放
1	オプション	0.44～3.84	10.5	124
2	オプション	3.84～6.49	18.5	68.1
3	オプション	6.49～13.0	28	45.3
4	予備	予備*	40	30.9

\*クラス4は現時点では予備であり、使用しないこと。

IEEE 802.3af規格では分類時間を75msに制限しています。PDで大量の電力損失が発生するからです。LTC4267-1はこの期間の電力損失に対応できるように設計されています。PSEプロービングが75msを超えると、LTC4267-1は過熱することがあります。この状況では、過熱保護回路が作動して、デバイスを保護するために分類電流源をディスエーブルします。LTC4267-1は、入力電圧が増加してUVLO作動電圧より高くなるまで分類モードのままです。

### VPORTNの低電圧ロックアウト

IEEE規格では、PDの最大オン電圧を42V、最小オフ電圧を30Vと規定しています。さらに、PDはPSEとPDの間の配線に存在する抵抗性の損失によって起動時の発振が発生しないように、大きなオン/オフ・ヒステリシスを維持する必要があります。LTC4267-1は、VPORTNピンの線路電圧をモニタして内蔵のスイッチング・レギュレータに電力を供給するタイミングを決定する低電圧ロックアウト(UVLO)回路を内蔵しています(図5)。スイッチング・レギュレータに電力が供給される前、POUTピンは高インピーダンスであり、コンデンサC1に電荷が存在しないのでグランド電位になっています。入力電圧が増加してUVLOのオン電圧しきい値より高くなると、LTC4267-1は検出負荷と分類負荷を解除して、内蔵のパワーMOSFETをオンにします。C1はLTC4267-1の電流制限制御状態で充電され、POUTピンの電圧は0VからVPORTNピンの電圧へ移行します。この順序を図1に示します。LTC4267-1にはヒステリシスのあるUVLO回路がVPORTNピンに内部接続されており、このUVLO回路によって、入力電圧がUVLOのオフ電圧しきい値より低くなるまで負荷に電力を供給し続けます。入力電圧が-30Vより低くなると、内蔵のパワーMOSFETがオフして分類電流が再度イネーブルされます。C1はPD回路を介して放電し、POUTピンは高インピーダンス状態になります。

## アプリケーション情報

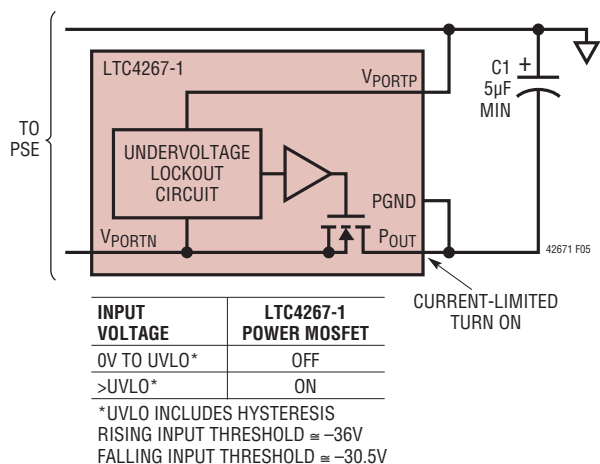


図5. LTC4267-1のVPORTNピンの低電圧ロックアウト

## 入力電流制限

IEEE 802.3afでは、最大突入電流が規定されており、VPORTPピンとPOUTピンの間の最小負荷コンデンサも規定されています。システム内での電源投入時サージ電流を制御するため、LTC4267-1には内蔵のパワーMOSFETと検出抵抗による2レベルの電流制限回路が内蔵されているので、外付け部品を追加することなく完全な突入電流制御回路を実現しています。電源投入時に、LTC4267-1は入力電流を低レベルに制限するので、制御された方法で負荷コンデンサの電圧を線路電圧まで徐々に増加させることができます。

LTC4267-1は、IEEE 802.3af規格の突入電流基準を満たさない従来型のPSEのインターフェイスとして機能するよう特別に設計されています。電源投入時には、LTC4267-1の電流制限値はより低いレベルに設定されます。C1が充電された後にPOUT - VPORTN間の電圧差がパワーグッドしきい値より小さいと、LTC4267-1の電流制限レベルは高いレベルに切り替わります。2レベルの電流制限により、電流供給能力が限られている従来型のPSEがPDを起動できる上に、PDがIEEE 802.3af準拠のPSEから最大の電力を引き出すこともできます。2レベルの電流制限では、任意の大容量負荷コンデンサを使用することもできます。IEEE 802.3af規格では、電源投入時にPDが50msより長く突入電流制限値を超えないことを要求しています。負荷コンデンサはIEEEの突入電流制限規格より低い電流で充電されるので、LTC4267-1は50msの時間制限には制限されません。

LTC4267-1の電流制限値が低レベルから高レベルに切り替わると、瞬間的に電流が増加します。この電流スパイクが発生するのは、LTC4267-1が最後の1.5Vを高レベルの電流制限値で充電した結果です。10µFのコンデンサを充電する場合、電流スパイクは幅が標準で100µs、電流値が低レベル電流制限公称値の125%になります。

UVLOがオフになるしきい値より入力電圧が低くなるまで、LTC4267-1は高レベルの電流制限モードのままです。この2レベル電流制限により、システム設計者は、従来型のPSEと互換性のあるPDを設計する柔軟性が得られると同時に、IEEE 802.3afシステムで利用できる電力を大きく割り振ることもできます。

電流が制限された電源投入時には、パワーMOSFETで大量の電力が消費されます。LTC4267-1のPDインターフェイスは、この熱負荷を許容できるよう設計されており、内蔵のパワーMOSFETが損傷しないよう熱的に保護されています。IEEE 802.3af規格に準拠するため、PDの設計者はPDの定常状態の消費電力が表2に示す制限範囲内に収まるようにする必要があります。さらに、定常状態の電流は $I_{LIM\_HI}$ より小さくする必要があります。

## パワーグッド

LTC4267-1のPDインターフェイスは、負荷コンデンサC1がフル充電されていることとスイッチングレギュレータが動作を開始できることを示すために使用されるパワーグッド回路(図6)を内蔵しています。パワーグッド回路は内蔵のUVLOパワーMOSFET両端の電圧をモニタしており、その電圧が1.5Vより低くなるとPWRGDがアサートされます。パワーグッド回路にはヒステリシスが組み込まれているので、LTC4267-1は、PWRGDを不用意にディスエーブルすることなく電流制限値付近で動作することができます。PWRGDがディスエーブルされるまでには、MOSFETの電圧が3Vまで増加する必要があります。

入力線路の電圧が急激に増加すると、この電圧ステップはコンデンサC1によって伝達され、パワーMOSFETの両端に現れます。LTC4267-1の応答は、電圧ステップの大きさ、電圧ステップの立ち上がり時間、コンデンサC1の値、およびスイッチングレギュレータの負荷によって決まります。入力が急速に立ち上がる場合、LTC4267-1は内蔵している第2の電流制限回路を使用して、コンデンサC1を素早く充電しようとします。このシナリオでは、PSEの電流制限によって回路全体が制限

## アプリケーション情報

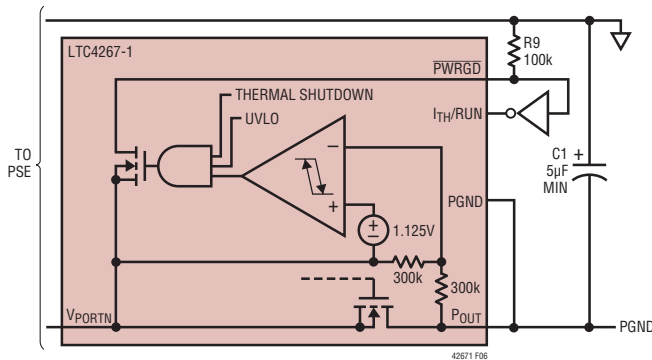


図6. LTC4267-1のパワーグッド

される必要があります。入力の上昇が低速な場合は、LTC4267-1での375mAの電流制限がコンデンサC1の充電速度を設定します。いずれの場合にも、コンデンサが新しい線路電圧に充電されるまでの間、 $\overline{\text{PWRGD}}$ 信号が一時的に非アクティブになることがあります。PDの設計では、入力電圧のステップによって $\overline{\text{PWRGD}}$ 信号を非アクティブにするかどうか、およびその状況になった場合どのように応答するかを決定する必要があります。設計によっては、断続的なパワーバッド状態が無視されるように、 $\overline{\text{PWRGD}}$ 信号をフィルタで除去する方が好ましい場合があります。パワーグッド・インターフェイスにローパス・フィルタを挿入する方法を図7に示します。

大容量の負荷コンデンサを使用し、大量の電力を消費するPDを設計する場合は、 $\overline{\text{PWRGD}}$ 信号でスイッチング・レギュレータの起動を遅らせることが重要です。電流が制限された電源投入シーケンス中にレギュレータがディスエーブルされていないと、負荷コンデンサを充電するための電流がPD回路に奪われ、入力の上昇が低速になって、場合によってはLTC4267-1がサーマル・シャットダウン状態になります。

$\overline{\text{PWRGD}}$ ピンは、1mAのシンク能力を持つオープンドレイン、100V耐圧の内部トランジスタに接続されています。VPORTNピンの低インピーダンス状態は、電源が正常であることを示しています。 $\overline{\text{PWRGD}}$ ピンは、シグネチャ時、分類検査時、および過熱負荷の発生時には高インピーダンスになります。電源をオフにすると、入力電圧が30Vより低くなると、 $\overline{\text{PWRGD}}$ は非アクティブになります。さらに、入力の上昇が高速の場合、 $\overline{\text{PWRGD}}$ は電源投入時に一時的にアクティブになります。 $\overline{\text{PWRGD}}$ はVPORTNピンの電位を基準にしており、アクティブ状態ではVPORTNピンの電位に近くなります。 $\overline{\text{PWRGD}}$ ピンは、図7に示すようにスイッチング・レギュレータ回路に接続します。

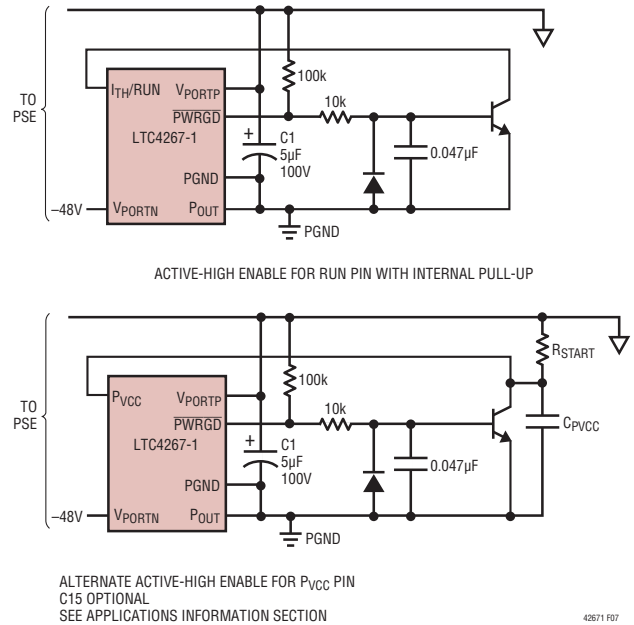


図7. パワーグッド・インターフェイスの例

### PDインターフェイスの過熱保護

LTC4267-1のPDインターフェイスは、安全動作温度を維持しながら小型パッケージでデバイスの機能を十分に発揮するため、過熱負荷保護回路を内蔵しています。いくつかの要因によって、LTC4267-1の内部で大量の電力損失が生じる可能性があります。電源投入時、負荷コンデンサが充電される前、LTC4267-1によって瞬間的に消費される電力は、最大で10Wになる可能性があります。負荷コンデンサが充電されるにつれてLTC4267-1での電力損失は減少し、DC負荷電流によって決まる定常状態の値に達するまで減少し続けます。LTC4267-1での電力損失が定常状態に戻る速度は、負荷コンデンサのサイズによって決まります。室温では、LTC4267-1は標準では最大800µFの負荷コンデンサに対応可能で、サーマル・シャットダウンすることはありません。大容量の負荷コンデンサを使用した場合は、LTC4267-1のダイ温度が、1回の電源投入シーケンスの間に最大で50°C上昇します。何らかの理由でデバイスから電源が遮断された後、すぐに再投入されたためにLTC4267-1が負荷コンデンサを再充電する必要が生じると、事前の安全対策がとられていなかった場合には、過剰な温度上昇が生じることがあります。

LTC4267-1のPDインターフェイスは、ダイ温度をモニターすることにより、デバイス自体を熱損傷から保護します。ダイ温度が過熱保護回路の作動点を超えると、電流は減少して0になり、デバイスは過熱保護の設定点より低い温度に冷却されるまで

## アプリケーション情報

電力をほとんど消費しなくなります。LTC4267-1が負荷コンデンサを充電し、PDが給電されて動作状態になると、PDのDC負荷電流が内蔵のMOSFETを流れるために残留熱が多少発生します。

分類中、PSEが75msの検査時間制限を超えると、LTC4267-1は過熱状態になることがあります。LTC4267-1を保護するため、ダイ温度が過熱保護回路の作動点を超えると、過熱負荷保護回路は分類電流をディスエーブルします。ダイが冷却されて作動点より低い温度になると、分類電流は再イネーブルされます。

PDは高い周囲温度と許容最大電源電圧(57V)で動作するように設計されています。ただし、LTC4267-1が過熱保護回路の作動点に達する前に充電を完了できる負荷コンデンサのサイズには限界があります。過熱保護回路の作動点に断続的に到達してもLTC4267-1に悪影響はありませんが、コンデンサの充電完了が遅れます。200 $\mu$ Fまでのコンデンサであれば、全動作温度範囲で問題なく充電できます。

### スイッチング・レギュレータのメイン制御ループ

紙面の制約上、ここでは電流モードのDC/DC変換の基礎は説明しません。詳細な説明については、「アプリケーションノート19」や、Abraham Pressman著「Switching Power Supply Design」を参照してください。

Power over Ethernetシステムでは、大半のアプリケーションが絶縁型電源の設計を伴います。この意味は、出力電源には、PDインターフェイスまたはスイッチング・レギュレータの1次側への直流の電氣的経路は存在しないということです。直流の絶縁は、通常、順方向経路ではトランスで、帰還経路では光アイソレータまたはトランスの3次巻線で実現します。データシートの表紙に示す標準的応用例の回路は、光アイソレータを使用した絶縁設計回路を示しています。非絶縁構成が望ましいアプリケーションでは、この特定のアプリケーション用にイネーブルできる内部エラー・アンプと帰還ポートをLTC4267-1は備えています。

標準的なアプリケーション回路(図11)では、絶縁構成に外付けの抵抗分割器を採用して出力電圧の一部を外エラー・ア

ンプに供給しています。このエラー・アンプは、光アイソレータの入力LEDにアナログ電流を流すことによって応答します。光アイソレータ出力のコレクタは、対応する電流を直列ダイオードを介して $I_{TH}/RUN$ ピンから流します。この方法では、絶縁が維持された状態で $I_{TH}/RUN$ ピンに帰還電圧が発生します。

$I_{TH}/RUN$ ピンの電圧は、発振器、電流コンパレータ、およびRSラッチによって形成されるパルス幅変調器を制御します。具体的には、 $I_{TH}/RUN$ ピンの電圧により、電流コンパレータの作動しきい値が設定されます。電流コンパレータは、外付けのNチャネルMOSFETのソース端子に直列に接続されている検出抵抗両端の電圧をモニタします。LTC4267-1は、内蔵の200kHz自励発振器がRSラッチをセットすると、外付けのパワーMOSFETをオンします。LTC4267-1がMOSFETをオフするのは、電流コンパレータがラッチをリセットするか、デューティ・サイクルが80%に到達する、そのどちらか先に起こったときです。フライバック・トランスの1次側および2次側を流れるピーク電流のレベルは、このようにして $I_{TH}/RUN$ ピンの電圧で制御されます。

非絶縁構成が望ましいアプリケーション(図11)では、外付けの抵抗分割器によって出力電圧の一部をLTC4267-1の $V_{FB}$ ピンに直接供給できます。出力が目的の電圧になっているとき、 $V_{FB}$ ピンの電圧が800mVの内部リファレンスと等しくなるように抵抗分割器を設計する必要があります。内部エラー・アンプは、 $I_{TH}/RUN$ ピンを駆動することによって応答します。LTC4267-1のスイッチング・レギュレータは、前述の説明と同様に動作します。

### レギュレータの起動/シャットダウン

LTC4267-1のスイッチング・レギュレータには、動作をイネーブル/ディスエーブルする2つのシャットダウン機能があります。 $P_{VCC}$ 電源ピンでの低電圧ロックアウトと、外部回路が $I_{TH}/RUN$ ピンを“L”にすると必ず作動する強制シャットダウンです。LTC4267-1のスイッチング・レギュレータは、状態図(図8)に従って動作状態とシャットダウン状態との間を遷移します。PDインターフェイスの $V_{PORTN}$ での低電圧ロックアウトとスイッチング・レギュレータの $P_{VCC}$ での低電圧ロックアウトを混同しないようにすることが重要です。これらは独立した機能です。

## アプリケーション情報

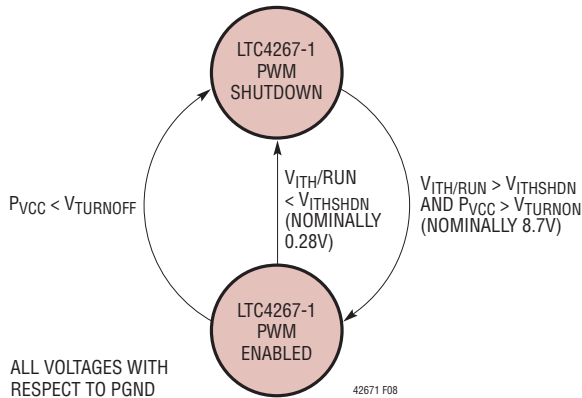


図8. LTC4267-1のスイッチング・レギュレータの起動/シャットダウン状態図

P<sub>VCC</sub>での低電圧ロックアウト機能は、LTC4267-1のスイッチング・レギュレータが外付けのNチャンネルMOSFETを不十分なゲート/ソース間電圧で駆動しようとするのを防止します。動作をイネーブルするには、P<sub>VCC</sub>ピンの電圧がV<sub>TURNON</sub> (PGNDを基準にして公称8.7V)を少なくとも瞬間的に超える必要があります。P<sub>VCC</sub>ピンの電圧は、低電圧ロックアウトによってスイッチング・レギュレータがディスエーブルされる前にV<sub>TURNOFF</sub> (PGNDを基準にして公称5.7V)まで低下する必要があります。UVLOのヒステリシス範囲がこのように広いので、フライバック・トランスのバイアス巻線を使用してLTC4267-1のスイッチング・レギュレータの効率を高くするアプリケーションがサポートされます。

I<sub>TH</sub>/RUNピンをV<sub>I<sub>THSHDN</sub></sub> (PGNDを基準にして公称0.28V)より低い電圧まで駆動して、LTC4267-1のスイッチング・レギュレータを強制的にシャットダウンすることができます。内部の0.3μA電流源は、I<sub>TH</sub>/RUNピンの電圧を常にP<sub>VCC</sub>ピンの電圧に近づけようとします。I<sub>TH</sub>/RUNピンの電圧がV<sub>I<sub>THSHDN</sub></sub>を超えることが可能で、P<sub>VCC</sub>ピンの電圧がV<sub>TURNON</sub>を超えると、LTC4267-1のスイッチング・レギュレータが動作を開始し、内部クランプ回路がI<sub>TH</sub>/RUNピンの電圧を直ちに約0.7Vに引き上げます。動作中、I<sub>TH</sub>/RUNピンの電圧はおおむね0.7V～1.9Vの範囲で変化して、電流コンパレータのしきい値(0～最大)を表します。

### 内部ソフトスタート

内部ソフトスタート機能は、LTC4267-1のスイッチング・レギュレータがシャットダウン状態から脱すると必ずイネーブルされます。具体的には、I<sub>TH</sub>/RUNピンの電圧がクランプされ、1.4msが経過するまで最大値に到達しないようにします。これにより、PDの入力電流は起動時に制御された方法で滑らかに増加し、LTC4267-1インターフェイスの電流制限規定範囲内に収まります。

### 調整可能なスロープ補償

LTC4267-1のスイッチング・レギュレータはSENSEピンから5μAのピーク電流ランプを出力します。この電流ランプは、スロープ補償が必要な設計回路のスロープ補償に使用できます。この電流ランプはほぼ線形であり、その電流値は6%のデューティ・サイクルで0から始まり、80%のデューティ・サイクルでピークに達します。直列抵抗を使用したスロープ補償のプログラミングについては、「外部インターフェイスと部品の選択」のセクションで説明します。

### 外部インターフェイスと部品の選択

#### 入力インターフェイスのトランス

イーサネット・ネットワークのノードは、通常は絶縁トランスを介して外界とインターフェイスをとります(図9)。PoEデバイスの場合、絶縁トランスにはメディア(ケーブル)側に中間タップが必要です。インピーダンスを正しく整合させ、放射性放出や伝導性放出を避けるため、トランスの周囲には正しい終端が必要です。Bel Fuse、Coilcraft、Pulse、Tycoなどのトランス・メーカー(表3)から、適切な絶縁トランスの選択や正しい終端方法についてサポートを受けることができます。これらのメーカーには、PDアプリケーション専用設計されたトランスがあります。

表3. Power over Ethernet用トランスのメーカー

メーカー	問い合わせ先
Bel Fuse Inc.	206 Van Vorst Street Jersey City, NJ 07302 Tel:201-432-0463 FAX:201-432-9542 <a href="http://www.belfuse.com">http://www.belfuse.com</a>
Coilcraft, Inc.	1102 Silver Lake Road Cary, IL 60013 Tel:847-639-6400 FAX:847-639-1469 <a href="http://www.coilcraft.com">http://www.coilcraft.com</a>
Pulse Engineering	12220 World Trade Drive San Diego, CA 92128 Tel:858-674-8100 FAX:858-674-8262 <a href="http://www.pulseeng.com">http://www.pulseeng.com</a>
Tyco Electronics	308 Constitution Drive Menlo Park, CA 94025-1164 Tel:800-227-7040 FAX:650-361-2508 <a href="http://www.circuitprotection.com">http://www.circuitprotection.com</a>



## アプリケーション情報

### ダイオード・ブリッジ

IEEE 802.3afでは、TX/RXワイヤまたはRJ45コネクタ内の予備ワイヤ対という2種類の構成で電源配線が可能です。PDはメインおよび予備のいずれの入力でも両方の極性の電源を受電できることを要求されているので、異なる配線構成に対応するため、両方の入力にダイオード・ブリッジを取り付けるのが一般的です。これらのダイオード・ブリッジの実装例を図9に示します。IEEE 802.3af規格では、PDを57Vで給電する場合、使用しないブリッジの逆方向漏れ電流が28 $\mu$ A未満であることも規定されています。

LTC4267-1には、V<sub>PORTN</sub>ピンとV<sub>PORTP</sub>ピンの間に現れる電圧に基づいて、いくつかの異なる動作モードがあります。PD設計回路内にある入力ダイオードの順方向電圧降下の分だけ入力電圧が低下するので、モード間の遷移点に影響します。LTC4267-1を使用する場合は、この順方向電圧降下に十分注意することが必要です。特大サイズのダイオードを選択すると、PDのしきい値がIEEE規格を超えないようにするのに役立ちます。

PDの入力ダイオード・ブリッジは、一部のアプリケーションでは供給可能な電力の4%超を消費することがあります。電力損失を減らすためにはショットキ・ダイオードを使用するのが望ましい場合があります。ただし、標準的なダイオード・ブリッジをショットキ・ダイオード・ブリッジに置き換えると、モード間の遷移点に影響します。IEEE 802.3af規格に準拠する適切

なしきい値点を維持しながらショットキ・ダイオードを使用する技法を図10に示します。ショットキ・ダイオードに起因するUVLO作動電圧の変化を補償するためにD13が追加されていますが、電力はほとんど消費しません。

### 入力コンデンサ

AC切断機能を実装するため、IEEE 802.3af/at規格にはインピーダンスの規定があります。ACインピーダンスの規定を満たすため、0.1 $\mu$ Fのコンデンサ(図9のC14)を使用します。

### 入力直列抵抗

リニアテクノロジーでは、お客様の業界でのケーブルの放電に関する要求が元のテスト・レベルのほぼ500,000倍に高まっていることを認識しました。PDは、初期状態で充電済みのケーブルを接続してPDのフロントエンドを介してエネルギーを逃がす場合だけでなく、電力システムのグラウンドが非常に高いエネルギー(たとえば、落雷)にさらされる場合にも耐えて確実に動作する必要があります。

こうした高エネルギーの状況では、10 $\Omega$ の抵抗をV<sub>PORTP</sub>ピンに直列に接続すると、LTC4267-1ベースのPDの堅牢性が大幅に向上します。(図9を参照)。TVSはポート間の電圧を制限しますが、10 $\Omega$ の抵抗と0.1 $\mu$ Fの容量は、LTC4267-1のピン間で生じるエッジの速度を低下させます。追加した10 $\Omega$ の直列抵抗は、LTC4267-1PDインターフェイスの動作にも、IEEE802.3規格の準拠性にも影響を与えません。

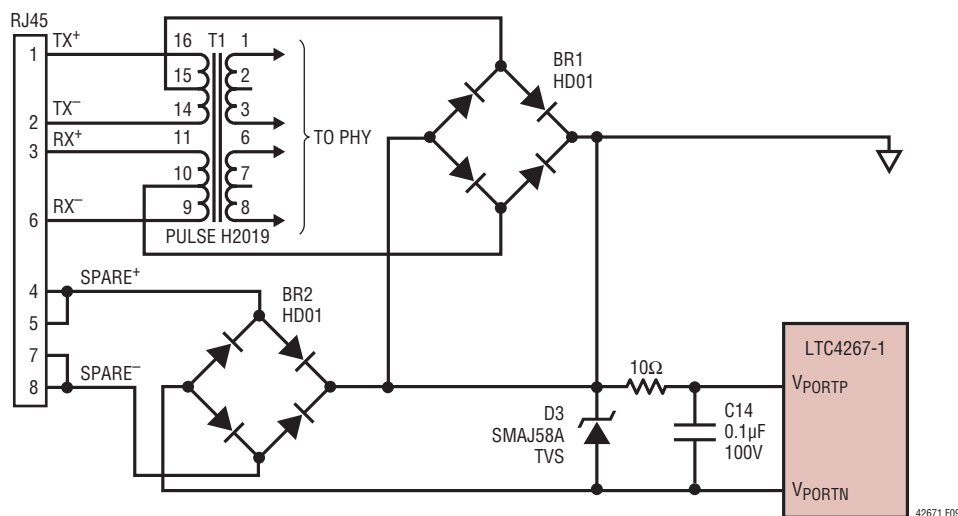


図9. 絶縁トランス、ダイオード・ブリッジ、およびコンデンサを使用するPDのフロントエンド

## アプリケーション情報

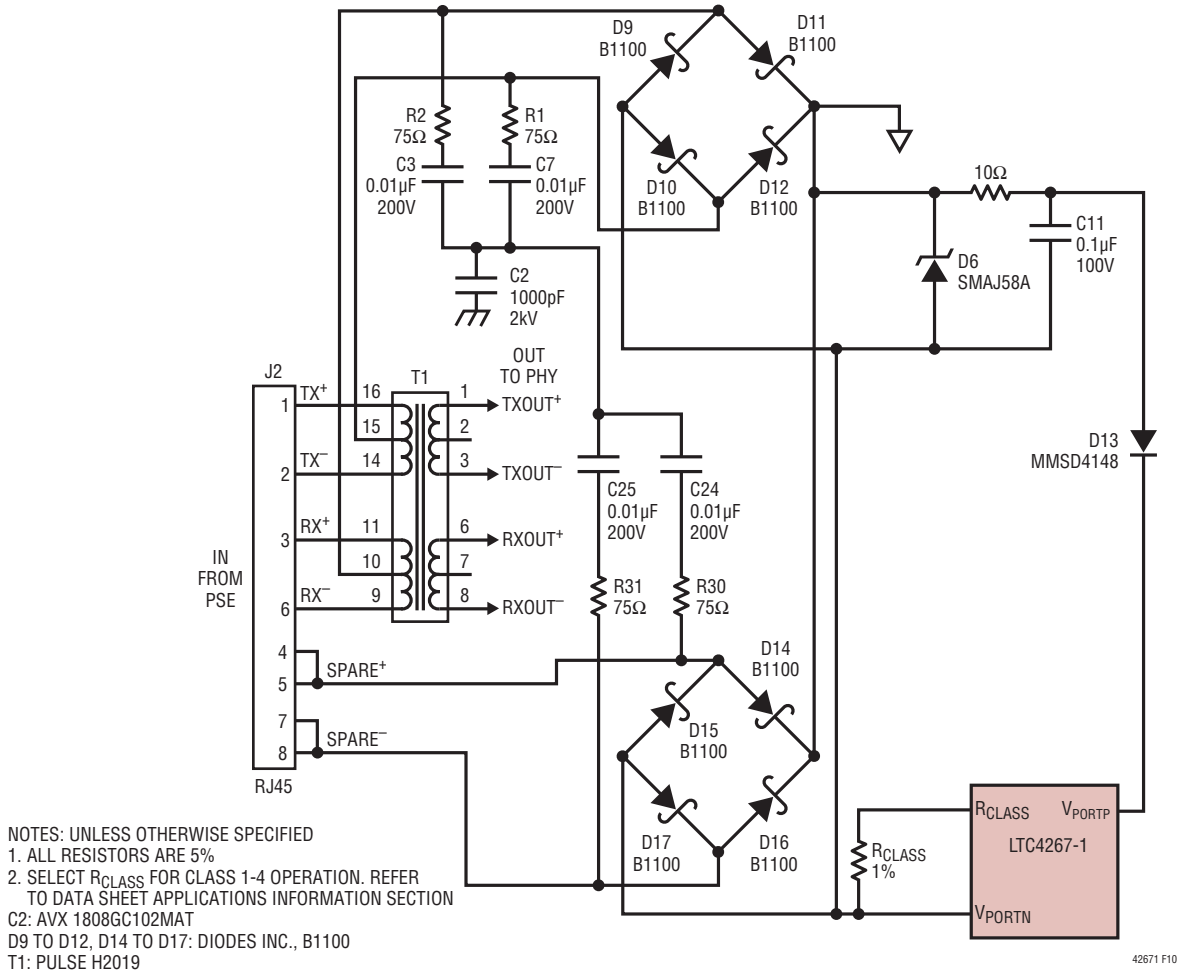


図 10. 絶縁トランス、2つのショットキ・ダイオード・ブリッジを使用するPDのフロントエンド

### トランジェント電圧サプレッサ

LTC4267-1の絶対最大定格電圧は100Vと規定されており、短期間の過電圧は許容できるように設計されています。ただし、外界とのインターフェイスとなるピンには、繰り返し過剰なピーク電圧が印加される可能性があります。LTC4267-1を保護するには、図9に示すように入力ダイオード・ブリッジとLTC4267-1の間にトランジェント電圧サプレッサ(D3)を取り付けます。標準的なPDアプリケーションでは、SMAJ58Aを推奨します。ただし、PDフロントエンドが高エネルギーの放電を吸収する必要があるアプリケーションでは、SMBJ58Aの方がよい場合があります。

### 分類抵抗の選択(R<sub>CLASS</sub>)

IEEE規格ではPDを4つの異なるクラスに分類できますが、クラス4は将来使用するための予備です(表2)。R<sub>CLASS</sub>ピンと

V<sub>PORTN</sub>ピンの間に接続した外付け抵抗(図4)により、負荷電流の値が設定されます。設計者はPDがどの電力区分に属するかを判断し、その後、R<sub>CLASS</sub>の適切な値を表2から選択します。固有の負荷電流が必要な場合は、R<sub>CLASS</sub>の値を次式で計算できます。

$$R_{CLASS} = 1.237V / (I_{DESIRED} - I_{IN\_CLASS})$$

ここでI<sub>IN\_CLASS</sub>はLTC4267-1の分類時の電源電流で、電氣的仕様に示されています。R<sub>CLASS</sub>抵抗の許容誤差は、分類回路全体の精度が低下しないように1%以内にする必要があります。抵抗の電力損失は最大50mWになりますが一過性の値なので、通常は発熱が問題になることはありません。ループ安定性を維持するため、レイアウトに注意してR<sub>CLASS</sub>ノードでの容量を最小限に抑えるようにすることが必要です。分類回路はR<sub>CLASS</sub>ピンをフロート状態にすることでディスプレイできます。R<sub>CLASS</sub>ピンをV<sub>PORTN</sub>ピンに短絡すると、

## アプリケーション情報

LTC4267-1の分類回路は非常に大きな電流を流すことを強制され、すぐにサーマル・シャットダウン状態になるので、この短絡は行わないでください。

### パワーグッド・インターフェイス

$\overline{\text{PWRGD}}$  信号はオープンドレインの高電圧トランジスタによって制御されます。設計者には、この信号を使用し、 $I_{\text{TH}}/\text{RUN}$  ピンまたは  $\text{P}_{\text{VCC}}$  ピンを介して内蔵のスイッチング・レギュレータをイネーブルするというオプションがあります。スイッチング・レギュレータを制御するためのアクティブ“H”のインターフェイス回路の例を図7に示します。

アプリケーションによっては、断続的なパワーバッド状態を無視する方が望ましいことがあります。このためには、図7でコンデンサC15を組み込んでローパス・フィルタを形成します。図に示す部品を使用すると、約200 $\mu\text{s}$ より短いパワーバッド状態は無視されます。逆に、その他のアプリケーションでは、図7に示すようにCpVCCを使用して、スイッチング・レギュレータに対する $\overline{\text{PWRGD}}$ のアサートを遅らせる方が望ましいことがあります。

設計者がパワーグッド信号を使用してスイッチング・レギュレータをイネーブルすることを推奨します。 $\overline{\text{PWRGD}}$ を使用すると、コンデンサC1が最終値である1.5V以内に達して、負荷の受け入れ準備が完了していることが保証されます。LTC4267-1は、負荷の電圧および電流の急激な変動に対処し、しかもスイッチング・レギュレータがオフになるのが早すぎることをないように、パワーグッドのヒステリシスを広く設計しています。「アプリケーション情報」セクションの「電源投入シーケンス」を参照してください。

### シグネチャの無効化インターフェイス

25k $\Omega$ のシグネチャ抵抗を無効化するには、SIGDISAピンをVPORTPピンに接続します。あるいは、VPORTNピンの電圧を基準にしてSIGDISAピンを“H”に駆動する方法もあります。シグネチャの無効化インターフェイスの例を図16のオプション2に示します。SIGDISAピンの入力抵抗は比較的大きく、しきい値電圧はきわめて低いことに注意してください。プリント回路基板には高電圧が存在するので、VPORTPピンから漏れ電流が流れると、SIGDISAピンは意図せずに“H”になる可能性があります。問題のない動作を保証するため、SIGDISAピンの近くでは高電圧レイアウト技法を使用してください。SIGDISAピンを使用しない場合は、VPORTNピンに接続してください。

### 負荷コンデンサ

IEEE 802.3af規格では、(図11のC1で与えられている)5 $\mu\text{F}$ の最小負荷容量をPDが維持することを要求しています。それよりはるかに大容量の負荷コンデンサを使用することは許容されており、LTC4267-1は熱が問題になる前に非常に大容量の負荷コンデンサを充電できます。負荷コンデンサは、スイッチング・レギュレータが正常に動作するのに十分なエネルギーを供給するために、十分大きくする必要があります。ただし、このコンデンサは大きすぎないようにする必要があります。大きすぎるとPDの設計回路がIEEE 802.3afの規定に違反する可能性があります。負荷コンデンサが大きすぎると、PSEによる不意な電源シャットダウンの問題が発生することがあります。以下のシナリオについて検討します。PSEが-57V(許容最大値)で動作しており、PDが検出されて電力が供給されると、負荷コンデンサは-57V近くまで充電されます。何らかの理由でPSEの電圧が突然-44V(許容最小値)まで低下すると、入力ブリッジによってバイアスの極性が反転し、PDの電源は負荷コンデンサが供給するようになります。負荷コンデンサのサイズとPDのDC負荷によっては、PDは一定の期間電力を消費しません。この期間がIEEE 802.3afの切断遅延時間である300msを超えると、PSEはPDから電源を遮断します。このため、不意なシャットダウンが発生しないようにする必要があります。

負荷コンデンサの容量が非常に小さい( $\leq 10\mu\text{F}$ )と、電流制限時の充電が非常に急速になります。出力で電圧が急激に変化すると、電流制限値が一時的に減少して、コンデンサの充電速度が若干低下します。逆に、非常に容量の大きいコンデンサを充電すると、電流制限値はわずかに増加します。いずれの場合にも、出力電圧がその最終値に達すると、入力電流制限値はその公称値に戻ります。

負荷コンデンサは満充電時に大量のエネルギーを蓄積できます。PDの設計では、このエネルギーが誤ってLTC4267-1で消費されないようにする必要があります。極性保護ダイオードは、ケーブル上での不慮の短絡による損傷を防ぎます。ただし、コンデンサの充電中にPDの内部でVPORTNピンをVPORTPピンに短絡すると、内部MOSFETの寄生ボディ・ダイオードを電流が流れて、LTC4267-1に永久的な損傷を与える場合があります。

## アプリケーション情報

### Maintain Power Signature (電源維持シグネチャ)

IEEE 802.3af システムでは、PSE が Maintain Power Signature (MPS) を使用して、PD が引き続き電力を必要とするかどうかを判別します。MPS は、PD が 10mA 以上の電流を定期的に流すことと、0.05 $\mu$ F と並列な (PD の) AC インピーダンスが 26.25k $\Omega$  より小さいことも要求しています。DC 電流が 10mA 未満であるか、AC インピーダンスが 26.25k $\Omega$  より大きいと、PSE は電源を遮断することがあります。電源の遮断を保証するには、DC 電流を 5mA 未満にして、AC インピーダンスを 2M $\Omega$  より大きくする必要があります。

### 帰還抵抗値の選択

スイッチング・レギュレータの安定化出力電圧は、 $V_{OUT}$  の両端に接続した抵抗分割器 (図 11 の R1 および R2) とエラー・アンプのリファレンス電圧  $V_{REF}$  によって決まります。目的の電圧を発生するために必要な R2 と R1 の比は、次式で計算できます。

$$R2 = R1 \cdot (V_{OUT} - V_{REF}) / V_{REF}$$

絶縁型電源アプリケーションでは、外部エラー・アンプを設計者が選択することによって  $V_{REF}$  が決まります。市販のエラー・アンプやプログラム可能なシャント・レギュレータは、1.25V または 2.5V の内部リファレンスを内蔵していることがあります。LTC4267-1 の内部リファレンスとエラー・アンプは絶縁型設計では使用しないので、 $V_{FB}$  ピンは PGND に接続します。

非絶縁型アプリケーションでは、LTC4267-1 に内蔵の内部リファレンスとエラー・アンプを使用できます。抵抗分割器の出力は  $V_{FB}$  ピンに直接接続できます。LTC4267-1 の内部リファレンスの公称値は 0.8V です。

$V_{OUT}$  から流れる静的電流に起因する効率損失を最小限に抑えるため、R1 と R2 の抵抗値はできるだけ大きな値を選択します。ただし、 $V_{OUT}$  がレギュレーション状態のとき、抵抗分割器の出力からエラー・アンプ・ピンに入力電流が流れることで生じる誤差が 1% 未満になるようにという意味では十分小さな値にします。

### エラー・アンプと光アイソレータに関する検討事項

絶縁型回路構成では、外部エラー・アンプをどのように選択するかはスイッチング・レギュレータの出力電圧によって異なり

ます。標準的なエラー・アンプは、1.25V または 2.5V の電圧リファレンスを内蔵しています。アンプの出力とアンプの上側の電源レールは、多くの場合、内部で相互に接続されています。電源レールは、通常、上側の電圧範囲が広がるよう規定されていますが、リファレンス電圧より低い範囲は許容されていません。このことは、アンプの電源電圧が適切に管理されていない場合、絶縁型スイッチング・レギュレータの設計で問題になる場合があります。スイッチング・レギュレータの負荷電流が減少して出力電圧が上昇すると、エラー・アンプが応答して、LED を流れる電流を増加させます。LED の電圧は最大で 1.5V になることがあり、 $R_{LIM}$  と共にエラー・アンプの電源電圧を減少させます。エラー・アンプに十分な余裕がないと、LED および  $R_{LIM}$  両端での電圧降下によってエラー・アンプが瞬間的に停止し、メインループでロックアップ状態が発生します。スイッチング・レギュレータにはアンダーシュートが発生し、エラー・アンプがそのシンク電流を解放するまで元の状態に戻りません。エラー・アンプの余裕が常に十分なものになるように、リファレンス電圧と  $R_{LIM}$  の値を注意して選択する必要があります。これらの問題を回避する代替の解決策は、エラー・アンプの出力と電源レールを別々のピンから取り出している LT1431 または LT4430 を使用することです。

PD の設計者は、帯域幅がメイン制御ループより十分に広い光アイソレータを選択することも必要です。この手段を見落とすと、メイン制御ループを安定化するのが困難になることがあります。光アイソレータの出力コレクタ抵抗を選択して帯域幅を広げることにはできませんが、この段の利得が低下するという代償を払うことになります。

### 出力トランスの設計に関する検討事項

出力電圧の設定は外付けの帰還抵抗分割器で行うので、PD の設計者はトランスの巻数比を比較的自由に選択できます。PD の設計者は簡単な整数比 (たとえば、1:1、2:1、3:2) を使用できるので、全巻数および相互インダクタンスの設定自由度が高くなり、即入手可能な汎用のトランスを使用することもできます。

1 次側または 2 次側にトランスの漏れインダクタンスがあると、出力スイッチ (図 11 の Q1) がオフした後に電圧スパイクが発生します。フライバック・パルスの 2 次側から 1 次側への換算電圧 (漏れスパイクを含む) と入力電源電圧の和は、外付け

## アプリケーション情報

MOSFETの許容降伏電圧定格を超えないようにする必要があります。このスパイクは負荷電流が大きくなるほど顕著になり、より大きな蓄積エネルギーを消費しなければなりません。場合によっては、MOSFETのドレイン・ノードでの過電圧による絶縁破壊を防ぐため、「スナバ」回路が必要になります。スナバ回路の設計については、「アプリケーションノート19」を参照してください。

### 電流検出抵抗に関する検討事項

設計者は、外付けの電流検出抵抗(図11の $R_{SENSE}$ )によって特定のアプリケーションでの電流制限動作を最適化できます。電流検出抵抗は数 $\Omega$ から数十 $m\Omega$ まで多様なので、ピーク振幅電流の範囲は数分の1Aから数Aになります。回路動作が適切になるよう注意が必要で、特に、電流検出抵抗の値が小さい場合に注意する必要があります。

スイッチング電流が $I_{TH}/RUN$ ピンの電圧範囲全体に及ぶように $R_{SENSE}$ を選択してください。公称の電圧範囲は0.7V~1.9Vであり、 $R_{SENSE}$ は実験によって求めることができます。電源に大容量のコンデンサを接続することにより、メインループを一時的に安定化することができます。PDのクラスに基づいて、電源の出力で許容される最大負荷電流を流します。 $I_{TH}/RUN$ ピンの電圧が1.9Vに近づくように $R_{SENSE}$ を選択します。最後に、動作範囲全体にわたって出力負荷電流を流し、 $I_{TH}/RUN$ ピンの電圧が0.7V~1.9Vの範囲内に収まることを確認します。 $R_{SENSE}$ 抵抗の周辺ではレイアウトが非常に重要です。たとえば、0.020 $\Omega$ の検出抵抗では、寄生抵抗が1 $m\Omega$ (0.001 $\Omega$ )があるとピークスイッチ電流は5%減少します。プリント回路基板の銅トレースの抵抗は、必ずしも無視できないので、優れたレイアウト手法を用いることは必須です。

### プログラム可能なスロープ補償

LTC4267-1のスイッチング・レギュレータは、そのSENSEピンを介して外付けのスロープ補償抵抗(図11の $R_{SL}$ )にランピング電流を流します。この電流ランプは、LTC4267-1の最小デューティ・サイクルである6%の間NGATEピンが“H”になった後、0から始まります。この電流はピーク値の5 $\mu A$ (最大デューティ・サイクルである80%のとき)まで直線的に増加し、NGATEピンが“L”になると流れなくなります。SENSEピンを電流検出抵抗( $R_{SENSE}$ )に接続している直列抵抗( $R_{SL}$ )でランピング電圧降下が発生します。LTC4267-1のSENSEピンの

視点からは、このランピング電圧は検出抵抗両端の電圧に加えられるので、電流コンパレータのしきい値は実質的にデューティ・サイクルに比例して低下します。これにより、低調波発振に対する制御ループが安定化します。電流コンパレータのしきい値の減少量( $\Delta V_{SENSE}$ )は、次式を使用して計算できます。

$$\Delta V_{SENSE} = 5\mu A \cdot R_{SL} \cdot [(Duty Cycle - 6\%)/74\%]$$

注記：LTC4267-1では、6%より大きく80%より小さいデューティ・サイクル範囲が強調されます。

スロープ補償の必要がない設計では、 $R_{SL}$ の代わりにその部分を短絡させることができます。

### トランスの3次巻線を使用するアプリケーション

標準的な動作回路構成では、トランスの1次側に3次巻線を使用し、 $P_{VCC}$ ピンを介してLTC4267-1のスイッチング・レギュレータに電力を供給することができます(図11)。ただし、この配置は、本質的には自動的に起動しません。通常は、外付けの「細流充電」抵抗( $R_{START}$ )を、 $P_{VCC}$ ピンの電圧をモニターする、ヒステリシス範囲の広い内蔵の低電圧ロックアウト回路と組み合わせることで起動を実現します。

$R_{START}$ は $V_{PORTP}$ ピンに接続され、標準で100 $\mu A$ の電流を供給して $C_{PVCC}$ を充電します。しばらくすると、 $C_{PVCC}$ の電圧は $P_{VCC}$ ピンのオン電圧しきい値に達します。これにより、LTC4267-1のスイッチング・レギュレータが突然起動し、通常の電源電流が流れます。NGATEピンがスイッチングを開始し、外付けMOSFET(Q1)から電力の供給が開始されます。スイッチング・レギュレータがその通常の電源電流を流すにつれて $C_{PVCC}$ の電圧は低下し始めます。この電源電流は $R_{START}$ からの供給電流を超えているからです。しばらくすると(標準では数十ms後)、出力電圧が目的の値に近づきます。このときには、トランスの3次巻線が、LTC4267-1のスイッチング・レギュレータが必要とする電源電流を実質的にすべて供給しています。

設計上の潜在的な落とし穴の1つは、コンデンサ $C_{PVCC}$ の値を小さくしすぎることです。この場合には、3次巻線による駆動が効果を発揮する前に、 $P_{VCC}$ ピンを流れる通常の電源電流によって $C_{PVCC}$ が急速に放電します。こうなると、個別の状況に応じて、オン/オフを数回繰り返した後に正常動作に到達するか、 $P_{VCC}$ ノードで永続的な緩和発振状態になることがあります。

## アプリケーション情報

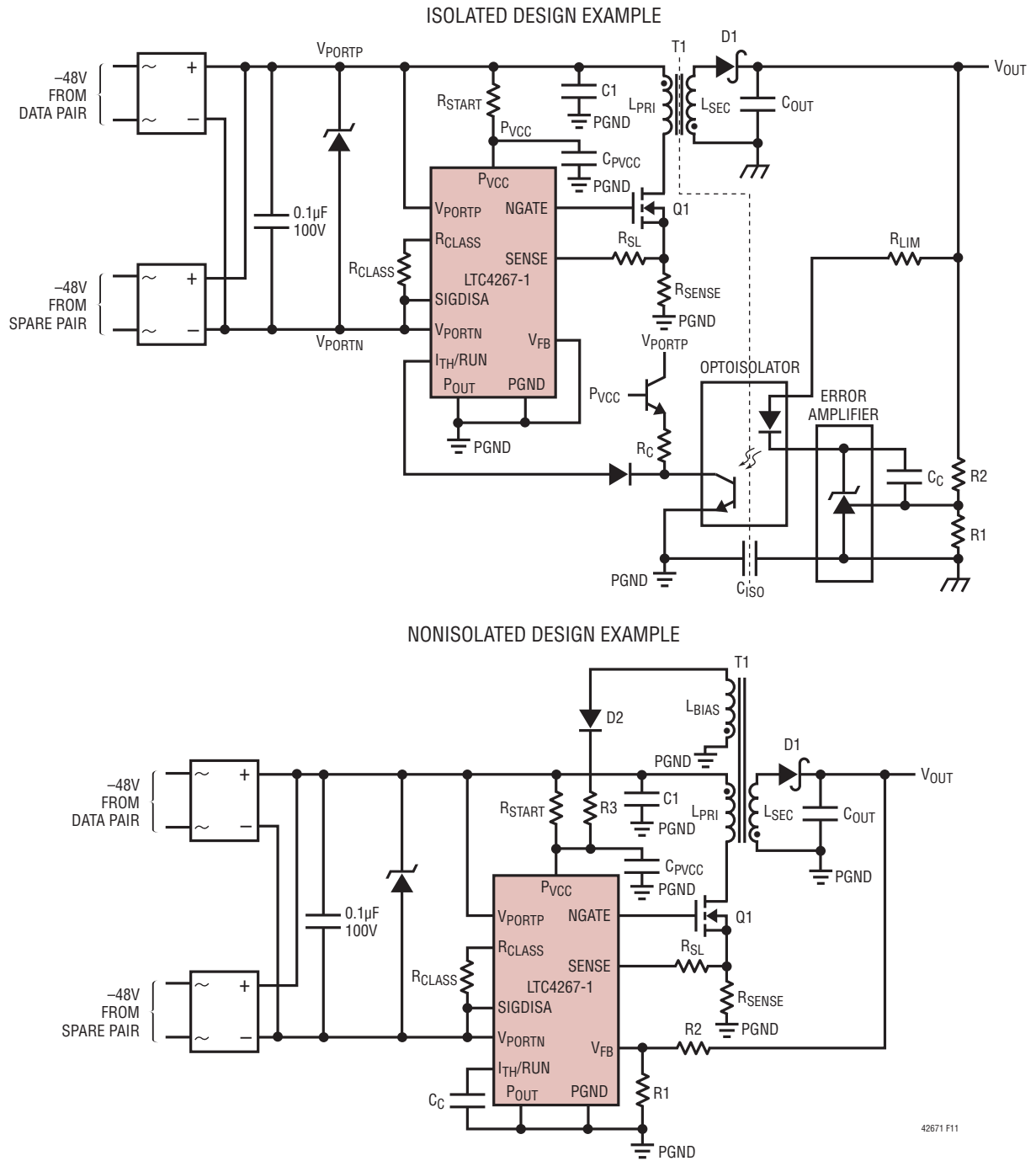


図11. LTC4267-1の標準的なアプリケーション回路

42671 F11

## アプリケーション情報

ワーストケースの最小充電電流がLTC4267-1の起動電流の最大定格より大きくなるように抵抗 $R_{START}$ を選択して、 $C_{PVCC}$ を $P_{VCC}$ ピンのオン電圧しきい値まで充電するのに十分な電流を確保します。ワーストケースの最大充電電流が $P_{VCC}$ 電源電流の最小定格より小さくなるのに十分な大きさの抵抗を $R_{START}$ として選択し、動作時には大半の $P_{VCC}$ 電流が3次巻線から供給されるようにすることも必要です。これにより、可能な最高の効率が得られます。

次に、コンデンサ $C_{PVCC}$ を、前述した緩和発振動作を回避するのに十分な大きさにします。これは2次側回路の詳細と負荷の動作に依存するので、理論的に求めるのは困難です。実験的な検査を推奨します。

トランスの3次巻線は、ダイオードの順方向電圧降下を考慮した後の出力電圧が $P_{VCC}$ ピンのオン電圧しきい値の最大値を超えるように設計します。また、3次巻線の公称出力電圧を $P_{VCC}$ ピンのクランプ電圧の最小定格より0.5V以上低い値にして、LTC4267-1のシャント・レギュレータとの衝突で不必要に電力を消費しないようにします。

### $P_{VCC}$ シャント・レギュレータ

トランスの3次巻線を組み込むアプリケーションでは、内蔵の $P_{VCC}$  シャント・レギュレータが、3次巻線に電力が供給されるときにLTC4267-1のスイッチング・レギュレータを過電圧トランジェントから保護する機能を果たします。

トランスの3次巻線が望ましくないか、利用できない場合、シャント・レギュレータを使用すると、図12に示すように $V_{PORTP}$ から1本の電圧降下抵抗を介してLTC4267-1のスイッチング・レギュレータに電力を供給できます。この簡便さを得るため、電圧降下抵抗 $R_{START}$ での静的な電力損失によって効率が低下するという代償を払っています。

シャント・レギュレータは、 $P_{VCC}$ ピンからPGNDへ最大5mAのシンク電流を流すことができます。 $R_{START}$ と $C_{PVCC}$ の値は、アプリケーションがワーストケースの負荷条件と $P_{VCC}$ の電圧降下に耐えて、 $P_{VCC}$ のオン電圧しきい値に達しないようにする必要があります。 $C_{PVCC}$ の大きさは、最小スイッチング電圧を維持しながらNGATEピンを駆動するのに必要なスイッチング電流を扱うのに十分なものにします。

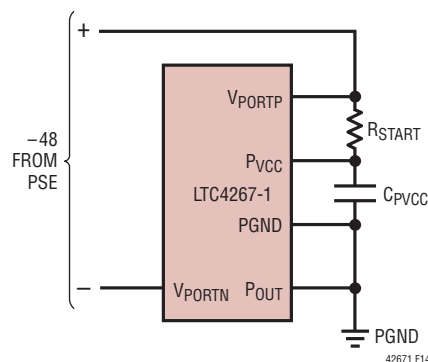


図12. シャント・レギュレータを介したLTC4267-1スイッチング・レギュレータの給電

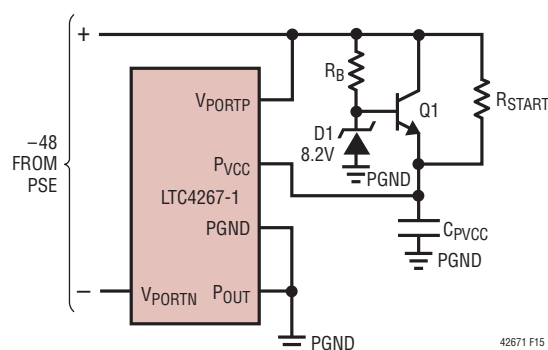


図13. 外部プリレギュレータを使用したLTC4267-1スイッチング・レギュレータの給電

### 外部プリレギュレータ

図13の回路は、LTC4267-1のスイッチング・レギュレータ回路に電力を供給する第3の方法を示しています。外部直列プリレギュレータは、直列パス・トランジスタQ1、ツェナー・ダイオードD1、およびバイアス抵抗 $R_B$ で構成されています。プリレギュレータは $P_{VCC}$ ピンの電圧を公称で7.6Vに維持します。これは $P_{VCC}$ ピンのオフ電圧しきい値の最大定格である6.8Vより十分に高い値です。抵抗 $R_{START}$ によって $P_{VCC}$ ノードは $P_{VCC}$ ピンのオン電圧しきい値まで瞬時に充電され、これによってスイッチング・レギュレータがイネーブルされます。スイッチング・レギュレータがその通常の電源電流を流すにつれて $C_{PVCC}$ の電圧は低下し始めます。この電源電流は $R_{START}$ からの供給電流を超えているからです。しばらくすると、出力電圧は目的の値に近づきます。このときには、パス・トランジスタQ1は $P_{VCC}$ ピンの降下中の電圧に追いつき、LTC4267-1のスイッチング・レギュレータが必要とする電源電流を実質的にすべて供給しています。 $C_{PVCC}$ の大きさは、最小スイッチング電圧を維持しながらNGATEピンを駆動するのに必要なスイッチング電流を扱うのに十分なものにします。

42671fa

## アプリケーション情報

外部プリレギュレータの効率は、前述した単純な抵抗とシャント・レギュレータの方式より高くなります。 $R_B$ は、ツェナー・ダイオードの電圧を維持するために必要な少量の電流と、Q1に必要な可能最大ベース電流を流すことができるように選択します。LTC4267-1のスイッチング・レギュレータに給電するために必要な実際の電流はQ1を流れるので、 $P_{VCC}$ ピンからは「必要に応じて」電流が供給されます。このため、静的な電流は $R_B$ およびD1を流れる電流のみが制限されます。

### メインループの補償

絶縁回路構成では、通常は外部エラー・アンプの周辺に配置した部品によって補償点を選択します。図14に示すように、直列のRC回路網はエラー・アンプの比較電圧とエラー・アンプ出力の間に接続します。トランジェント負荷応答が重要ではないPDの設計では、 $R_Z$ を短絡で置き換えます。 $R_2$ と $C_C$ の積が十分大きくなるようにして、安定性を確保することが必要です。高速セトリングのトランジェント応答が重要な場合は、 $R_Z C_C$ で設定するゼロを導入します。PDの設計者は、出力電圧のセトリング応答を高速化すると引き換えにループの安定性を低下させることのないようにする必要があります。

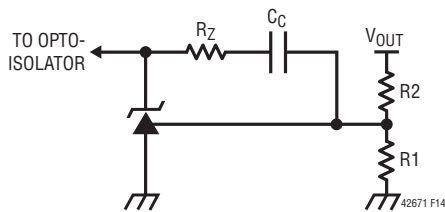


図14. 絶縁型設計回路のメイン・ループ補償

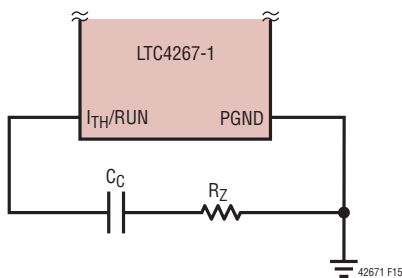


図15. 非絶縁型設計回路のメイン・ループ補償

非絶縁型の設計回路では、LTC4267-1は $I_{TH}/RUN$ ピンが補償点として機能する内部エラー・アンプを組み込みます。同様な方法で、図15に示すように $I_{TH}/RUN$ ピンとPGNDの間に直列のRC回路網を接続することができます。 $C_C$ および $R_Z$ は、負荷と入力の変動に最も適応できるように選択します。

### スイッチング・トランジスタの選択

トランスの1次側をNチャネル・パワー・MOSFETで駆動すると、インダクタンスによって、MOSFETのドレイン電圧の変動幅が $V_{PORTP}$ とPGND間の電圧の2倍になります。LTC4267-1は-57Vの最大電源電圧で動作するので、MOSFETの定格は、設計上十分な余裕を持って114V以上の電圧に対応できる必要があります。標準的なトランジスタの定格は150Vですが、一部のメーカーはPower-over-Ethernetアプリケーション専用120V定格のMOSFETを開発しました。

LTC4267-1のNGATEピンは、NチャネルMOSFETのゲートを駆動します。NGATEピンの電圧の変動幅は、PGNDから $P_{VCC}$ までのレール・トゥ・レールの電圧になります。設計者は、MOSFETが $P_{VCC}$ に切り替わったときの「オン」抵抗が低いことだけでなく、MOSFETのゲートが $P_{VCC}$ 電源電圧に対応できることも確認する必要があります。

効率の高いアプリケーションでは、全ゲート電荷量の少ないNチャネルMOSFETを選択してください。全ゲート電荷量が少ないと、NGATE駆動回路の効率が向上し、ゲートの充放電に必要なスイッチング電流が最小限に抑えられます。

### 補助電源

一部のアプリケーションでは、ACアダプタなどの補助電源からPDに電力を供給する方が望ましいことがあります。補助電源がPDに電力を供給できる場所はいくつかありますが、さまざまな交換条件が存在します。ダイオードOR接続回路を使用することにより、絶縁型電源の3.3V出力または5V出力で電力を供給できます。この方法では、絶縁障壁の後でPDの内部回路に到達するので、PDのACアダプタ・ジャックに対する802.3af規格の絶縁安全性規定を満たします。電力はLTC4267-1のPDインターフェイス部分に供給することもできます。この場合には、ユーザがPDのACアダプタ・ジャックの端子に触れることができないことを確認する必要があります。そうでないと、802.3af規格の絶縁安全性規定を満たさなくなるからです。



外部電源をPDにダイオードOR接続する3つの方法を図16に示します。オプション1では、LTC4267-1のインターフェイス・コントローラの前に電源が挿入されるのに対して、オプション2および3では、LTC4267-1のインターフェイス・コントローラ部分を介さずにスイッチング・レギュレータに直接電力が供給されます。

LTC4267-1のインターフェイス・コントローラの前に電源を挿入する場合は、ACアダプタがLTC4267-1のUVLOオン電圧要件を超えていることと、トランジェント電圧サプレッサ(TVS)を組み込んで最大電圧を57Vに制限することが必要です。このオプションでは、トランスの入力電流制限、有効なパワーグッド信号の出力、電源の優先度問題の単純化を実現できます。ACアダプタの電源は25k $\Omega$ のシグネチャ抵抗の情報を損なうので、ACアダプタがPSEより前にPDに電力を供給する限り、ACアダプタが優先され、PSEがPDに電力を供給することはありません。PSEが既にPDに電力を供給している場合、ACアダプタの電力はPSEと並列になります。この場合は、電源電圧が高い方の優先順位が高くなります。ACアダプタの電圧が高い場合は、PSEから電流が流れないので、PSEは線路電圧を遮断します。反対に、ACアダプタの電圧の方が低い場合、PSEは引き続き電力をPDに供給し、ACアダプタは使用されません。どちらのシナリオの場合も正常に動作します。

補助電源を(LTC4267-1のPDインターフェイスを介さずに)LTC4267-1のスイッチング・レギュレータに直接入力すると、別の交換条件が生じます。オプション2に示す構成では、ACアダプタがLTC4267-1のUVLOオン電圧要件を超える必要はありません。ただし、D9を組み込んで、ACアダプタがLTC4267-1のインターフェイス・コントローラに電力を供給しないようにすることが必要です。ACアダプタの電圧要件は、内蔵のスイッチング・レギュレータの要求によって決まります。ただし、電源の優先度の問題には、さらなる調整が必要です。ACアダプタの電圧がPSEの電圧より低い場合は、PSEの電源が優先されます。LTC4267-1のインターフェイス・コントローラはPSEから電源を取りますが、ACアダプタは使用されません。この構成はPoEシステムでは問題ありません。反対に、ACアダプタの電圧の方がPSEの電圧より高いと、LTC4267-1のスイッチング・レギュレータはACアダプタから電源を取ります。この状況では、PSEが存在する場合に発生する可能性がある電源オン/オフ・サイクルの問題に対処する必要があります。PSEはPDを検出して電力を供給します。スイッチング・レギュ

レータの電力がACアダプタから供給されている場合、PDは最小負荷要件を満たさなくなるので、その後PSEは電源を遮断します。PSEは再度PDを検出し、電源のオン/オフ・サイクルが始まります。ACアダプタの電圧がPSEの電圧より高い場合は、オプション2に示すように、シグネチャを無効化するか、LTC4267-1のインターフェイスの出力に最小の負荷を取り付けて電源のオン/オフ・サイクルを防止する必要があります。

3番目のオプションでも、LTC4267-1のインターフェイス・コントローラを介さずにLTC4267-1のスイッチング・レギュレータに直接電力が供給され、ダイオードD9が省略されています。ダイオードを省略しているため、ACアダプタの電圧は、スイッチング・レギュレータの電圧に追加してLTC4267-1のインターフェイス・コントローラに印加されます。このため、ACアダプタの電圧を38V~57Vの範囲に維持して、LTC4267-1のインターフェイス・コントローラを通常の動作範囲内に保つ必要があります。3番目のオプションには、外部電圧がPSEの電圧を超えると25k $\Omega$ のシグネチャ抵抗を自動的に無効化するという利点があります。

### LTC4267-1の電源投入シーケンス

LTC4267-1は、PDインターフェイスとスイッチング・レギュレータという2つの機能単位で構成されており、これら2つの機能単位の電源投入シーケンスは慎重に検討する必要があります。PDの設計者は、インターフェイスが負荷コンデンサの充電を完了するまでスイッチング・レギュレータが動作を開始しないよう徹底する必要があります。こうすることにより、スイッチング・レギュレータの負荷電流は、PDインターフェイスの電流制限回路が供給する負荷コンデンサ充電電流と競合しなくなります。この検討を怠ると、起動時の電源電圧上昇速度の低下や起動時の発振が起こる可能性があり、場合によってはサーマル・シャットダウンが発生することがあります。

LTC4267-1はPDインターフェイスにパワーグッド信号の機能を備えており、これを使用して、負荷コンデンサが満充電状態であることと、スイッチング・レギュレータの負荷に対応できる準備が完了したことをスイッチング・レギュレータに示すことができます。 $\overline{\text{PWRGD}}$ 信号を使用してスイッチング・レギュレータを制御できる方法の2つの例を図7に示します。最初の例では、NチャンネルMOSFETを使用して $I_{\text{TH}}/\text{RUN}$ ポートをシャットダウンしきい値(標準で0.28V)より低い電圧まで駆動します。2番目の例では、 $P_{\text{VCC}}$ を $P_{\text{VCC}}$ のオン電圧しきい値より低い

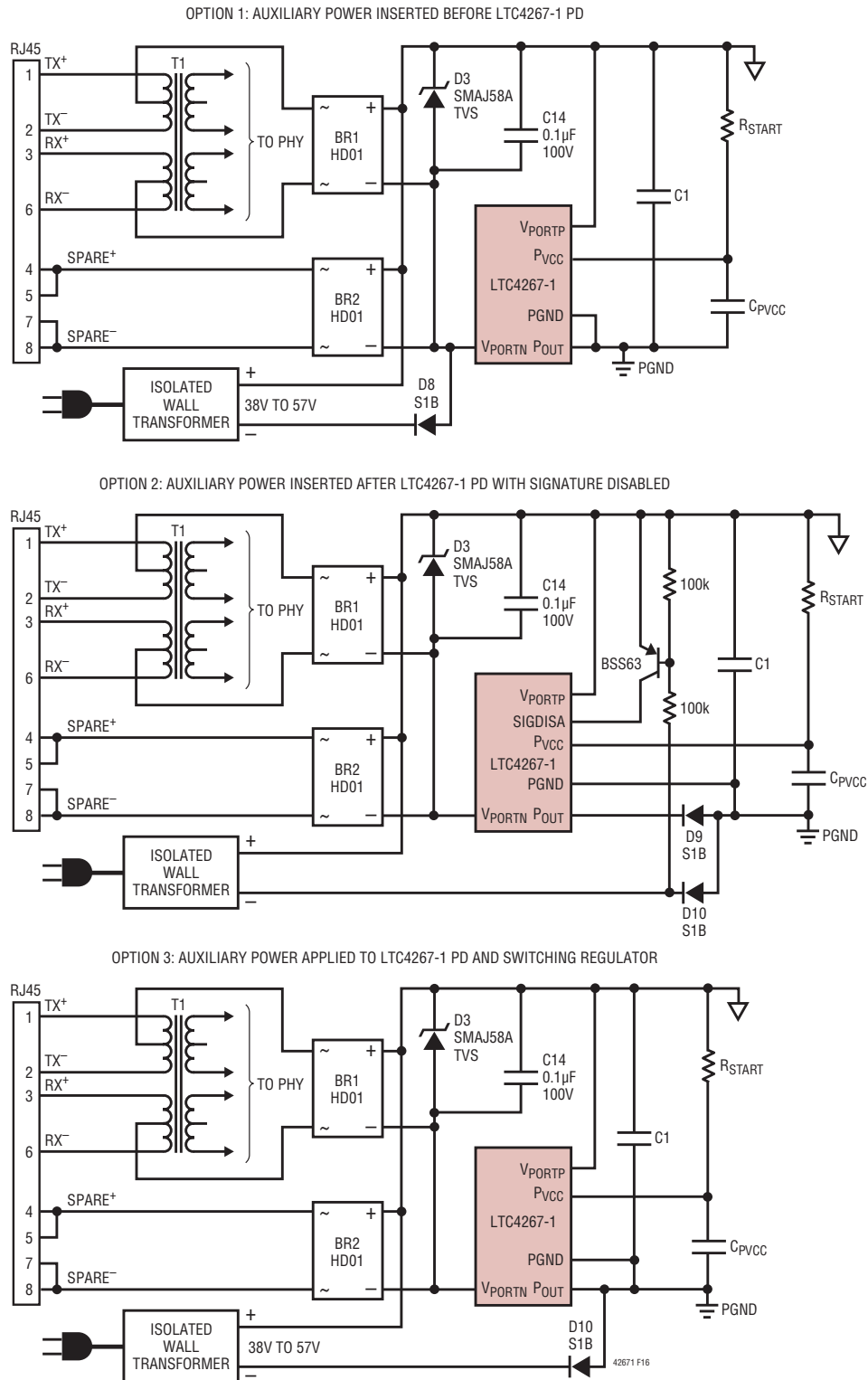


図 16. PDの補助電源

## アプリケーション情報

電圧まで駆動します。2番目の例を使用すると、パワーグッド信号がアクティブになる時間を超えてスイッチング・レギュレータの起動時の遅延時間が長くなるという点でさらに有利です。2番目の例では、遅延時間を発生させる部品を追加する必要なく、起動時の時間的な余裕が確実に増えます。パワーグッド信号を使用するのが望ましくないアプリケーションでは、R<sub>START</sub>とC<sub>PVCC</sub>によって十分な時間的余裕を実現できます。R<sub>START</sub>およびC<sub>PVCC</sub>は、C1を充電するのに必要な時間より2、3倍長い遅延時間に設定してください。

### LTC4267-1のレイアウトに関する検討事項

LTC4267-1のレイアウトに関する最も重要な検討事項は、スイッチング・レギュレータに関連した補助用外付け部品の配置です。重要な部品の周囲のレイアウト方法がよくないと、効率、安定性、および負荷トランジェント応答性能が低下します。

LTC4267-1のスイッチング・レギュレータの場合は、C1、T1の1次側、Q1、およびR<sub>SENSE</sub>を流れる電流ループについてレイアウトに十分な注意が必要です。(表11を参照)。このループには大量のスイッチング電流が循環するので、これらの部品は互いに近づけて配置する必要があります。さらに、これらの部品の間には、広い銅トレースまたは銅プレーンを使用してください。このループの接続を完成するためにビアが必要な場合は、寄生抵抗を最小限に抑えて電流密度を減らすため、電流の流れる方向と垂直に複数のビアを並べて配置することが不可欠です。スイッチング周波数および電力レベルがかなり高いので、シールドと高周波レイアウトの技法を使用する必要があります。LTC4267-1のPGNDピンとR<sub>SENSE</sub>のPGND側

の間には、小電流、低インピーダンスの代替接続を大電流のループから遠ざけて使用してください。このケルビン検出法により、LTC4267-1によって測定される検出電圧の正確な表現が保証されます。

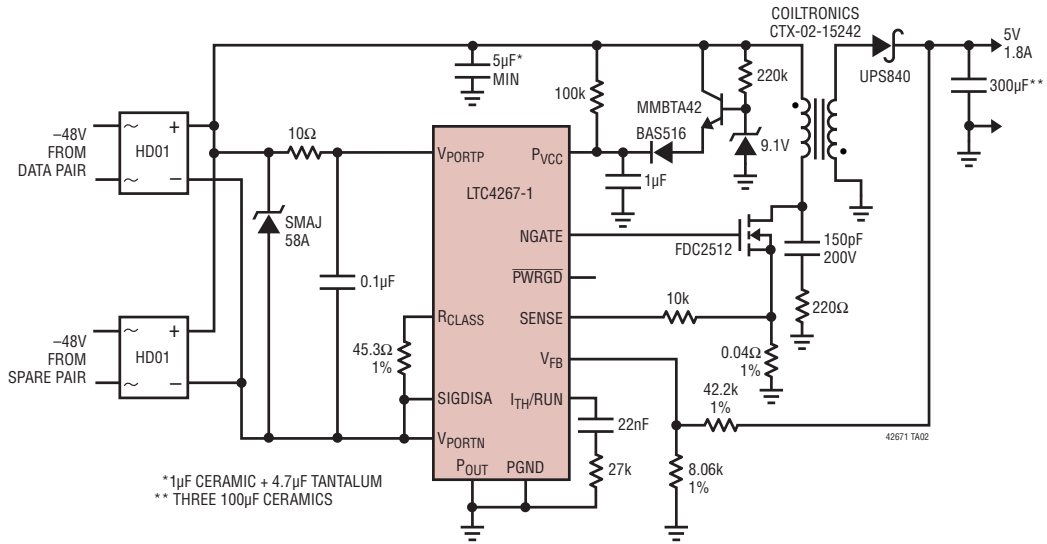
帰還抵抗R1およびR2、ならびに補償コンデンサC<sub>C</sub>の配置は、出力電圧の精度、メイン制御ループの安定性、および負荷トランジェント応答にとって非常に重要です。絶縁型設計のアプリケーションでは、R1、R2、およびC<sub>C</sub>は、配線長と配線容量を最小限に抑えて、エラー・アンプの入力にできるだけ近づけて配置してください。非絶縁型アプリケーションでは、R1およびR2をLTC4267-1のV<sub>FB</sub>ピンにできるだけ近づけて配置し、C<sub>C</sub>をLTC4267-1のI<sub>TH</sub>/RUNピンにできるだけ近づけて配置してください。

要するに、大電流ループのレイアウトを全体的に密にして電流密度に細心の注意を払うことにより、PD内部でLTC4267-1の正常な動作を確保できます。

C14 (図9)を、LTC4267-1に物理的にできるだけ近づけてV<sub>PORTP</sub>ピンとV<sub>PORTN</sub>ピンの間に配置します。10Ωの直列抵抗をC14の近くに配置します。R<sub>CLASS</sub>ピンに過剰な寄生容量が発生しないようにしてください。SIGDISAピンはV<sub>PORTP</sub>ピンに隣接しているので、抵抗性結合または容量性結合があると、シグネチャ抵抗が誤って無効化されることがあります。安定した動作を確保するには、SIGDISAピンを電気的に接続してフロート状態のままにしないようにする必要があります。PD内の電圧は最大で-57Vになることがあるので、高電圧のレイアウト技法を採用するようにしてください。

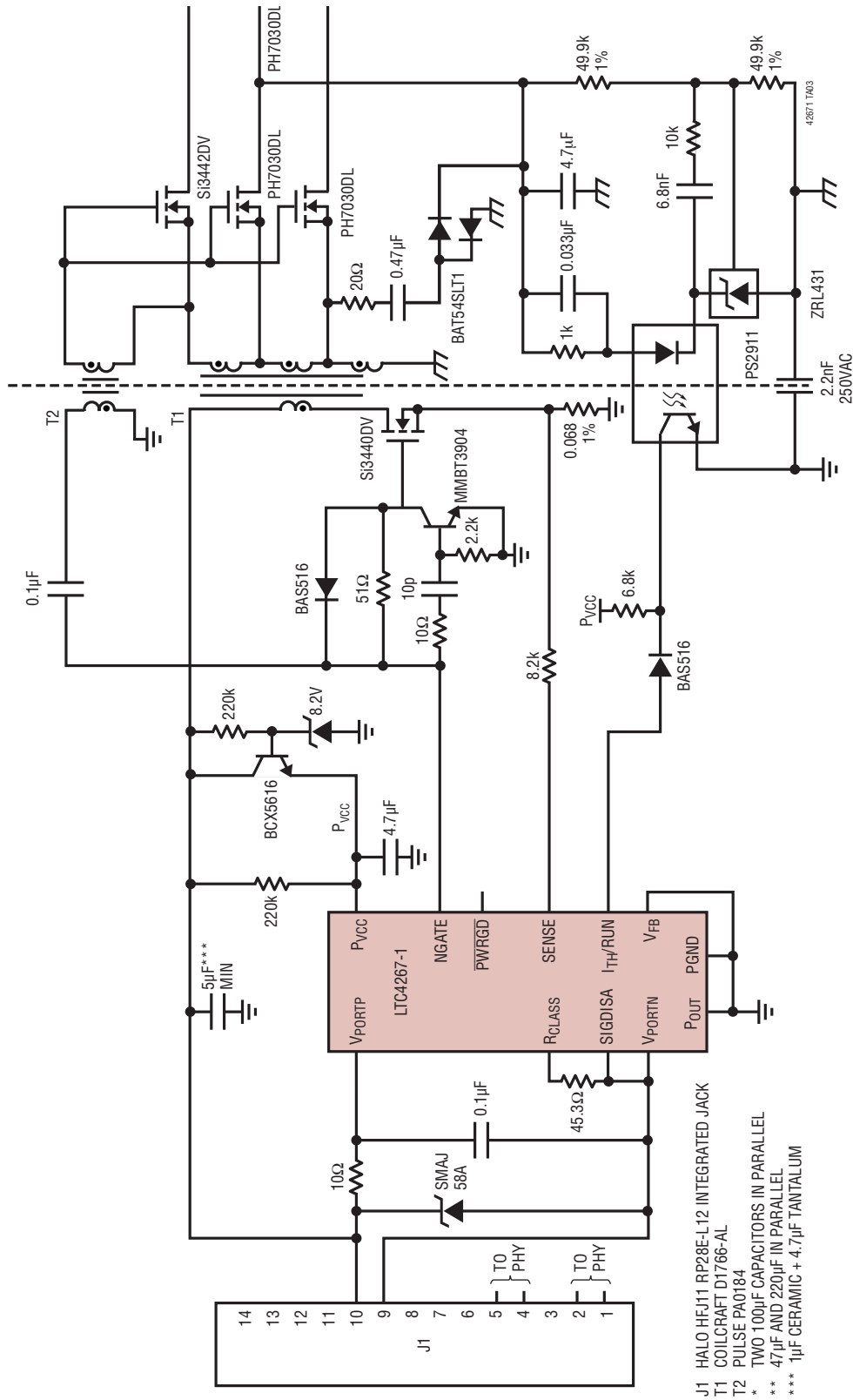
## 標準的応用例

### 5Vの非絶縁型電源を備えたクラス3のPD



標準的応用例

3出力の絶縁型電源を備えた同期式のクラス3のPD

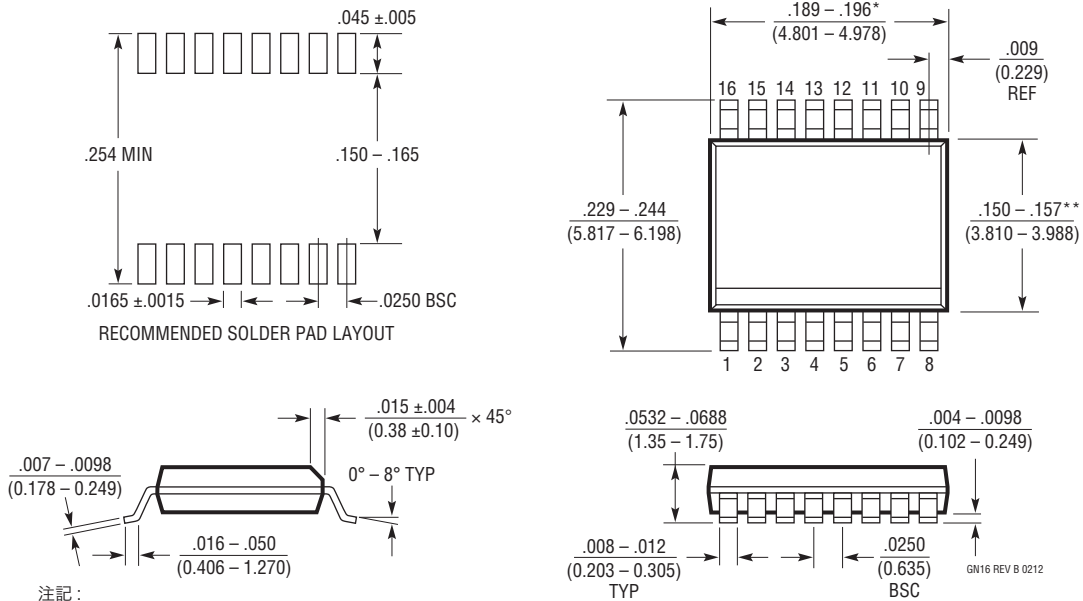


- J1 HALO HEJ11 RP28E-L12 INTEGRATED JACK
- T1 COILCRAFT D1766-AL
- T2 PULSE PA0184
- \* TWO 100μF CAPACITORS IN PARALLEL
- \*\* 47μF AND 220μF IN PARALLEL
- \*\*\* 1μF CERAMIC + 4.7μF TANTALUM

## パッケージ

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

### GNパッケージ 16ピン・プラスチックSSOP(細型0.150インチ) (Reference LTC DWG # 05-08-1641 Rev B)



注記:

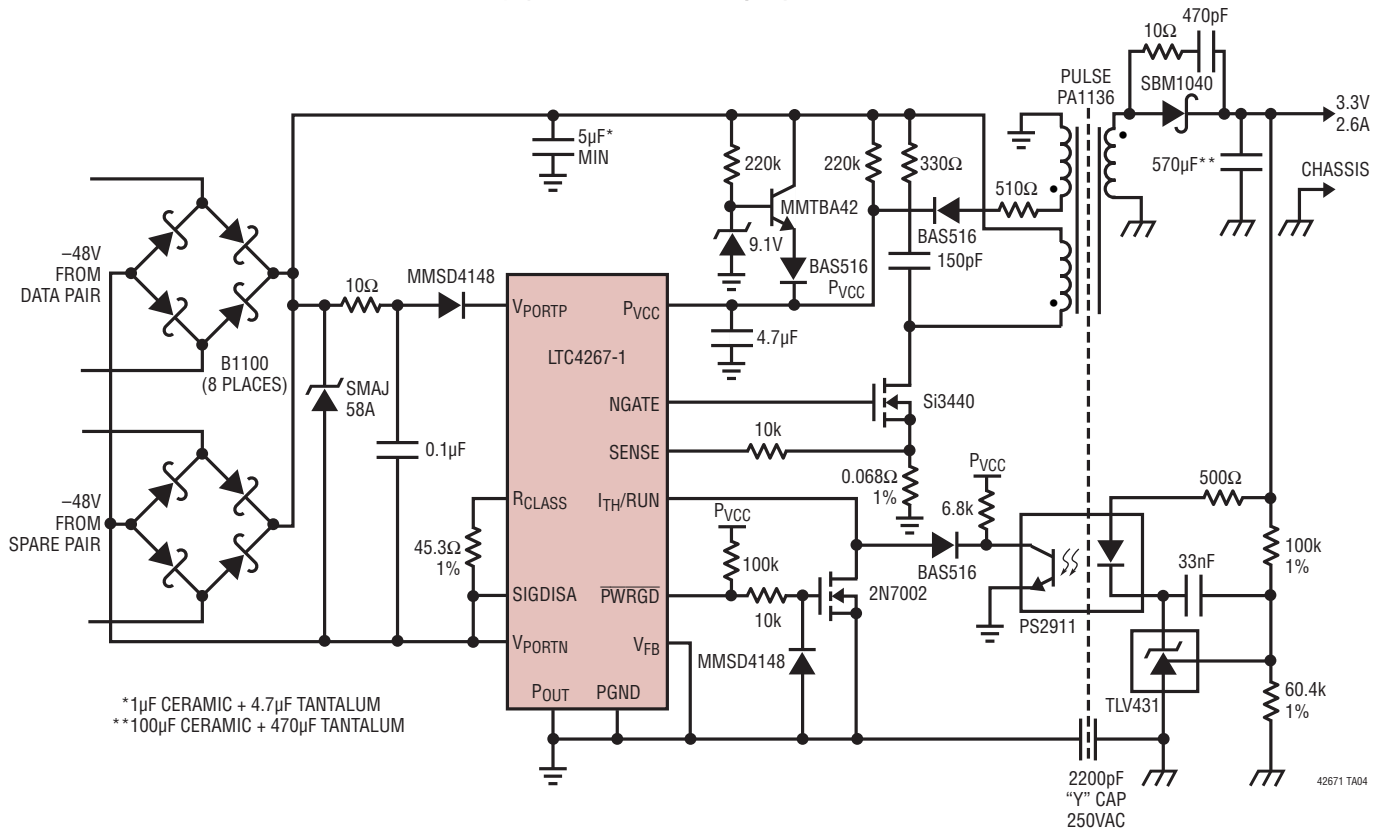
1. 標準寸法：インチ
  2. 寸法はインチ/(ミリメートル)
  3. 図は実寸とは異なる
  4. ピン1は斜めのエッジかへこみのいずれか
- \* 寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリは各サイドで  $0.006^{\circ}$  (0.152mm) を超えないこと
- \*\* 寸法にはリード間のバリを含まない。  
リード間のバリは各サイドで  $0.010^{\circ}$  (0.254mm) を超えないこと

## 改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	1/13	IEEE 802.3afの参考情報である12.95Wを13.0Wに変更。 クラス0およびクラス3の最大電力レベルを13.0Wに更新。 明確化のため図7からオプションの回路を削除。 図9および図10のVPORTPピンに10Ωの抵抗を追加。「入力コンデンサ」、「入力直列抵抗」、および「トランジェント電圧サプレッサ」のセクションを追加。 C14と10Ωの抵抗をレイアウト推奨事項に追加。 10Ωの抵抗をVPORTPピンに追加。	9 12 14 17、18 27 28、29、32

## 標準的応用例

3.3Vの絶縁型電源を備えた効率の高いクラス3のPD



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC4265	2 イベント分類認識機能付き IEEE 802.3at 高電力 PD インターフェイス・コントローラ	2 イベント分類の認識、突入電流: 100mA、1 本の抵抗でクラスをプログラミング、802.3at に完全に準拠
LTC4267	スイッチング・レギュレータ内蔵の IEEE 802.3af PD インターフェイス	100V、400mA のスイッチを内蔵、プログラム可能な分類、200kHz の固定周波数 PWM
LTC4269-1	フライバック・スイッチング・レギュレータ内蔵の IEEE 802.3at PD インターフェイス	2 イベント分類、プログラム可能な分類、同期整流式 No-Opto フライバック・コントローラ、スイッチング周波数: 50kHz ~ 250kHz、補助電源サポート
LTC4269-2	フォワード型スイッチング・レギュレータ内蔵の IEEE 802.3at PD インターフェイス	2 イベント分類、プログラム可能な分類、同期整流式 No-Opto フライバック・コントローラ、スイッチング周波数: 100kHz ~ 500kHz、補助電源サポート
LTC4278	フライバック・スイッチング・レギュレータ内蔵の IEEE 802.3at PD インターフェイス	2 イベント分類、プログラム可能な分類、同期整流式 No-Opto フライバック・コントローラ、スイッチング周波数: 50kHz ~ 250kHz、補助電源サポート
LT4275A	LTPoE++™ PD コントローラ	最大 90W を供給、外付け MOSFET により最小の電力損失および最高のシステム効率を達成、2 イベント分類、プログラム可能な分類
LT4275B	IEEE 802.3at PD コントローラ	外付け MOSFET により最小の電力損失および最高のシステム効率を達成、2 イベント分類、プログラム可能な分類
LT4275C	IEEE 802.3af PD コントローラ	外付け MOSFET により最小の電力損失および最高のシステム効率を達成、プログラム可能な分類
LTC4274	シングル PoE PSE コントローラ	最大 90W を供給、2 イベント分類、ポート電流とポート電圧のモニタリング
LTC4266	クワッド PoE PSE コントローラ	最大 90W を供給、2 イベント分類、ポート電流とポート電圧のモニタリング

42671fa