

スイッチング・レギュレータ搭載の Power over Ethernet IEEE 802.3af PD インタフェース

特長

- IEEE 802[®].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
- 300kHz 固定周波数動作
- 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 または DFN パッケージ

アプリケーション

- IP 電話のパワー・マネージメント
- 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。LTPE++ 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

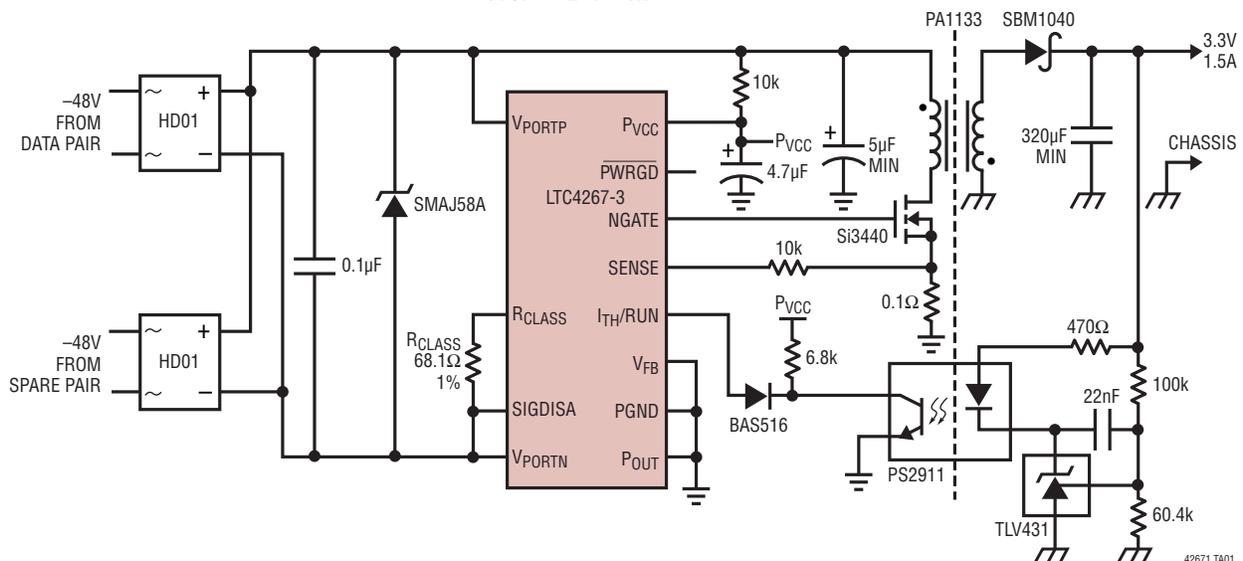
LTC[®] 4267-3 は IEEE 802.3af 準拠の受電機器 (PD) インタフェースに 300kHz 電流モード・スイッチング・レギュレータを組み合わせて、PD アプリケーションの完全な電源ソリューションを提供します。LTC4267-3 は、25kΩ のシグネチャ抵抗、分類電流ソース、熱過負荷保護、シグネチャ・ディスエーブルおよびパワーグッド信号に加えて、IEEE の要求するダイオード・ブリッジと共に使用するために最適化された低電圧ロックアウトを内蔵しています。LTC4267-3 は動作電流制限値が高いので、クラス 3 のアプリケーションに使用できる電力を最大にします。

300kHz 電流モード・スイッチング・レギュレータは、低周波の競合製品と比べて出力電力が増大し、外付け部品のサイズを削減します。LTC4267-3 は 6V 定格の N チャネル MOSFET をドライブするように設計されており、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小さく抑えます。エラー・アンプと電圧リファレンスを内蔵しているため、絶縁構成と非絶縁構成のいずれでも使用可能です。

LTC4267-3 は省スペースの高さの低い 16 ピン SSOP パッケージまたは DFN パッケージで供給されます。

標準的応用例

3.3V 絶縁型電源を備えたクラス 2 の PD



42671 TA01

42673fa

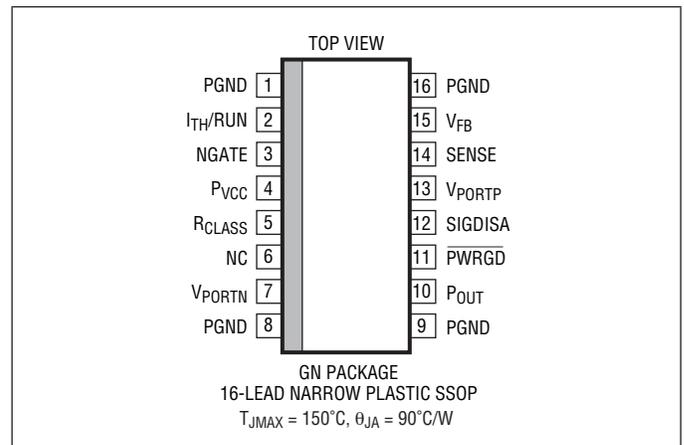
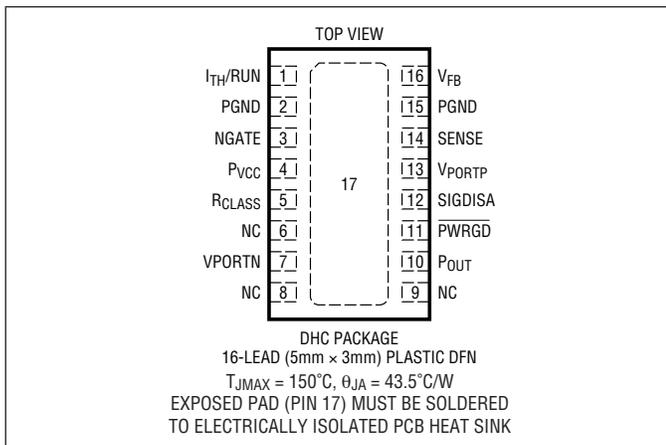
LTC4267-3

絶対最大定格 (Note 1)

V_{PORTP} を基準にした V_{PORTN} の電圧 $0.3V \sim -100V$
 P_{OUT} 、 $SIGDISA$ 、 $PWRGD$
 の電圧 $V_{PORTN} + 100V \sim V_{PORTN} - 0.3V$
 P_{VCC} - $PGND$ 間の電圧 (Note 2)
 低インピーダンス・ソース $-0.3V \sim 8V$
 供給される電流 $5mA$
 R_{CLASS} の電圧 $V_{PORTN} + 7V \sim V_{PORTN} - 0.3V$
 $PWRGD$ の電流 $10mA$
 R_{CLASS} の電流 $100mA$
 $NGATE$ - $PGND$ 間の電圧 $-0.3V \sim P_{VCC}$

V_{FB} 、 I_{TH}/RUN - $PGND$ 間の電圧 $-0.3V \sim 3.5V$
 $SENSE$ - $PGND$ 間の電圧 $-0.3V \sim 1V$
 $NGATE$ のピーク出力電流 ($< 10\mu s$) $1A$
 動作周囲温度範囲
 LTC4267C-3 $0^{\circ}C \sim 70^{\circ}C$
 LTC4267I-3 $-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$
 接合部温度 $150^{\circ}C$
 保存温度範囲 $-65^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$
 リード温度 (半田付け、10秒) $300^{\circ}C$

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
LTC4267CDHC-3#PBF	LTC4267CDHC-3#TRPBF	4267-3	16-Lead (5mm x 3mm) Plastic DFN	$0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$
LTC4267IDHC-3#PBF	LTC4267IDHC-3#TRPBF	4267-3	16-Lead (5mm x 3mm) Plastic DFN	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
LTC4267CGN-3#PBF	LTC4267CGN-3#TRPBF	4267-3	16-Lead Narrow Plastic SSOP	$0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$
LTC4267IGN-3#PBF	LTC4267IGN-3#TRPBF	4267I-3	16-Lead Narrow Plastic SSOP	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
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
LTC4267CDHC-3	LTC4267CDHC-3#TR	4267-3	16-Lead (5mm x 3mm) Plastic DFN	$0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$
LTC4267IDHC-3	LTC4267IDHC-3#TR	4267-3	16-Lead (5mm x 3mm) Plastic DFN	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
LTC4267CGN-3	LTC4267CGN-3#TR	4267-3	16-Lead Narrow Plastic SSOP	$0^{\circ}C$ to $70^{\circ}C$
LTC4267IGN-3	LTC4267IGN-3#TR	4267-3	16-Lead Narrow Plastic SSOP	$-40^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$

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 _{PORTN}	Supply Voltage	Voltage with Respect to V _{PORTP} Pin (Notes 4, 5, 6)	●			-57	V
	Maximum Operating Voltage		●	-1.5		-9.5	V
	Signature Range		●	-12.5		-21	V
	UVLO Turn-On Voltage		●	-34.8	-36	-37.2	V
	UVLO Turn-Off Voltage		●	-29.3	-30.5	-31.5	V
V _{TURNON}	P _{VCC} Turn-On Voltage	Voltage with Respect to PGND	●	7.6	8.7	9.2	V
V _{TURNOFF}	P _{VCC} Turn-Off Voltage	Voltage with Respect to PGND	●	4.6	5.7	7	V
V _{HYST}	P _{VCC} Hysteresis	V _{TURNON} - V _{TURNOFF}	●	1	3		V
V _{CLAMP1mA}	P _{VCC} Shunt Regulator Voltage	I _{PVCC} = 1mA, V _{I_{TH}/RUN} = 0V, Voltage with Respect to PGND	●	8.3	9.4	10.3	V
V _{MARGIN}	V _{CLAMP1mA} - V _{TURNON} Margin		●	0.05	0.6		V
I _{VPORTN_ON}	V _{PORTN} Supply Current when ON	V _{PORTN} = -48V, P _{OUT} , P _{WRGD} , SIGDISA Floating	●			3	mA
I _{PVCC_ON}	P _{VCC} Supply Current Normal Operation Start-Up	(Note 7)	●		240	350	μA
		V _{I_{TH}/RUN} - PGND = 1.3V P _{VCC} - PGND = V _{TURNON} - 100mV	●		40	90	μA
I _{VPORTN_CLASS}	V _{PORTN} Supply Current During Classification	V _{PORTN} = -17.5V, P _{OUT} Tied to V _{PORTP} , R _{CLASS} , SIGDISA Floating (Note 8)	●	0.35	0.5	0.65	mA
Δ _{CLASS}	Current Accuracy During Classification	10mA < I _{CLASS} < 40mA, -12.5V ≤ V _{PORTN} ≤ -21V (Note 9)	●			±3.5	%
R _{SIGNATURE}	Signature Resistance	-1.5V ≤ V _{PORTN} ≤ -9.5V, P _{OUT} Tied to V _{PORTP} , IEEE 802.3af 2-Point Measurement (Notes 4, 5)	●	23.25		26.00	kΩ
R _{INVALID}	Invalid Signature Resistance	-1.5V ≤ V _{PORTN} ≤ -9.5V, SIGDISA and P _{OUT} Tied to V _{PORTP} , IEEE 802.3af 2-Point Measurement (Notes 4, 5)	●		9	11.8	kΩ
V _{IH}	Signature Disable High Level Input Voltage	With Respect to V _{PORTN} High Level Invalidates Signature (Note 10)	●	3		57	V
V _{IL}	Signature Disable Low Level Input Voltage	With Respect to V _{PORTN} Low Level Enables Signature	●			0.45	V
R _{INPUT}	Signature Disable, Input Resistance	With Respect to V _{PORTN}	●	100			kΩ
V _{PG_OUT}	Power Good Output Low Voltage	I = 1mA V _{PORTN} = -48V, P _{WRGD} Referenced to V _{PORTN}	●			0.5	V
V _{PG_FALL} V _{PG_RISE}	Power Good Trip Point	V _{PORTN} = -48V, Voltage between V _{PORTN} and P _{OUT} (Note 11)	●	1.3	1.5	1.7	V
		P _{OUT} Falling P _{OUT} Rising	●	2.7	3	3.3	V
I _{PG_LEAK}	Power Good Leakage Current	V _{PORTN} = 0V, P _{WRGD} FET Off, V _{P_{WRGD}} = 57V	●			1	μA
R _{ON}	On-Resistance	I = 300mA, V _{PORTN} = -48V, Measured from V _{PORTN} to P _{OUT} (Note 11)	●		1	1.6	Ω
			●			2	Ω
V _{I_{TH}SDN}	Shutdown Threshold (at I _{TH} /RUN)	P _{VCC} - PGND = V _{TURNON} + 100mV	●	0.15	0.28	0.45	V
I _{THSTART}	Start-Up Current Source at I _{TH} /RUN	V _{I_{TH}/RUN} - PGND = 0V, P _{VCC} - PGND = 8V		0.2	0.3	0.4	μA
V _{FB}	Regulated Feedback Voltage	Referenced to PGND, P _{VCC} - PGND = 8V (Note 12)	●	0.780	0.800	0.812	V
I _{FB}	V _{FB} Input Current	P _{VCC} - PGND = 8V (Note 12)			10	50	nA
g _m	Error Amplifier Transconductance	I _{TH} /RUN Pin Load = ±5μA (Note 12)		200	333	500	μA/V
ΔV _{O(LINE)}	Output Voltage Line Regulation	V _{TURNOFF} < P _{VCC} < V _{CLAMP} (Note 12)			0.05		mV/V
ΔV _{O(LOAD)}	Output Voltage Load Regulation	I _{TH} /RUN Sinking 5μA, P _{VCC} - PGND = 8V (Note 12)			3		mV/μA
		I _{TH} /RUN Sourcing 5μA, P _{VCC} - PGND = 8V (Note 12)			3		mV/μA
I _{POUT_LEAK}	P _{OUT} Leakage	V _{PORTN} = 0V, Power MOSFET Off, P _{OUT} = 57V (Note 13)	●			150	μA

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 14, 15)	●	350		450	mA
I_{LIM_LO}	Input Current Limit, Low Level	$V_{PORTN} = -48\text{V}$, $P_{OUT} = -43\text{V}$ (Note 14, 15)	●	90		205	mA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$V_{TH}/RUN - PGND = 1.3\text{V}$, $P_{VCC} - PGND = 8\text{V}$		270	300	330	kHz
$DCON(MIN)$	Minimum Switch On Duty Cycle	$V_{TH}/RUN - PGND = 1.3\text{V}$, $V_{FB} - PGND = 0.8\text{V}$, $P_{VCC} - PGND = 8\text{V}$			8	9.6	%
$DCON(MAX)$	Maximum Switch On Duty Cycle	$V_{TH}/RUN - PGND = 1.3\text{V}$, $V_{FB} - PGND = 0.8\text{V}$, $P_{VCC} - PGND = 8\text{V}$		70	80	90	%
t_{RISE}	NGATE Drive Rise Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$, $P_{VCC} - PGND = 8\text{V}$			40		ns
t_{FALL}	NGATE Drive Fall Time	$C_{LOAD} = 3000\text{pF}$, $P_{VCC} - PGND = 8\text{V}$			40		ns
V_{IMAX}	Peak Current Sense Voltage	$R_{SL} = 0$, $P_{VCC} - PGND = 8\text{V}$ (Note 16)	●	90	100	115	mV
I_{SLMAX}	Peak Slope Compensation Output Current	$P_{VCC} - PGND = 8\text{V}$ (Note 17)			5		A
t_{SFST}	Soft-Start Time	$P_{VCC} - PGND = 8\text{V}$			1.4		ms
$T_{SHUTDOWN}$	Thermal Shutdown Trip Temperature	(Notes 14, 18)			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る。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2: P_{VCC} の内部クランプ回路は $PGND$ を基準にして 9.4V に自己安定化する。

Note 3: LTC4267-3 は -1.5V ~ -57V の範囲の負電源電圧で動作する。混乱を避けるため、PD インタフェースの電圧はすべて絶対値で表示されている。「最大負電圧」のような用語は最も大きな負電圧を指し、「増加する負電圧」は負方向に大きくなる電圧を指す。

Note 4: LTC4267-3 は、PSE と PD の間に極性保護ダイオード 2 個分の電圧降下がある状態で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デバイスのピンを基準にしており、これらのダイオードの電圧降下を含めたときに IEEE 802.3af 規格を満たすように設計されている。「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 2 ポイント $\Delta V/\Delta I$ 方式を使って測定される。PD のシグネチャ抵抗はダイオードの抵抗値を考慮して 25k からオフセットされる。2 本の直列ダイオードを使用すると、PD の全抵抗が $23.75\text{k} \sim 26.25\text{k}$ になり、IEEE 802.3af 規格を満たす。LTC4267-3 のピンで測定される最小プローブ電圧は $-1.5\text{V} \sim -2.5\text{V}$ 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: PD インタフェースの UVLO 電圧には、起動時の発振を防ぐためにヒステリシスが含まれている。IEEE 802.3af の要件に従い、PD は最初の検査で直列抵抗が 20Ω の電圧源からパワーアップする。

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} ピンで設定される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 を参照)。

Note 9: I_{CLASS} は R_{CLASS} を流れる電流の測定値である。 ΔI_{CLASS} の精度は $I_{CLASS} = 1.237/R_{CLASS}$ として定義される理想電流を基準にしている。電流の精度には R_{CLASS} 抵抗のばらつきは含まれない。PD の全分類電流にはデバイスの静止電流 (I_{VPORTN_CLASS}) も含まれる。「アプリケーション情報」のセクションを参照。

Note 10: 25k のシグネチャ抵抗をディスエーブルするには、SIGDISA を V_{PORTN} に接続するか、 V_{PORTN} を基準にして SIGDISA を "H" に保つ。「アプリケーション情報」のセクションを参照。

Note 11: DHC パッケージの場合、このパラメータは設計とウェハーレベルのテストによって確認されている。

Note 12: スwitching・レギュレータは、 I_{TH}/RUN を電流制限範囲の中間点に維持しながら 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 13: $I_{P_OUT_LEAK}$ にはパワーグッド・ステータス回路によって P_{OUT} に流れる電流が含まれる。この電流は 25k シグネチャ抵抗で補償され、PD の動作に影響を与えない。

Note 14: LTC4267-3 の PD インタフェースは過熱保護機能を備えている。過熱状態が生じると、デバイスが過熱制限値より低い温度になるまで、PD インタフェースはスイッチング・レギュレータをオフする。LTC4267-3 は、PSE の誤った分類調査による熱的損傷に対しても保護されている。LTC4267-3 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 15: PD インタフェースにはデュアル・レベル入力電流制限機能が備わっている。起動時、 P_{OUT} の負荷コンデンサが充電される前は、PD の電流レベルは低いレベルに設定される。負荷コンデンサが充電され、 $P_{OUT} - V_{PORTN}$ 間の電圧差がパワーグッドしきい値より小さくなると、PD は高いレベルの電流制限に切り替わる。入力電圧が UVLO ターンオフしきい値を下回るまで、PD は高いレベルの電流制限に留まる。

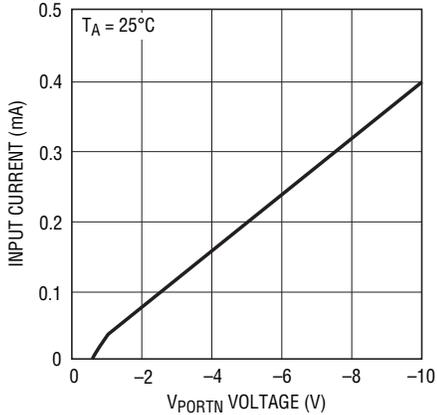
Note 16: ピーク電流検出電圧は、デューティ・サイクルと SENSE ピンに直列に接続されたオープンシジョンの外付け抵抗 (R_{SL}) に依存して低下する。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションのプログラム可能なスロー補償機能を参照。

Note 17: 設計により保証されている。

Note 18: LTC4267-3 は過熱負荷保護機能を備えている。過熱負荷保護は短時間のフォルト状態の間デバイスを保護するための機能で、過熱負荷状態での連続動作はデバイスの信頼性を損なう恐れがあるので、避ける必要がある。

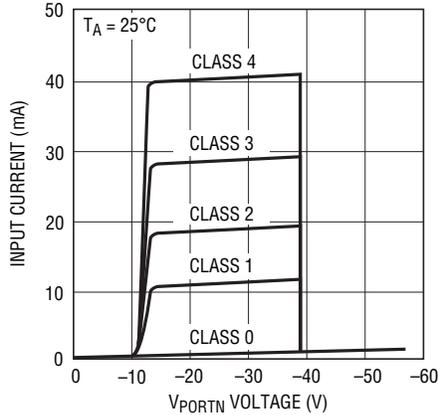
標準的性能特性

入力電流と入力電圧 25k 検出範囲



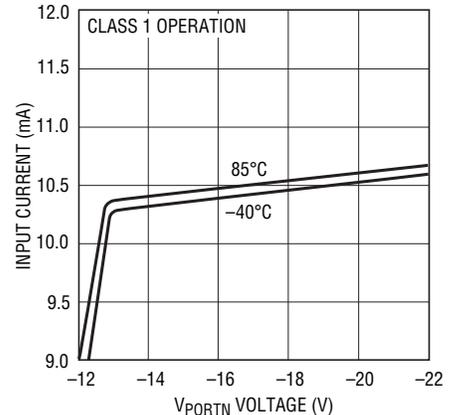
42673 G01

入力電流と入力電圧分類範囲



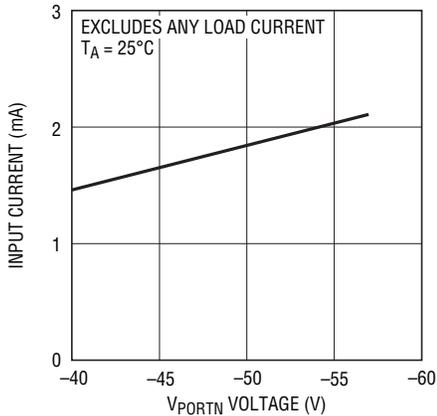
42673 G02

入力電流と入力電圧



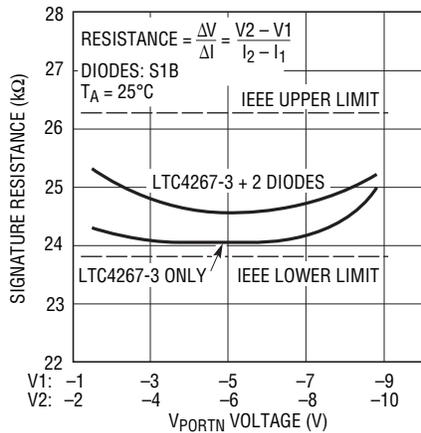
42673 G03

入力電流と入力電圧



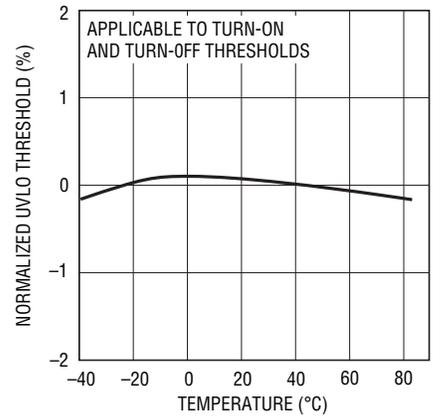
42673 G04

シグネチャ抵抗と入力電圧



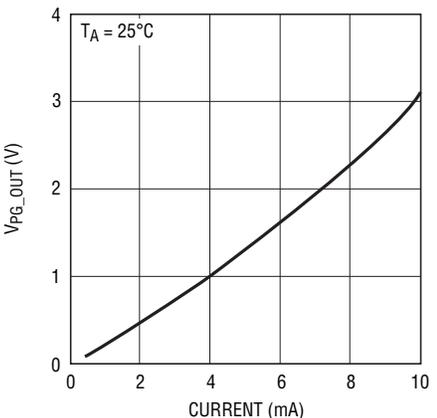
42673 G05

正規化された UVLO しきい値と温度



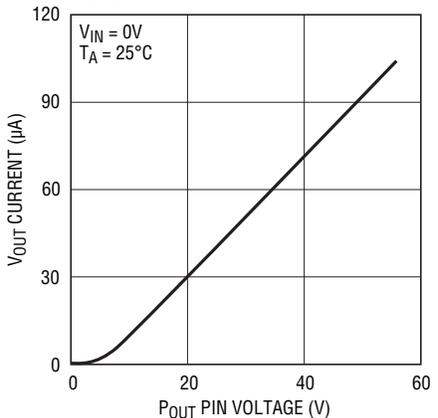
42673 G06

パワーグッド出力の“L”電圧と電流



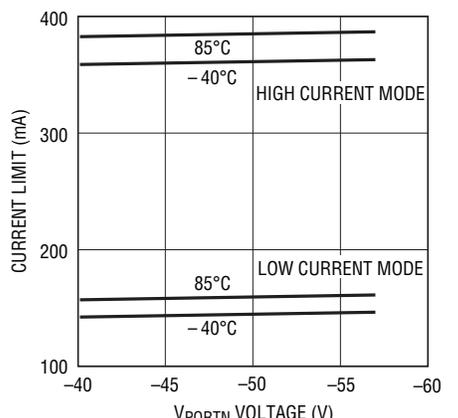
42673 G07

P_{OUT}の漏れ電流



42673 G08

電流制限と入力電圧

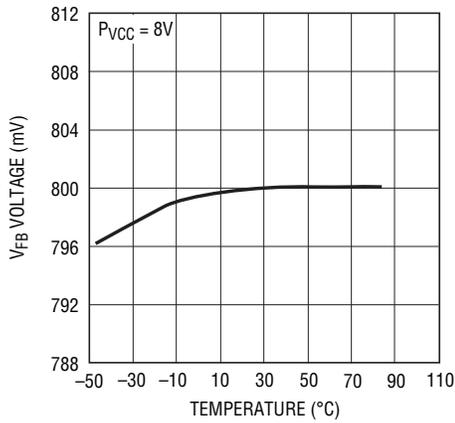


42673 G09

LTC4267-3

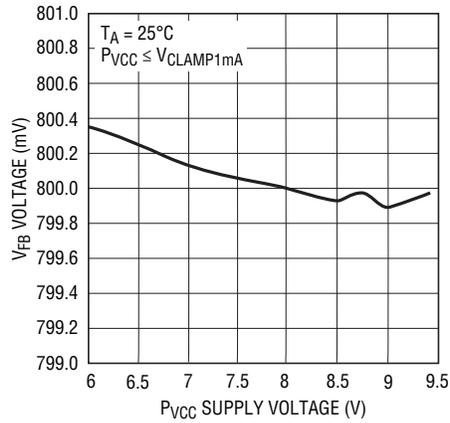
標準的性能特性

リファレンス電圧と温度



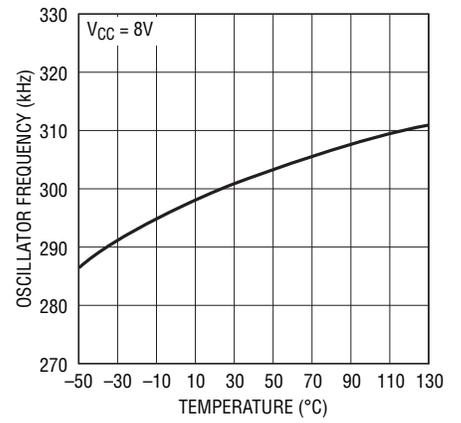
42673 G10

リファレンス電圧と電源電圧



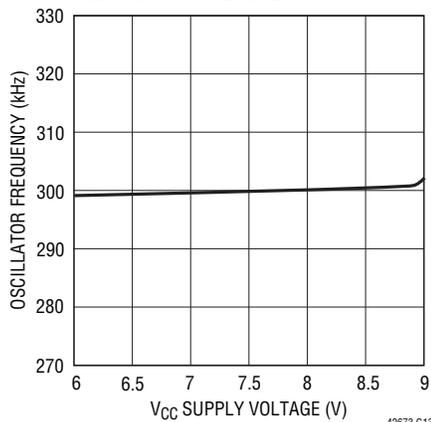
42673 G11

発振器周波数と温度



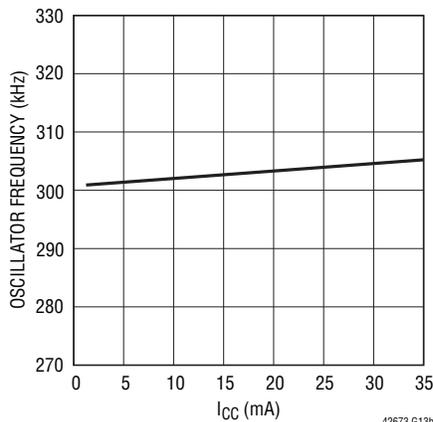
42673 G12

発振器周波数と電源電圧



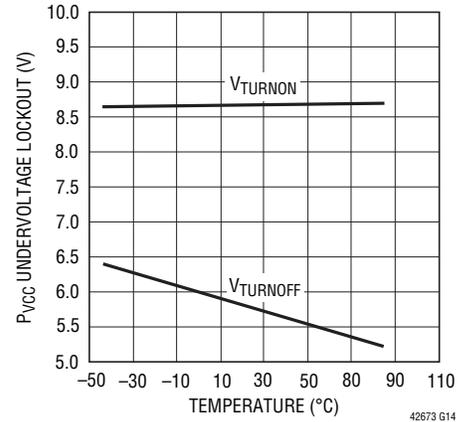
42673 G13

発振器周波数と V_{CC} シャント・レギュレータ電流



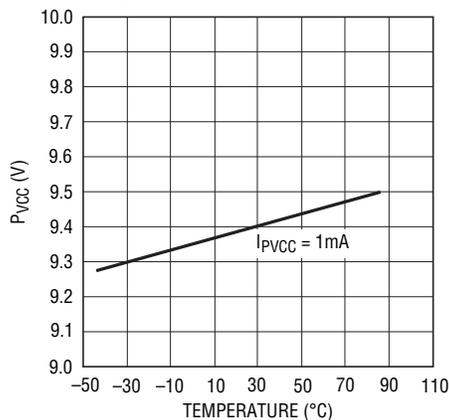
42673 G13b

P_{VCC} 低電圧ロックアウトしきい値と温度



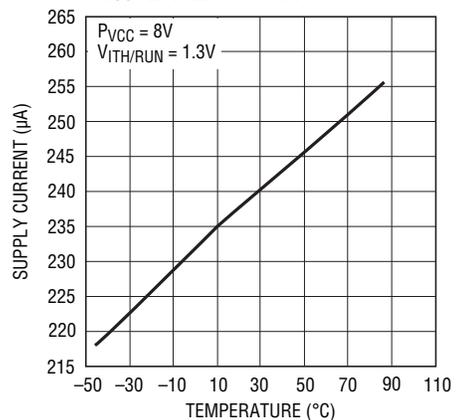
42673 G14

P_{VCC} シャント・レギュレータ電圧と温度



42673 G15

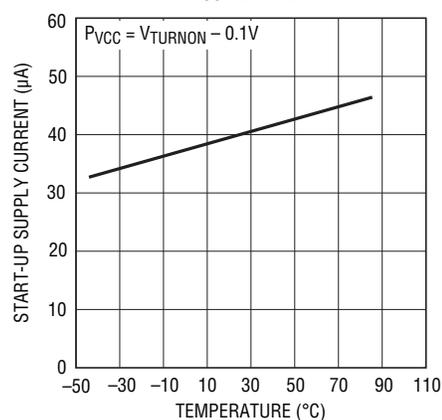
I_{PVCC} 電源電流と温度



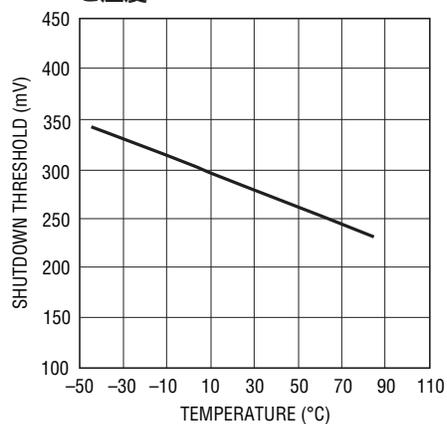
42673 G16

42673fa

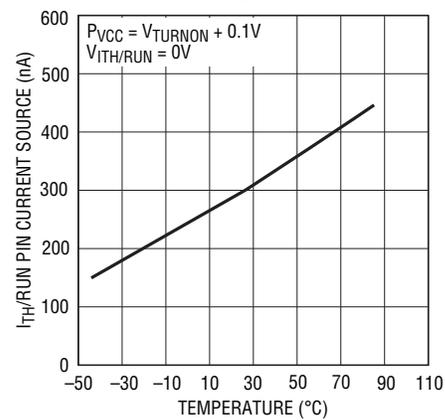
標準的性能特性

起動時の I_{PVCC} 電源電流と温度

42673 G17

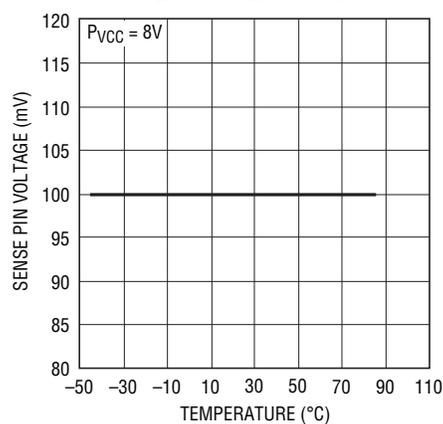
 I_{TH}/RUN のシャットダウンしきい値と温度

42673 G18

 I_{TH}/RUN の起動電流源と温度

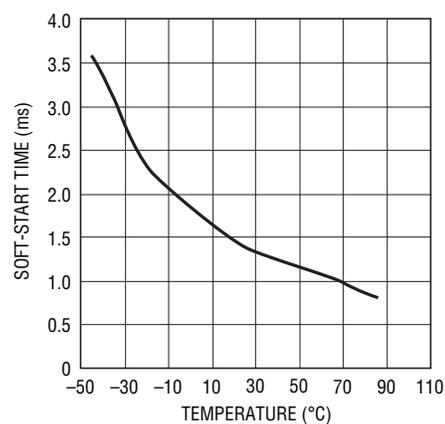
42673 G19

ピーク電流検出電圧と温度



42673 G20

ソフトスタート時間と温度



42673 21

ピン機能 (DFN/SSOP)

PGND (ピン2、15/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} に接続する必要があります。

I_{TH}/RUN (ピン1/ピン2) : 電流しきい値/起動入力。このピンは2つの機能を果たします。起動/シャットダウン制御入力とともに、スイッチング・レギュレータのエラーアンプの補償点として機能します。公称電圧範囲は0.7V～1.9Vです。このピンをPGNDを基準にして0.28Vより下に強制すると、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チャネルMOSFETをドライブし、PGNDから P_{VCC} まで振幅します。

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・レギュレータの正電源レールで、PGNDに接近させてデカップリングする必要があります。

R_{CLASS} (ピン5) : 分類選択入力。分類時にPDが維持する電流値を設定するのに使用されます。 R_{CLASS} と V_{PORTN} の間に抵抗を接続します(表2を参照)。

NC (ピン6、8、9/ピン6) : 内部接続なし。

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

P_{OUT} (ピン10) : 電源出力。入力電流を制限する内部パワーMOSFETを介して、スイッチング・レギュレータのPGNDピンと他のすべてのPD負荷に-48Vを供給します。電圧がターンオンUVLOしきい値に達するまで、 P_{OUT} は高インピーダンスになります。その後、出力は電流制限されます。「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) : オープンドレインのパワーグッド出力。PD MOSFETがオンして、スイッチング・レギュレータが動作を開始できることを知らせます。低インピーダンスでパワーグッド状態を示します。 \overline{PWRGD} は検出時、分類時、および熱過負荷状態では高インピーダンスになります。 \overline{PWRGD} は V_{PORTN} を基準にしています。

SIGDISA (ピン12) : シグネチャ・デイスエーブル入力。SIGDISAにより、PDはシグネチャ抵抗を無効な値にして非アクティブ状態に留まることができます。SIGDISAを V_{PORTP} に接続するとシグネチャ抵抗が無効な値にまで下がり、LTC4267-3のすべての機能がデイスエーブルされます。使用しない場合、SIGDISAを V_{PORTN} に接続します。

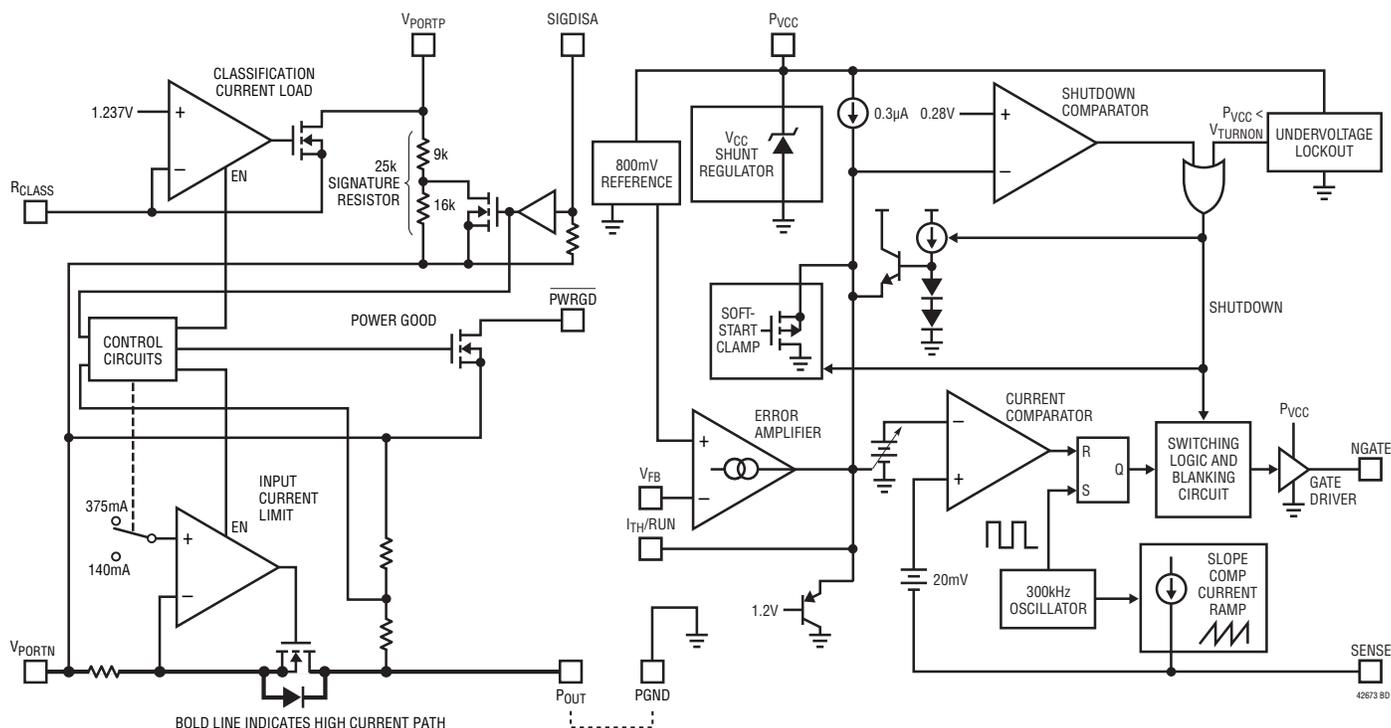
V_{PORTP} (ピン13) : 正電源入力。入力ダイオードを介して入力ポートの電源リターンに接続します。

SENSE (ピン14) : 電流検出。このピンは2つの機能を果たします。外付け検出抵抗両端の電圧を測定することにより、レギュレータのスイッチ電流をモニタします。また、オプションの外付け設定抵抗両端にスロー補償電圧を生じさせる電流ランプを注入します。「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16/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。

露出パッド (ピン17、DFNのみ) : グランド。露出パッドは電氣的に絶縁されたPCBのヒートシンクに半田付けする必要があります。

ブロック図



アプリケーション情報

概要

LTC4267-3は、受電機器(PD)インタフェース・コントローラと電流モード・フライバック・スイッチング・レギュレータの2つの主要なブロックに分割されます。受電機器(PD)インタフェースは、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ことが意図されており、調節された25kシグネチャ抵抗、分類用電流源、および入力電流制限回路を備えています。これらの機能がLTC4267-3に内蔵されているので、IEEE 802.3af規格のすべての要件を満たすPD用のシグネチャと電源のインタフェースを最少の外付け部品で形成することができます。

LTC4267-3のスイッチング・レギュレータの部分は固定周波数の電流モード・コントローラで、Power over Ethernetのアプリケーション向けに最適化されています。レギュレータは6VのNチャネルMOSFETをドライブするように設計されており、ソフトスタートとプログラム可能なスローブ補償機能を備えています。内蔵のエラーアンプと高精度リファレンスにより、PDの設計者は外付けのアンプやリファレンスを必要とせずに非絶縁トポロジーを選択することができます。LTC4267-3は、IEEEに準拠した給電機器(PSE)と、IEEE 802.3af規格の突入電

流の要件を満たしていない従来のPSEの両方とインタフェースするように設計されています。LTC4267-3を使用しているPDは、初期突入電流制限を低いレベルに設定することにより、起動時にPSEから流れる電流を最小限に抑えます。起動後、LTC4267-3は高いレベルの電流制限に切り替わるので、IEEE 802.3afに準拠したPSEが存在する場合、PDは最大13.0Wを消費することができます。この低いレベルの電流制限により、LTC4267-3はIEEE 802.3af規格の突入電流制限値を超えることなく、任意の大きさの負荷コンデンサを充電することもできます。このデュアル・レベル電流制限により、システム設計者は従来のPSEと互換性のあるPDを柔軟に設計することができます。同時に、IEEE802.3afシステムで利用可能な高電力を活用できます。

PDの電源およびシグネチャのインタフェース機能のためにLTC4267-3を使用することにより、いくつかの利点が得られます。LTC4267-3の電流制限回路には100VパワーMOSFETが内蔵されています。この低リークMOSFETは、基板スペースとコストを節約すると同時に、25kシグネチャ抵抗の劣化を防ぐように仕様が規定されています。また、IEEE 802.3af規格の突入電流制限の要件により、PDに大きなトランジェント電

42673fa

LTC4267-3

アプリケーション情報

力損失が生じる可能性があります。LTC4267-3は小型16ピン・パッケージを過熱させることなくターンオン・シーケンスを複数回実行できるように設計されています。過度の電源サイクルが生じた場合、LTC4267-3は熱過負荷保護を行って内蔵パワーMOSFETを安全動作領域内に保ちます。

動作

図1と表1に示すように、LTC4267-3のPDインタフェースには、与えられた入力電圧に応じて、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規格で規定されている要件を満たしています。入力電圧はV_{PORTN}ピンに与えられ、V_{PORTP}ピンを基準にして負でなければなりません。LTC4267-3のPDインタフェース部分のデータシートの電圧はV_{PORTP}を基準にしていますが、スイッチング・レギュレータの電圧はPGNDを基準にしています。PGNDはP_{OUT}に接続されていると仮定しています。データシート全体で異なった接地記号が使用されていることに注意してください。

表1. LTC4267-3の動作モードと入力電圧の関係

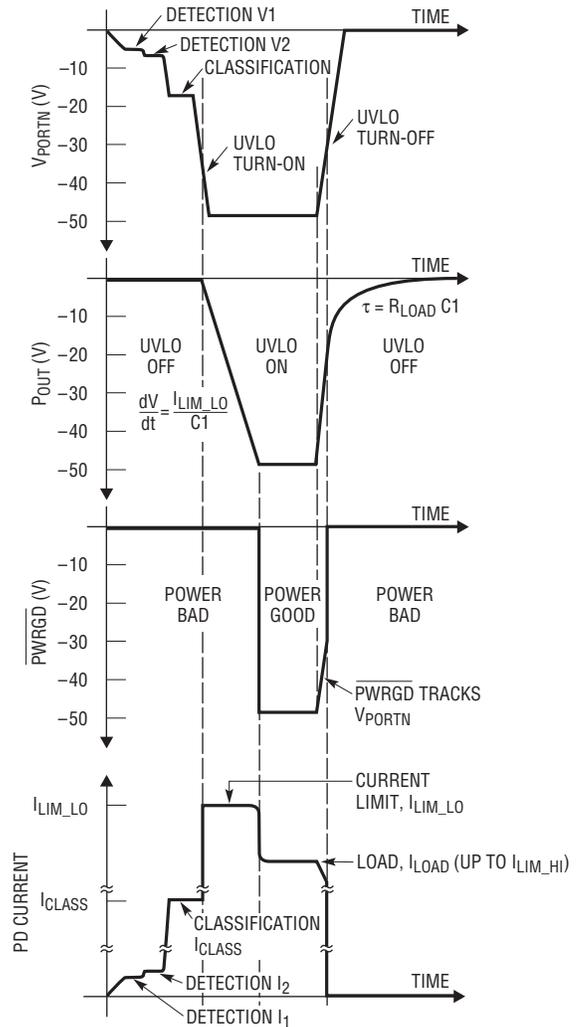
入力電圧 (V _{PORTP} を基準にしたV _{PORTN})	LTC4267-3の動作モード
0V ~ -1.4V	非アクティブ
-1.5V ~ -9.5V**	25kシグネチャ抵抗の検出
-9.8V ~ -12.4V	分類負荷電流が0%から100%までランプアップ
-12.5V ~ UVLO*	分類負荷電流がアクティブ
UVLO* ~ -57V	電源がスイッチング・レギュレータに接続される

*V_{PORTN} UVLOにはヒステリシスが含まれている。

上昇時入力しきい値 ≒ -36.0V

下降時入力しきい値 ≒ -30.5V

**LTC4267-3のピンで測定した値。LTC4267-3は、要求されるダイオード・ブリッジを使って動作する場合、IEEE 802.3af規格の最小10Vを満たす。



VOLTAGES WITH RESPECT TO V_{PORTP}

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

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

I_{CLASS} DEPENDENT ON R_{CLASS} SELECTION

I_{LIM_LO} = 140mA (NOMINAL), I_{LIM_HI} = 375mA (NOMINAL)

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

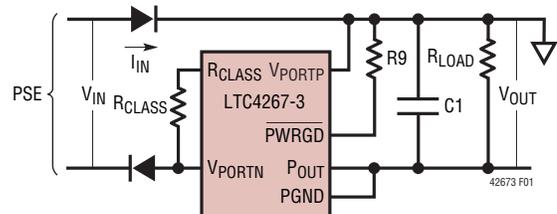


図1. 出力電圧、PWRGD、およびPD電流と入力電圧の関係

アプリケーション情報

直列ダイオード

IEEE 802.3afで定義されているPDの動作モードは、PDのRJ45コネクタの入力電圧を基準にします。PDは各入力でどちらの極性の電源も受け入れることができなければならないので、一般にダイオード・ブリッジを設置します(図2)。これを考慮に入れて、LTC4267-3では各動作範囲のしきい値ポイントでこれらのダイオードの電圧降下を補償しています。UVLO電圧についても同様の調整が行われています。

検出

PSEは検出時に $-2.8V \sim -10V$ の範囲の電圧をケーブルに印加して、 $25k$ シグネチャ抵抗を探します。これにより、ケーブル端のデバイスをPDとして識別します。端子電圧がこの範囲の場合、LTC4267-3は $25k$ の内部抵抗を V_{PORTP} ピンと V_{PORTN} ピンの間に接続します。この温度補償された高精度抵抗は適切なシグネチャを示して、PDが接続されており、給電を必要としていることをPSEに知らせます。低リークの内蔵UVLOスイッチにより、スイッチング・レギュレータ回路がシグネチャの検出に影響を与えないようにします。

LTC4267-3は、IEEEで要求されるダイオード・ブリッジの電圧と抵抗値の影響を補償するように設計されています。シグネチャ範囲はIEEEの範囲の下まで拡張され、ダイオード2個分の

電圧降下に対応しています。IEEE規格では、これらのダイオードのDCオフセットがシグネチャ抵抗の測定に影響を与えないようにするため、PSEが $\Delta V/\Delta I$ 測定手法を使用することを要求しています。ただし、ダイオードの抵抗はシグネチャ抵抗に直列に加わるので、PDの全シグネチャ抵抗に含める必要があります。LTC4267-3はシグネチャ・パスの2個の直列ダイオードの抵抗をオフセットすることによりこれらのダイオードを補償するので、LTC4267-3を使って形成されたPDはIEEE規格を満たします。

アプリケーションによっては、PDを検出させるかどうかの制御が必要になることがあります。この場合、SIGDISAピンを使って $25k$ シグネチャ抵抗をイネーブルおよびディスエーブルすることができます(図3)。SIGDISAピンを使ってシグネチャ抵抗をディスエーブルすると、シグネチャ抵抗はIEEE 802.3af規格では無効なシグネチャである $9k$ (標準)に変化します。この無効なシグネチャは $-2.8V \sim -10V$ のPD入力電圧に対して示されます。入力が $-10V$ を超えるとシグネチャ抵抗は $25k$ に戻り、LTC4267-3の電力損失を最小限に抑えます。シグネチャをディスエーブルするには、SIGDISAを V_{PORTN} に接続します。代わりに、SIGDISAピンを V_{PORTN} を基準にして“H”にドライブすることもできます。SIGDISAが“H”のとき、PDインタフェースのすべての機能がディスエーブルされます。

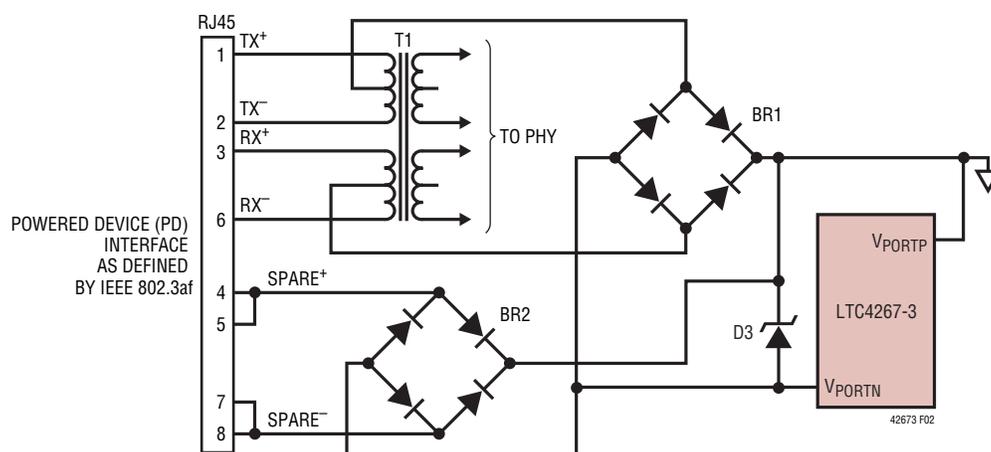


図2. 主入力と予備入力にダイオード・ブリッジを使用したLTC4267-3 PDのフロントエンド

LTC4267-3

アプリケーション情報

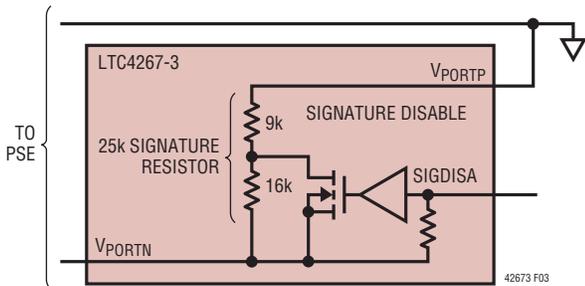


図3. ディスエーブル機能付き25kシグネチャ抵抗

分類

PSEがPDを検出すると、PSEはオプションとしてPDを分類することができます。PSEは分類によって消費電力の少ないPDを識別して、これらの機器に少ない電力を割り当てることができるので、効率良く電力を分配することができます。IEEE 802.3af規格では、電力レベルが異なる5つのクラス(表2)が定義されています。設計者はPDの消費電力に基づいて適切な分類を選択します。各クラスにはPDが分類調査時にラインに流す固有の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の電力要件を決定します。

分類時(図4)、PSEは-15.5V～-20.5Vの固定電圧をPDに与えます。入力電圧がこの範囲の場合、LTC4267-3は負荷電流をVPORTPピンからRCLASS抵抗を通して流します。負荷電流の大きさはRCLASS抵抗によって設定されます。各クラスに対応する抵抗値を表2に示します。LTC4267-3はまだスイッチング・レギュレータに電源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は干渉しないことに注意してください。

表2. IEEE 802.3afの電力分類とLTC4267-3のRCLASS抵抗の選択

クラス	用法	PDの入力での最大電力レベル (W)	公称分類負荷電流 (mA)	LTC4267-3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は現時点では予備用のため使用不可。

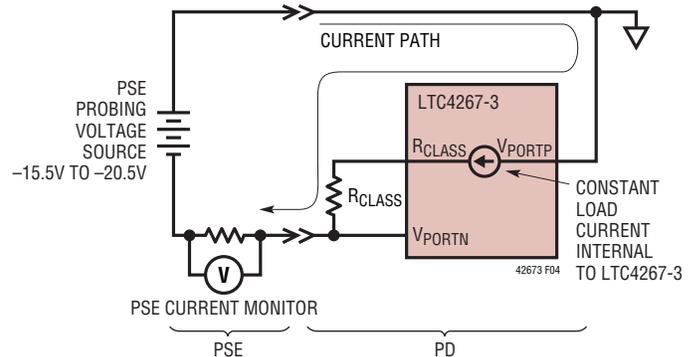


図4. IEEE 802.3afの分類調査

IEEE 802.3af規格では、PD内で大量の電力が消費されるため、分類時間は75msに制限されています。LTC4267-3はこの時間の電力損失を処理するように設計されています。PSEによる調査が75msを超えると、LTC4267-3が過熱状態になることがあります。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。入力電圧がUVLOターンオン電圧を超えるまでLTC4267-3は分類モードに留まります。

VPORTNの低電圧ロックアウト

IEEE規格ではPDに対して42Vの最大ターンオン電圧と30Vの最小ターンオフ電圧を要求しています。さらに、PSEとPD間の配線の抵抗性損失による起動時の発振を防ぐため、PDは大きなオン/オフ・ヒステリシスを備えている必要があります。LTC4267-3は低電圧ロックアウト(UVLO)回路を内蔵しており、VPORTNのライン電圧をモニタして、内蔵スイッチング・レギュレータに電力を供給する時点を決定します(図5)。電力がスイッチング・レギュレータに供給されるまで、POUTピンは高インピーダンスであり、コンデンサC1に電荷が蓄積されていないのでグランド電位になっています。入力電圧がUVLOターンオンしきい値を超えると、LTC4267-3は検出用負荷と分類用負荷を切り離して、内部のパワーMOSFETをオンします。C1はLTC4267-3の電流制限制御のもとに充電され、POUTピンは0VからVPORTNに遷移します。このシーケンスを図1に示します。LTC4267-3にはヒステリシスを持ったUVLO回路がVPORTNに備わっており、入力電圧がUVLOのターンオフしきい値を下回るまで負荷への給電を続けます。入力電圧が-30Vを下回ると内部のパワーMOSFETがオフし、分類

アプリケーション情報

電流が再度イネーブルされます。C1はPD回路を通して放電し、P_{OUT}ピンは高インピーダンス状態になります。

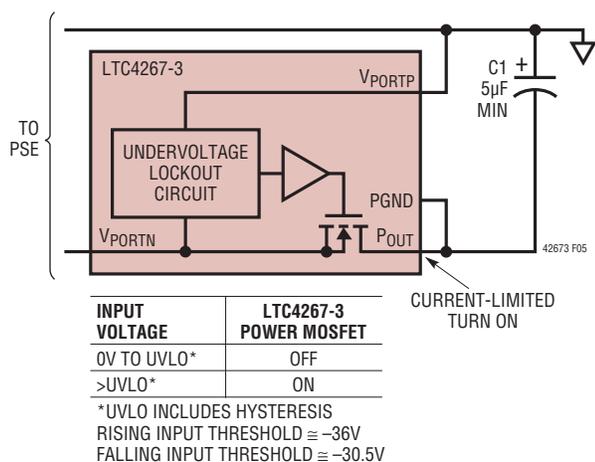


図5. LTC4267-3のV_{PORTN}低電圧ロックアウト

入力電流制限

IEEE 802.3afは最大突入電流を規定しており、またV_{PORTP}ピンとP_{OUT}ピンの間の最小負荷コンデンサも規定しています。システム内のターンオン・サージ電流を制御するため、LTC4267-3には内蔵のパワーMOSFETと検出抵抗を使ったデュアル・レベル電流制限回路が内蔵されており、追加の外付け部品なしに完全な突入電流制御回路を実現します。LTC4267-3はターンオン時に入力電流を低いレベルに制限するので、負荷コンデンサはライン電圧まで制御された状態でランプアップします。

LTC4267-3は、IEEE 802.3af規格の突入電流の要件を満たしていない従来のPSEとインタフェースするように設計されています。LTC4267-3の電流制限は起動時には低いレベルに設定されます。C1が充電され、P_{OUT} - V_{PORTN}間の電圧差がパワーグッドしきい値を下回ると、LTC4267-3は高いレベルの電流制限に切り替わります。デュアル・レベル電流制限により、電流供給能力に限界のある従来のPSEでもPDをパワーアップすることができ、またPDはIEEE 802.3afに準拠したPSEから最大電力を引き出すこともできます。また、デュアル・レベル電流制限により、任意の大きさの負荷コンデンサを使用することができます。IEEE 802.3af規格では、起動時にPDが突入電流の制限値を50ms以上超えないことが要求されています。

負荷コンデンサがIEEEの突入電流制限の規格値より小さい電流で充電されるので、LTC4267-3は50msの制限時間に制約されません。

LTC4267-3の電流制限が低いレベルから高いレベルに切り替わるとき、一時的に電流が増加します。この電流スパイクは、LTC4267-3が最後の1.5Vを高いレベルの電流制限で充電する結果生じます。10µFのコンデンサを充電する場合、標準的な電流スパイクは幅が100µsで、低いレベルの電流制限の公称値の125%です。

LTC4267-3は、入力電圧がUVLOターンオフしきい値を下回るまで高いレベルの電流制限モードに留まります。このデュアル・レベル電流制限により、システム設計者は従来のPSEと互換性のあるPDを柔軟に設計することができるとともに、IEEE 802.3afシステムで利用可能な高電力配電を活用できます。

電流が制限された起動時に、大量の電力がパワーMOSFET内で消費されます。LTC4267-3のPDインタフェースはこの熱負荷を許容するように設計されており、内蔵パワーMOSFETへの損傷を避けるため、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に示す制限値以内に収まるように注意する必要があります。さらに、定常状態の電流はI_{LIM_HI}より小さくなければなりません。

パワーグッド

LTC4267-3のPDインタフェースにはパワーグッド回路(図6)が備わっています。この回路は、負荷コンデンサC1が満充電されており、スイッチング・レギュレータが動作を開始できることを知らせるのに使用されます。パワーグッド回路は内蔵UVLOパワーMOSFET両端の電圧をモニタし、この電圧が1.5Vを下回るとPWRGDが有効になります。パワーグッド回路にはヒステリシスが備わっているので、LTC4267-3はPWRGDを不用意にディスエーブルすることなく電流制限ポイントの近くで動作することができます。MOSFETの電圧が3Vまで上昇するまでは、PWRGDはディスエーブルされません。

入力ラインの電圧が急激に上昇すると、この電圧ステップはコンデンサC1を通して伝達され、パワーMOSFETの両端に現われます。LTC4267-3の応答は電圧ステップの大きさ、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依存します。高速で立ち上がる

アプリケーション情報

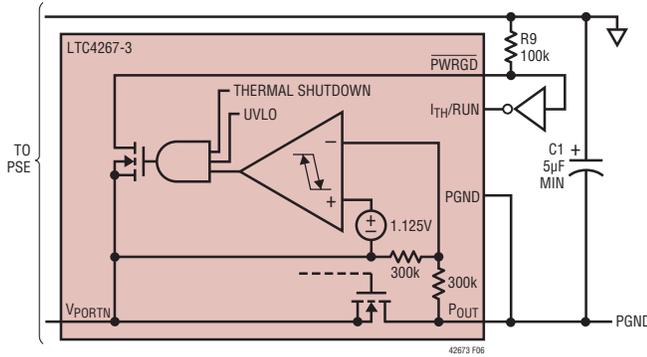


図6. LTC4267-3のパワーグッド

入力の場合、LTC4267-3は内部補助電流制限回路を使って短時間にコンデンサC1を充電しようとして、この状況では、PSEの電流制限が回路全体の制限を行う必要があります。低速で立ち上がる入力の場合、LTC4267-3の375mAの電流制限によりコンデンサC1の充電速度が設定されます。いずれの場合も、コンデンサが新しいライン電圧まで充電される間、 $\overline{\text{PWRGD}}$ 信号が短時間非アクティブになることがあります。PDの設計では、入力電圧ステップに対して $\overline{\text{PWRGD}}$ 信号を非アクティブにするかどうか、またこれが生じた場合の応答方法を決める必要があります。設計によっては、断続的なパワーバッド状態を無視するように、 $\overline{\text{PWRGD}}$ 信号にフィルタをかける方が望ましいこともあります。ローパス・フィルタをパワーグッド・インタフェースに挿入する方法を図7に示します。

大きな負荷コンデンサを使用し、かつ大きな電力を消費するPDを設計する場合、 $\overline{\text{PWRGD}}$ 信号を使ってスイッチング・レギュレータの起動を遅らせることが重要です。電流制限されたターンオン・シーケンスの間レギュレータがディスエーブルされないと、負荷コンデンサを充電するための電流をPD回路が消費して、入力の立ち上がりを低速にするため、LTC4267-3がサーマル・シャットダウンする可能性があります。

$\overline{\text{PWRGD}}$ ピンは、1mAをシンクする能力のある内部100Vオープン・ドレイン・トランジスタに接続されています。 $\overline{\text{VPORTN}}$ が低インピーダンスだと、パワーグッド状態を示します。 $\overline{\text{PWRGD}}$ はシグネチャ時、分類調査時および熱過負荷状態では高インピーダンスになります。ターンオフ時には、入力電圧が30Vを下回ると $\overline{\text{PWRGD}}$ は非アクティブになります。さらに、入力波形の立ち上がりが速い場合、ターンオン時に $\overline{\text{PWRGD}}$ が短時間アクティブになることがあります。 $\overline{\text{PWRGD}}$ は $\overline{\text{VPORTN}}$ ピンを基準にしており、アクティブ状態では $\overline{\text{VPORTN}}$ 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。

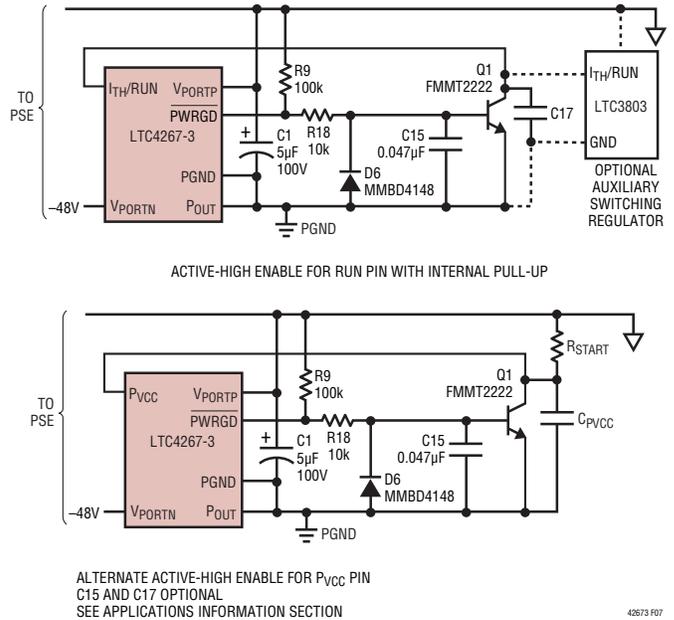


図7. パワーグッド・インタフェースの例

PDインタフェースの過熱保護

小型パッケージでも安全な動作温度を保ってデバイスの全機能を提供するため、LTC4267-3のPDインタフェースは熱過負荷保護機能を備えています。いくつかの要因により、LTC4267-3内で大きな電力損失が生じる可能性があります。起動時、負荷コンデンサが満充電される前に、LTC4267-3の瞬間的な電力損失が10Wに達することがあります。負荷コンデンサが充電されるにつれ、LTC4267-3内の電力損失は、DC負荷電流に依存する定常値に達するまで減少します。LTC4267-3内の電力損失が減少す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、LTC4267-3はサーマル・シャットダウンすることなく、標準で800µFの負荷コンデンサに対応することができます。大きな負荷コンデンサの場合、LTC4267-3のダイ温度は1回のターンオン・シーケンスの間に50°C程度上昇します。何らかの理由で電源がデバイスから切り離されてからすぐに再接続されたため、LTC4267-3が再度負荷コンデンサを充電する必要がある場合、安全対策が行われていない限り温度が過度に上昇します。

LTC4267-3のPDインタフェースはダイ温度をモニタして、熱による損傷からデバイス自体を保護します。ダイ温度が過熱トリップ・ポイントを超えると、デバイスが過熱設定ポイント以下に冷えるまで電流をゼロに減らすので、デバイス内部では電力がほとんど消費されません。LTC4267-3が負荷コンデンサを

アプリケーション情報

満充電してPDが起動した後、内部MOSFETを流れるPDのDC負荷電流による熱が少し残ります。

PSEが分類時に75msの調査時間の制限値を超えると、LTC4267-3が過熱状態になる可能性があります。ダイ温度が過熱トリップ・ポイントを超えると、LTC4267-3を保護するため、熱過負荷回路が分類電流をディスエーブルします。ダイがトリップ・ポイントより低い温度まで冷えると、分類電流が再度イネーブルされます。

PDは高い周囲温度で最大許容電源(57V)で動作するように設計されています。ただし、LTC4267-3が過熱トリップ・ポイントに達する前に満充電できる負荷コンデンサの大きさには限界があります。過熱トリップ・ポイントを断続的に超えてもLTC4267-3を損傷しませんが、コンデンサの充電を完了するのに時間がかかります。200 μ Fまでのコンデンサは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、電流モードのDC/DC変換の基礎的事項についてここでは解説しません。詳しい説明に関しては、「アプリケーションノート19」やAbraham Pressman著の「Switching Power Supply Design」などのテキストを参照してください。

Power over Ethernetのシステムでは、大部分のアプリケーションで絶縁型電源の設計が採用されています。このことは、出力電源からPDインタフェースまたはスイッチング・レギュレータの1次側へのどのようなDCの電氣的経路も存在しないということを意味します。DC絶縁は一般に順方向経路ではトランスによって実現され、帰還経路ではオプトアイソレータまたはトランスの3次巻線によって実現されます。このデータシートの表紙に示されている標準的アプリケーション回路は、オプトアイソレータを使った絶縁型設計の例です。非絶縁トポロジーが望ましいアプリケーションでは、LTC4267-3に帰還ポートと内蔵エラーアンプが備わっており、このような固有のアプリケーションのためにイネーブルすることができます。

標準的なアプリケーション回路(図11)の場合、絶縁トポロジーでは外付け抵抗分圧器を使って出力電圧の一部を外付

けエラーアンプに与えています。エラーアンプは、オプトアイソレータの入力LEDを通してアナログ電流を引き出すことで応答します。オプトアイソレータの出力のコレクタは、対応する電流を直列ダイオードを介して I_{TH}/RUN ピンに与えます。この方法では、絶縁を維持したまま I_{TH}/RUN ピンに帰還電圧を発生させます。

I_{TH}/RUN ピンの電圧により、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が制御されます。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トリップしきい値が設定されます。電流コンパレータは、外付けNチャネルMOSFETのソース端子に直列に接続された検出抵抗両端の電圧をモニタします。LTC4267-3は、自走周波数が300kHzの内部発振器がRSラッチをセットすると、外付けパワーMOSFETをオンします。電流コンパレータがラッチをリセットするか、または80%のデューティ・サイクルに達するか、どちらか先の事象でMOSFETをオフします。このようにして、フライバック・トランスの1次側と2次側を流れるピーク電流レベルは I_{TH}/RUN 電圧によって制御されます。

非絶縁トポロジーが望ましいアプリケーション(図11)では、外付け抵抗分圧器は出力電圧の一部をLTC4267-3の V_{FB} ピンに直接与えることができます。出力が望みの電圧のときに V_{FB} ピンの電圧が800mVの内部リファレンス電圧に等しくなるように、分割器を設計する必要があります。内部エラーアンプが I_{TH}/RUN ピンをドライブして応答します。LTC4267-3のスイッチング・レギュレータは前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

LTC4267-3のスイッチング・レギュレータには、動作をイネーブルおよびディスエーブルする2つのシャットダウン機能が備わっています。 P_{VCC} 電源ピンの低電圧ロックアウトと、外部回路が I_{TH}/RUN ピンを“L”にドライブするときの強制シャットダウンです。LTC4267-3のスイッチャは、状態図(図8)に従ってシャットダウンに遷移し、シャットダウンから回復します。PDインタフェースの 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

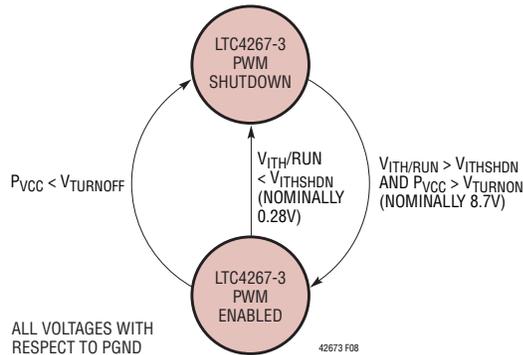


図8. LTC4267-3のスイッチング・レギュレータの起動/シャットダウンの状態図

P_{VCC} の低電圧ロックアウト機能は、LTC4267-3のスイッチング・レギュレータが不十分なゲート・ソース間電圧で外付けNチャネルMOSFETをドライブしようとするのを防ぎます。動作をイネーブルするには、 P_{VCC} ピンの電圧が少なくとも一時的に V_{TURNON} (PGNDを基準に公称8.7V)を超える必要があります。低電圧ロックアウトによりスイッチング・レギュレータがディスエーブルされるには、 P_{VCC} 電圧が $V_{TURNOFF}$ (PGNDを基準に公称5.7V)まで下がる必要があります。UVLOのヒステリシスの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ってLTC4267-3のスイッチング・レギュレータの効率を上げるアプリケーションをサポートします。

I_{TH}/RUN を $V_{ITHSHDN}$ (PGNDを基準にして公称0.28V)より低い電圧までドライブして、LTC4267-3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。0.3 μ Aの内部電流源は常に I_{TH}/RUN ピンを P_{VCC} にプルアップしようとし、 I_{TH}/RUN ピンの電圧が $V_{ITHSHDN}$ を超え、 P_{VCC} が V_{TURNON} を超えると、LTC4267-3のスイッチング・レギュレータが動作を開始し、内部クランプが直ちに I_{TH}/RUN ピンを約0.7Vにプルアップします。動作時、 I_{TH}/RUN ピンの電圧は約0.7Vから1.9Vまで変化して、電流コンパレータのゼロから最大までのしきい値を示します。

内部ソフトスタート

LTC4267-3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復帰するたびに、内部ソフトスタート機能がイネーブルされます。具体的には、 I_{TH}/RUN の電圧がクランプされ、1.4ms経過するまで最大値に達するのを妨げます。これにより、PDの入力電流が起動時に滑らかに制御された状態で立ち上がり、LTC4267-3インタフェースの電流制限の要件内に留まることができます。

調整可能なスロープ補償

LTC4267-3のスイッチング・レギュレータは、スロープ補償を必要とする設計のスロープ補償に使用することができる5 μ Aのピーク電流ランプをSENSEピンを介して注入します。この電流ランプはほぼリニアで、6%のデューティ・サイクルでゼロ電流から始まり、80%のデューティ・サイクルでピーク電流に達します。直列抵抗を使ったスロープ補償の設定に関しては、「外部インタフェースと部品の選択」のセクションで説明します。

外部インタフェースと部品の選択

入力インタフェース用トランス

イーサネット・ネットワークのノードは一般に絶縁トランスを介して外部とインタフェースします(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)側にセンタータップが必要です。インピーダンスを正しく整合させ、放射エミッションや伝導エミッションを避けるため、トランスの周囲に適切な終端が必要です。適切な絶縁トランスの選択と適切な終端方法については、Bel Fuse、Coilcraft、Pulse、Tycoなどのトランス・メーカー(表3)からサポートを受けることができます。これらのメーカーはPDアプリケーション向けに設計されたトランスを用意しています。

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 http://www.belfuse.com
Coilcraft, Inc.	1102 Silver Lake Road Cary, IL 60013 Tel:847-639-6400 FAX:847-639-1469 http://www.coilcraft.com
Pulse Engineering	12220 World Trade Drive San Diego, CA 92128 Tel:858-674-8100 FAX:858-674-8262 http://www.pulseeng.com
Tyco Electronics	308 Constitution Drive Menlo Park, CA 94025-1164 Tel:800-227-7040 FAX:650-361-2508 http://www.circuitprotection.com

アプリケーション情報

ダイオード・ブリッジ

IEEE 802.3afでは、RJ45コネクタのTX/RXワイヤまたは予備ワイヤ・ペアの2つの構成方法のどちらの電力配線も許容しています。PDは主入力と予備入力の両方でどちらの極性の電力でも受け入れることが要求されているので、異なった配線構成に対応するため、両方の入力にダイオード・ブリッジを設置するのが一般的です。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が57Vで給電される時、使用されないブリッジの逆方向漏れ電流が28 μ A以下であることも要求されています。

LTC4267-3は、V_{PORTN}ピンとV_{PORTP}ピンの間に生じる電圧に基づくいくつかの異なる動作モードを備えています。PDの設計で使用される入力ダイオードの順方向電圧降下は入力電圧を下げるので、モード間の遷移点に影響を与えます。LTC4267-3を使用する場合、この順方向電圧降下に十分注意を払う必要があります。サイズの大きなダイオードを選択すると、PDのしきい値がIEEE規格を超えるのを防ぐのに役立ちます。

アプリケーションによっては、PDの入力ダイオード・ブリッジが利用可能な電力の4%を超える電力を消費することがあります。電力損失を減らすにはショットキ・ダイオードを使用するのが望ましいかもしれません。ただし、標準ダイオード・ブリッジをショットキ・ダイオードのブリッジで置き換えると、モード間の遷移点が影響を受けます。IEEE 802.3af規格を満たすのに適切なしきい値ポイントを維持したままショットキ・ダイオードを使用する手法を図10に示します。ショットキ・ダイオードに

よって生じるUVLOターンオン電圧の変化を補償するためにD13が追加されていますが、D13は電力をほとんど消費しません。

入力コンデンサ

IEEE 802.3af/at規格には、AC切断機能を実現するためのインピーダンスの要件も含まれています。0.1 μ Fのコンデンサ(図9のC14)は、このACインピーダンスの要件を満たすために使用されています。

入力直列抵抗

リニアテクノロジーでは、顧客のコミュニティ・ケーブルの放電要件が当初のテスト・レベルのほぼ50万倍になっていることを把握しています。PDは、充電されたケーブルが接続され、PDのフロントエンドを介してエネルギーを消費するときだけでなく、電源システムのグラウンドが非常に大きなエネルギー(落雷など)に曝されたときにも、耐え抜いて確実に動作する必要があります。

このように大きなエネルギーが生じる場合、V_{PORTP}ピンに10 Ω の直列抵抗を追加すると、LTC4267-3によるPDの堅牢性が大幅に改善されます。(図9を参照。)TVSによってポート両端の電圧が制限され、10 Ω と0.1 μ Fの容量によってLTC4267-3のピンのエッジ・レートが低減されます。追加された10 Ω の直列抵抗は、LTC4267-3のPDインタフェースに動作上の影響を与えることも、IEEE 802.3規格の準拠に影響を与えることもありません。

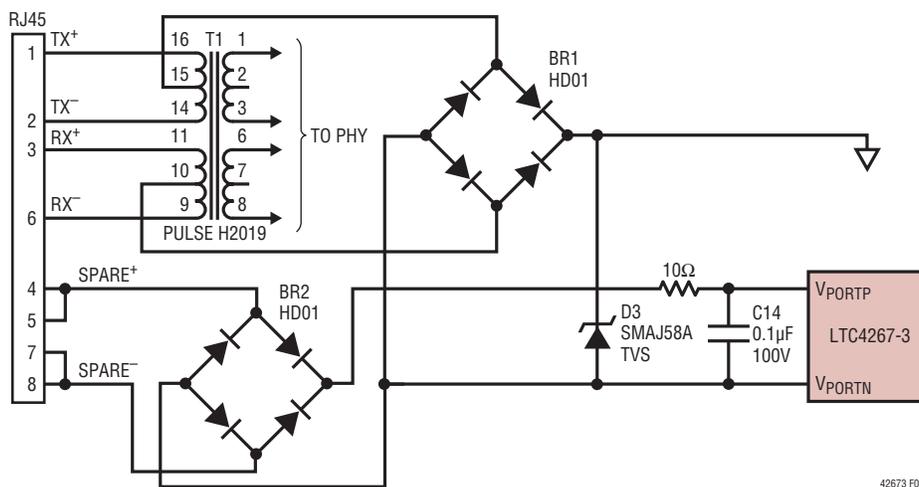


図9. 絶縁トランス、ダイオード・ブリッジ、およびコンデンサで構成したPDのフロントエンド

アプリケーション情報

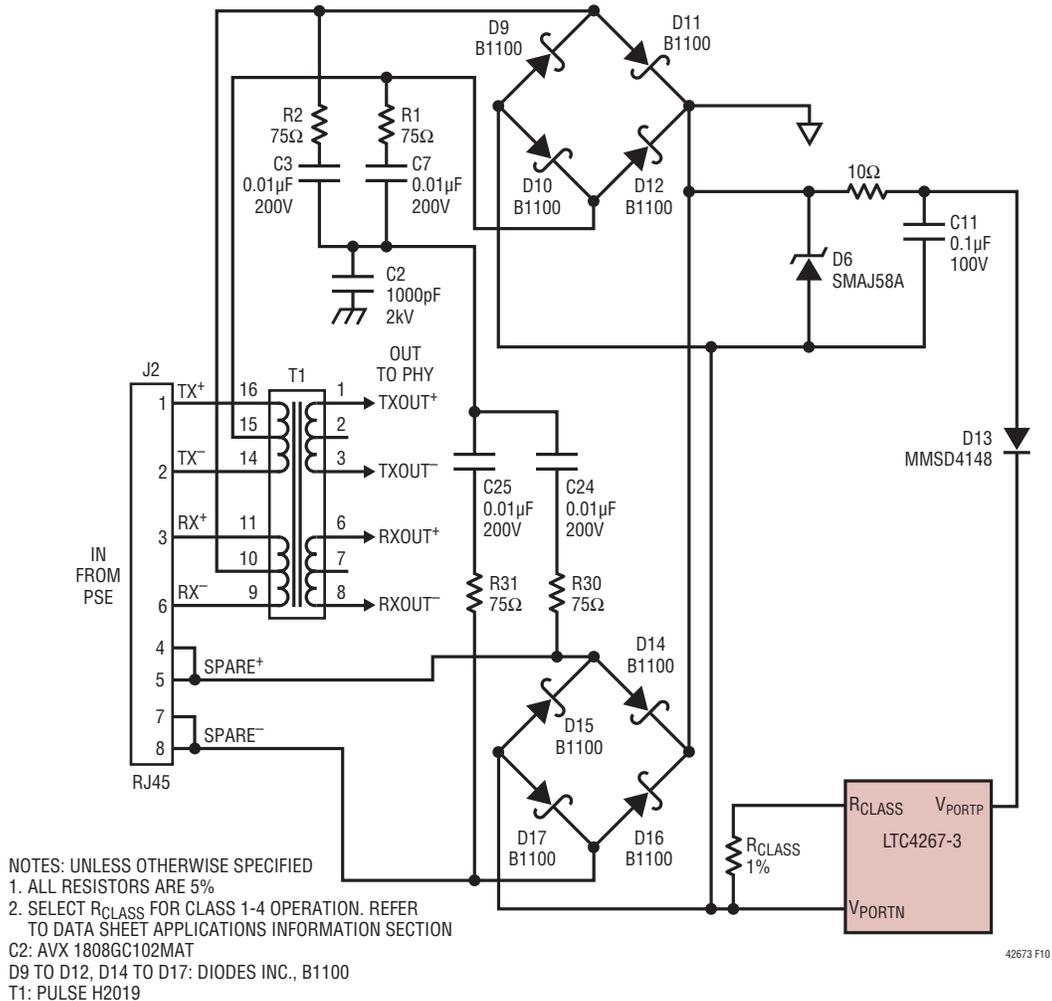


図10. 絶縁トランス、2個のショットキ・ダイオード・ブリッジで構成したPDのフロントエンド

トランジェント電圧サプレッサ

LTC4267-3は100Vの絶対最大電圧を規定しており、短時間の過電圧に耐えるように設計されています。ただし、外部とインタフェースするピンには、常に過度のピーク電圧が加わる可能性があります。LTC4267-3を保護するため、図9に示すように、入力ダイオード・ブリッジとLTC4267-3の間にトランジェント電圧サプレッサ(D3)を設置します。標準的なPDアプリケーションにはSMAJ58Aを推奨します。ただし、PDのフロントエンドが大きなエネルギー放電を吸収する必要があるアプリケーションには、SMBJ58Aが適しているかもしれません。

分類抵抗の選択(R_{CLASS})

IEEE規格ではPDを4つの異なったクラスに分類することができますが、クラス4は将来使用するための予備用です(表2)。R_{CLASS}からV_{PORTN}に接続されている外付け抵抗(図4)によって負荷電流の値が設定されます。設計者は、PDがどの電力カテゴリーに当てはまるかを決定してからR_{CLASS}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、R_{CLASS}の値は次のように計算できます。

$$R_{CLASS} = 1.237V / (I_{DESIRED} - I_{IN_CLASS})$$

アプリケーション情報

ここで、 I_{IN_CLASS} は分類時のLTC4267-3デバイスの電源電流で、「電氣的仕様」に示されています。 R_{CLASS} 抵抗は、分類回路全体の精度を低下させないために、許容誤差が1%以下のものにする必要があります。抵抗での電力損失は最大50mWで過渡的なものなので、発熱については通常問題になりません。ループの安定性を維持するため、レイアウトでは R_{CLASS} ノードの容量を最小限に抑えます。分類回路は R_{CLASS} ピンをフロートさせてディスエーブルすることができます。 R_{CLASS} ピンを V_{PORTN} に短絡しないでください。短絡すると、LTC4267-3の分類回路は非常に大きな電流をソースしようとするので、短時間でサーマル・シャットダウン状態になります。

パワーグッド・インタフェース

\overline{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。設計者は、オプションとしてこの信号を使用し、 I_{TH}/RUN ピンまたは P_{VCC} ピンを介して内蔵スイッチング・レギュレータをイネーブルすることができます。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”のインタフェース回路の例を図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。これは、図7のコンデンサC15を追加してローパス・フィルタを形成することによって実現することができます。示されている部品を使用すると、約200 μ s以下のパワーバッド状態は無視されます。逆に、他のアプリケーションでは、図7に示されているように、 $C_{P_{VCC}}$ またはC17を使ってスイッチング・レギュレータへの \overline{PWRGD} のアサートを遅らせる方が望ましいかもしれません。

設計者がパワーグッド信号を使ってスイッチング・レギュレータをイネーブルすることを推奨します。 \overline{PWRGD} を使用することにより、コンデンサC1が最終値の1.5V以内に達して負荷を受け入れる準備ができていたことが保証されます。LTC4267-3は、突然生じる負荷の電圧や電流の変動にスイッチング・レギュレータを早まってオフすることなく対応するため、大きなパワーグッド・ヒステリシスを持たせて設計されています。「アプリケーション情報」のセクションの「パワーアップ・シーケンス制御」を参照してください。

シグネチャ・ディスエーブル・インタフェース

25kシグネチャ抵抗をディスエーブルするにはSIGDISAピンを V_{PORTP} ピンに接続します。代わりに、SIGDISAピンを V_{PORTN}

を基準にして“H”にドライブすることもできます。シグネチャ・ディスエーブル・インタフェースの一例を図16のオプション2に示します。SIGDISAの入力抵抗が比較的大きく、しきい値電圧がかなり低いことに注意してください。プリント回路基板には高い電圧が生じるので、 V_{PORTP} ピンからの漏れ電流が不用意にSIGDISAを“H”に引き上げることがあります。トラブルが発生しない動作を保証するため、SIGDISAの近くでは高電圧レイアウトの手法を使用します。使用しない場合、SIGDISAを V_{PORTN} に接続します。

負荷コンデンサ

IEEE 802.3af規格ではPDが(図11のC1で与えられている)5 μ Fの最小負荷容量を維持することが要求されています。これよりはるかに大きな負荷コンデンサを持つことは許容されており、LTC4267-3は発熱が問題になる前に非常に大きな負荷コンデンサを充電することができます。負荷コンデンサは、スイッチング・レギュレータを適切に動作させるために十分なエネルギーを供給できるだけ十分大きくなければなりません。ただし、負荷コンデンサはあまり大きすぎるとはならず、大きすぎるとPDの設計がIEEE 802.3afの要件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による予期せぬ電源シャットダウンの問題が生じる可能性があります。以下の状況について検討します。PSEが-57V(最大許容値)で動作しており、PDが検出されて電源投入された場合、負荷コンデンサは-57Vの近くまで充電されます。なんらかの理由でPSEの電圧が突然-44V(最小許容値)に低下した場合、入力ブリッジが逆バイアスされ、PDの電力は負荷コンデンサから供給されます。負荷コンデンサのサイズとPDのDC負荷に依存して、ある程度の時間PDは全く電力を引き出しません。この時間がIEEE 802.3afで規定される300msの切断遅延時間を超えると、PSEはPDから電源を切り離します。このため、予期せぬシャットダウンが生じないようにする必要があります。

非常に小さい出力コンデンサ($\leq 10\mu$ F)は電流制限状態で急速に充電されます。出力の電圧が急速に変化すると電流制限が一時的に減少し、コンデンサの充電速度がいくらか低下することがあります。逆に、非常に大きなコンデンサを充電すると、電流制限がわずかに増加することがあります。いずれの場合も、出力電圧がその最終値に達すると、入力電流制限はその公称値に戻ります。

アプリケーション情報

負荷コンデンサは満充電されると、非常に大きなエネルギーを蓄積できます。このエネルギーがLTC4267-3内で不用意に消費されることがないようにPDを設計しなければなりません。極性保護ダイオードはケーブルの短絡事故による損傷を防ぎます。ただし、コンデンサの充電中にPD内でV_{PORTN}ピンがV_{PORTP}ピンに短絡すると、電流が内部MOSFETの寄生ボディ・ダイオードを通して流れ、LTC4267-3に永続的損傷を与える恐れがあります。

電力維持シグネチャ

IEEE 802.3afシステムでは、PSEは電力維持シグネチャ(MPS)を使って、PDが引き続き電力を必要とするかを判断します。PDが定期的に少なくとも10mAを流し、0.05μFと並列なPDのACインピーダンスが26.25kより小さいことをMPSは要求しています。DC電流が10mAより少ないか、またはACインピーダンスが26.25kより大きいと、PSEは電力供給を遮断する可能性があります。確実に電力供給を遮断するには、DC電流は5mA未満に、またACインピーダンスは2M以上に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}両端の抵抗分割器(図11のR1と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。望みの電圧を発生させるのに必要なR2とR1の比は次のように計算できます。

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

絶縁型電源のアプリケーションでは、V_{REF}は設計者の選択する外付けエラーアンプによって決まります。市販のエラーアンプやプログラム可能なシャント・レギュレータには1.25Vまたは2.5Vのリファレンスが内蔵されている場合があります。LTC4267-3の内部リファレンスとエラーアンプは絶縁型の設計では使用されないため、V_{FB}ピンをPGNDに接続します。

非絶縁型電源のアプリケーションでは、LTC4267-3の内部リファレンスとエラーアンプを使用することができます。抵抗分割器の出力はV_{FB}ピンに直接接続することができます。LTC4267-3の内部リファレンスは公称0.8Vです。

V_{OUT}から流れる静的電流による効率低下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くしますが、V_{OUT}がレギュレーション状態のときエラーアンプ・ピンへ流れるゼロでない入力電流に起因する誤差が1%未満になるように十分小さい大きさである必要があります。

エラーアンプとオプトアイソレータに関する検討事項

絶縁型トポロジーでは、外付けエラーアンプの選択はスイッチング・レギュレータの出力電圧に依存します。標準的なエラーアンプには1.25Vまたは2.5Vの電圧リファレンスが内蔵されています。アンプの出力とアンプの上側電源レールは多くの場合、内部で互いに接続されています。電源レールは通常広い上側電圧範囲で規定されていますが、リファレンス電圧を下回ることは許容されません。アンプの電源電圧が適切に管理されないと、これは絶縁型スイッチャの設計で問題になる可能性があります。スイッチャの負荷電流が減少して出力電圧が上昇すると、エラーアンプはLEDからさらに電流を引き出して応答します。LED電圧は1.5Vにもなることがあり、R_{LIM}とともに、エラーアンプの電源電圧を低下させます。エラーアンプに十分な余裕がないと、LEDとR_{LIM}の両端の電圧降下によりアンプが一時的にオフして、メイン・ループがロックアップ状態になる可能性があります。スイッチャにアンダーシュートが生じ、エラーアンプがシンク電流を解除するまで回復しません。エラーアンプに常に十分な余裕があるようリファレンス電圧とR_{LIM}の値を選択するように注意する必要があります。これらの問題を回避する別のソリューションとして、LT1431またはLT4430を使用します。これらのデバイスでは、エラーアンプの出力とアンプの電源レールが別個のピンから取り出されます。

PDの設計者は、帯域幅がメイン制御ループの帯域幅より十分広いオプトアイソレータを選択することも必要です。このステップを見落とすと、メイン制御ループの安定化が困難になることがあります。オプトアイソレータの出力コレクタの抵抗は帯域幅を広げるように選択することができますが、代償としてこの段の利得が減少します。

アプリケーション情報

出力トランスの設計に関する検討事項

外付け帰還抵抗分割器によって出力電圧が設定されるので、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(1:1、2:1、3:2など)を使用することができるので、合計巻数や相互インダクタンスの設定の自由度が増し、市販のトランスの使用が可能になります。

トランスの1次側または2次側のいずれの漏れインダクタンスも、出力スイッチ(図11のQ1)がオフした後に生じる電圧スパイクの要因になります。入力電源電圧にフライバック・パルスの2次側から1次側への換算電圧を加えた値(漏れスパイク電圧を含む)が、外付けMOSFETの許容ブレイクダウン電圧定格を超えてはなりません。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ブレイクダウンを防ぐため、「スナバ」回路が必要です。スナバの設計に関しては、「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、外付け電流検出抵抗(図11の R_{SENSE})により特定のアプリケーションに合わせて電流制限動作を最適化できます。電流検出抵抗を数オームから数十ミリオームまで変化させると、ピーク振幅電流は数分の1アンペアから数アンペアまで変化します。電流検出抵抗の値が小さいときは、回路が適切に動作するように特に注意する必要があります。

スイッチング電流が I_{TH}/RUN 電圧の全範囲を用いるように R_{SENSE} を選択します。公称電圧範囲は0.7V~1.9Vで、 R_{SENSE} は実験によって求めることができます。メイン・ループは電源に大きなコンデンサを接続することによって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最大許容負荷電流を電源の出力に供給します。 I_{TH}/RUN が1.9Vに近づくように R_{SENSE} を選択します。最後に、全動作範囲にわたって出力負荷電流を流し、 I_{TH}/RUN の電圧が0.7V~1.9Vの範囲内に保たれるようにします。 R_{SENSE} 抵抗の周囲のレイアウト

トランスが非常に重要です。たとえば、0.020Ωの検出抵抗の場合、1mΩ(0.001Ω)の寄生抵抗でもピーク・スイッチ電流を5%減少させます。プリント回路の銅箔トレースの抵抗は必ずしも無視できず、優れたレイアウト手法が必須です。

プログラム可能なスロープ補償

LTC4267-3のスイッチング・レギュレータは、ランピング電流をSENSEピンを介して外付けスロープ補償抵抗(図11の R_{SL})に注入します。この電流ランプは、NGATEピンがLTC4267-3の6%の最小デューティ・サイクルの間“H”になった後にゼロから開始します。この電流は、80%の最大デューティ・サイクルで5μAのピークに向かってリニアに増加し、NGATEピンが“L”になるとオフします。SENSEピンを電流検出抵抗(R_{SENSE})に接続する直列抵抗(R_{SL})がランピング電圧降下を生じます。LTC4267-3のSENSEピンから見ると、このランピング電圧は検出抵抗両端の電圧に加算されるので、電流コンパレータのしきい値はデューティ・サイクルに比例して実質的に低下します。これにより、低調波発振に対して制御ループが安定化されます。電流コンパレータのしきい値の低下量(ΔV_{SENSE})は次式を使って計算することができます。

$$\Delta V_{SENSE} = 5\mu A \cdot R_{SL} \cdot [(デューティ \cdot サイクル - 6\%) / 74\%]$$

注意：LTC4267-3は強制的に(6% < デューティ・サイクル < 80%)とします。

スロープ補償が不要な設計では R_{SL} を短絡に置き換えることができます。

トランスの3次巻線を使用するアプリケーション

標準的な動作トポロジーではトランスの1次側に3次巻線を使用することがあります。これは P_{VCC} ピンを介してLTC4267-3のスイッチング・レギュレータに給電します(図11)。ただし、この構成は本質的にセルフスタートしません。起動するには、通常、外付けの「トリクル充電」抵抗(R_{START})と、 P_{VCC} ピンの電圧をモニタする広いヒステリシスを持った内部低電圧ロックアウト回路を組み合わせ使用します。

アプリケーション情報

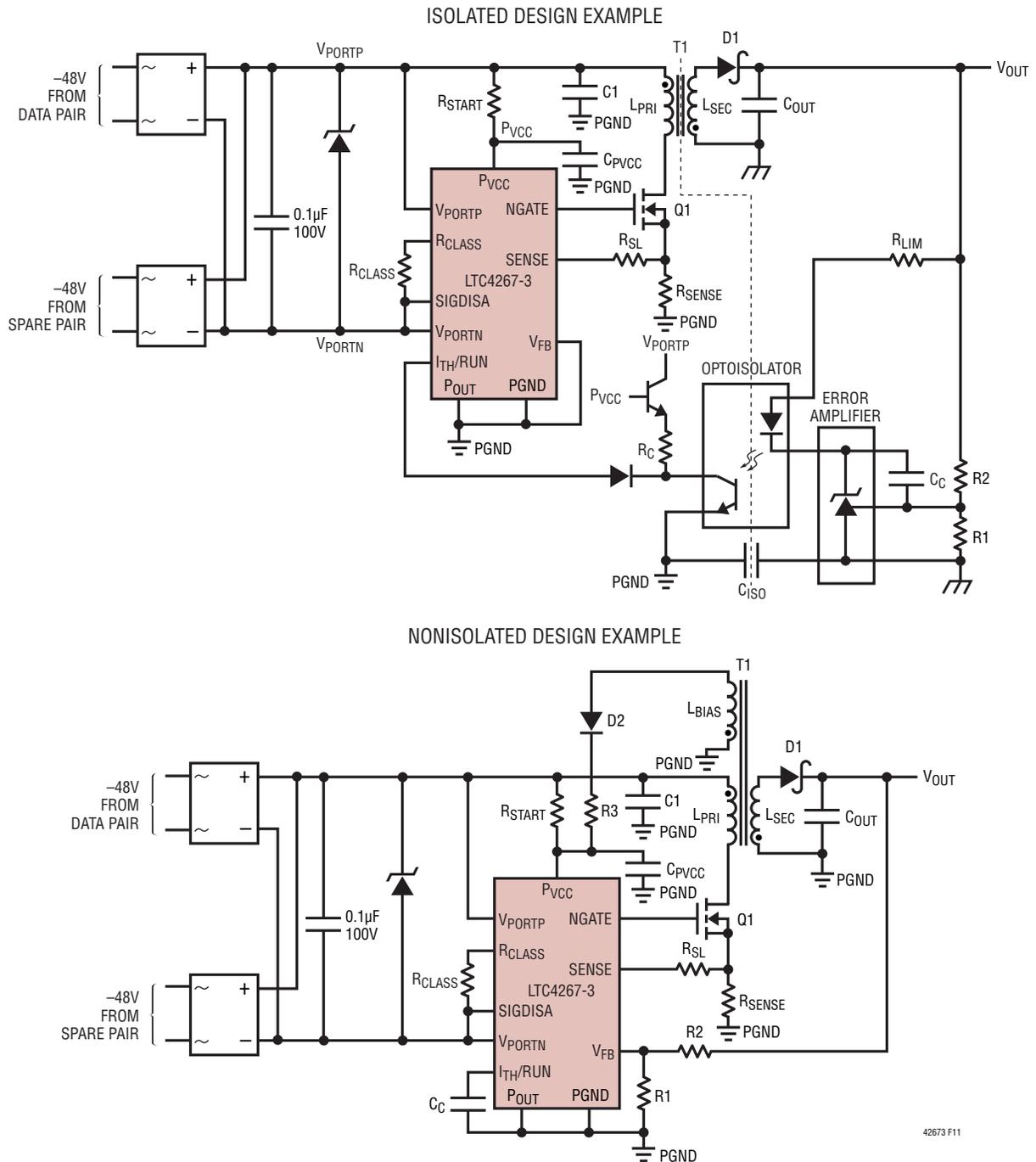


図11.LTC4267-3の標準的なアプリケーション回路

アプリケーション情報

RSTARTはVPORTPに接続され、標準で100 μ Aの電流を供給してCPVCCを充電します。ある程度の時間が経過すると、CPVCCの電圧はPVCCのターンオンしきい値に達します。すると、LTC4267-3のスイッチング・レギュレータが急激にオンして、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)が電力を供給し始めます。RSTARTによって供給される電流値を超える通常の電源電流がスイッチング・レギュレータに流れると、CPVCCの電圧が低下し始めます。ある程度の時間(通常、数十ms)が経過すると、出力電圧は所期の値に近づきます。この時間までに、トランスの3次巻線は、LTC4267-3のスイッチング・レギュレータに必要な全電源電流を実質的に供給しています。

設計上の潜在的な危険の1つに、コンデンサCPVCCの値を小さくし過ぎることがあります。この場合、3次巻線のドライブが有効になる前に、PVCCを介して流れる通常の電源電流がCPVCCを急速に放電します。個々の状況に応じて、正しい動作に達するまで数回オン/オフを繰り返すか、またはPVCCノードが弛緩発振を続けます。

LTC4267-3の最大定格起動電流より大きなワーストケースの最小充電電流を供給し、CPVCCをPVCCのターンオンしきい値まで充電するのに十分な電流を確保するように抵抗RSTARTを選択します。同時に、十分大きな値のRSTARTを選択して、PVCCの最小定格電源電流より小さなワーストケースの最大充電電流を供給し、動作時にPVCCの電流のほとんどが3次巻線を通して供給されるようにします。この結果、可能な最大効率が得られます。

次に、コンデンサCPVCCを上述の弛緩発振動作を避けるのに十分なだけ大きくします。これは、2次側回路の詳細と負荷の特性に依存するので、決定するのは理論上困難です。実験で検証することを推奨します。

トランスの3次巻線は、ダイオードの順方向電圧降下分を考慮してから、その出力電圧がPVCCの最大ターンオフしきい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

は、PVCCの最小定格クランプ電圧より少なくとも0.5V低くし、LTC4267-3のシャント・レギュレータと衝突して不必要に電力を浪費しないようにします。

PVCC シャント・レギュレータ

トランスの3次巻線を使用するアプリケーションでは、3次巻線をパワーアップするときLTC4267-3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のに、PVCCの内部シャント・レギュレータが役立ちます。

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、図12に示すように、LTC4267-3のスイッチング・レギュレータは、シャント・レギュレータにより、VPORTPからの1本のドロッピング抵抗を介した電力供給が可能です。この簡易性は、RSTARTドロッピング抵抗の静的電力損失による効率低下を代償として実現されます。

シャント・レギュレータはPVCCピンを介してPGNDに最大5mAをシンクすることができます。RSTARTとCPVCC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PVCCの低下に耐え、PVCCのターンオフしきい値に達しないように選択する必要があります。CPVCCは、最小スイッチング電圧を維持しながらNGATEをドライブするのに必要なスイッチング電流に対応するのに十分な大きさにします。

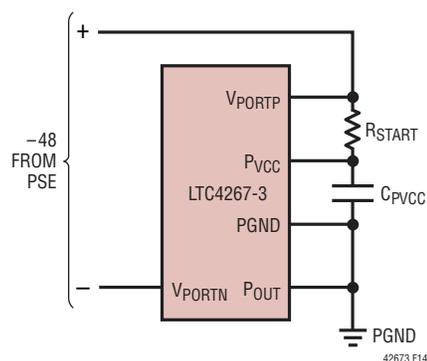


図12. シャント・レギュレータによるLTC4267-3のスイッチング・レギュレータへの電力供給

アプリケーション情報

外部プリレギュレータ

図13の回路は、LTC4267-3のスイッチング・レギュレータ回路に給電する3つ目の方法を示しています。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で外部直列プリレギュレータが構成されています。プリレギュレータは、P_{VCC}を6.8Vの最大定格ターンオフしきい値より十分高い公称7.6Vに保持します。抵抗R_{START}により、P_{VCC}ノードはP_{VCC}のターンオンしきい値まで一時的に充電され、スイッチング・レギュレータがイネーブルされます。R_{START}によって供給される電流値を超える通常の電源電流がスイッチング・レギュレータに流れると、C_{PVCC}の電圧が降下し始めます。ある程度の時間が経過すると、出力電圧は所期の値に近づきます。この時まで、パス・トランジスタQ1はP_{VCC}ピンの降下していく電圧を捕捉し、LTC4267-3のスイッチング・レギュレータに必要な全電源電流を実質的に供給しています。C_{PVCC}は、最小スイッチング電圧を維持しながらNGATEをドライブするのに必要なスイッチング電流に対応するのに十分な大きさにします。

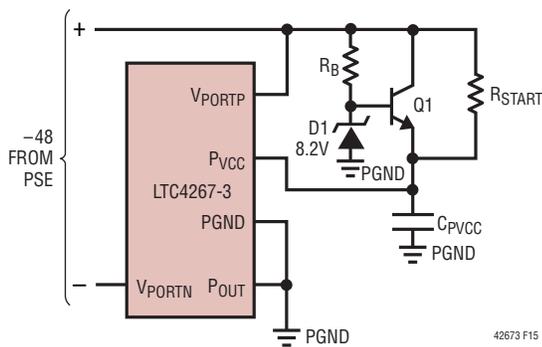


図13. 外部プリレギュレータによるLTC4267-3のスイッチング・レギュレータへの電力供給

外部プリレギュレータは、前述のシンプルな抵抗-シャント・レギュレータ方式よりも効率が改善されています。R_Bは、ツェナー・ダイオードの電圧を維持するのに必要な小電流と、Q1に流れる可能性がある最大ベース電流を供給するように選択することができます。LTC4267-3のスイッチング・レギュレータに給電するのに必要な実際の電流はQ1を通り、P_{VCC}は「必要に応じて」電流をソースします。したがって、静的電流はR_BとD1を流れる電流だけに限られます。

メイン・ループの補償

絶縁トポロジーでは、補償点は一般に外付けエラーアンプの周囲に配置された部品によって選択されます。図14に示すように、直列RCネットワークはエラーアンプの比較電圧からエラーアンプの出力に接続されます。負荷トランジェント応答が重要ではないPDの設計では、R_Zを短絡に置き換えます。R₂とC_Cの積は安定性を保証するのに十分なだけ大きくします。高速でセトリングするトランジェント応答が非常に重要な場合、R_ZC_Cで設定されるゼロを導入します。PDの設計者は、出力電圧の高速セトリング応答によってループの安定性が損なわれないようにする必要があります。

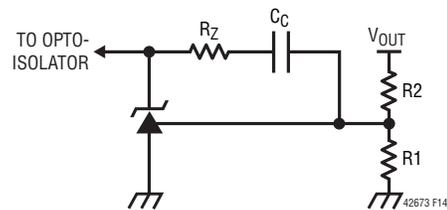


図14. 絶縁型設計のメイン・ループ補償

非絶縁型の設計では、LTC4267-3は内部エラーアンプを組み入れますが、この場合、I_{TH}/RUNピンが補償点として機能します。同様に、図15に示すように、直列RCネットワークをI_{TH}/RUNからPGNDに接続することができます。C_CとR_Zは、最適な負荷および入力トランジェント応答が得られるように選択します。

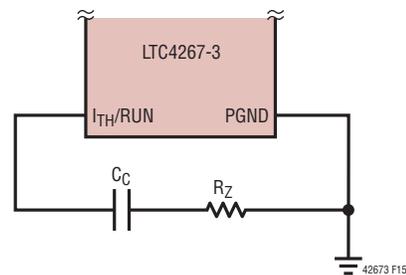


図15. 非絶縁型設計のメイン・ループ補償

アプリケーション情報

スイッチング・トランジスタの選択

Nチャンネル・パワー MOSFET がトランスの1次側をドライブすると、インダクタンスにより MOSFET のドレインは V_{PORTP} と $PGND$ の両端の電圧の2倍に変化します。LTC4267-3 は最大 -57V の電源で動作するので、この MOSFET は十分な設計マージンをもって 114V 以上に対応できる定格にする必要があります。標準的なトランジスタの定格は 150V ですが、メーカーによっては特に Power over Ethernet のアプリケーション用に定格 120V の MOSFET を開発しています。

LTC4267-3 の $NGATE$ ピンは N チャンネル MOSFET のゲートをドライブします。 $NGATE$ は $PGND$ から P_{VCC} のレール・トゥ・レール電圧で変化します。設計者は、 P_{VCC} に切り替えられたとき MOSFET の「オン」抵抗が小さくなり、MOSFET のゲートが P_{VCC} 電源電圧に対応できるようにする必要があります。

高効率のアプリケーションでは、総ゲート電荷の小さな N チャンネル MOSFET を選択します。総ゲート電荷が小さいほど $NGATE$ 駆動回路の効率が改善され、ゲートを充放電するの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

アプリケーションによっては、AC アダプタなどの補助電源から PD に電力を供給するのが望ましい場合があります。補助電源の PD への接続箇所はいくつかあり、様々なトレードオフが存在します。ダイオード OR 接続回路を使って絶縁型電源の 3.3V または 5V の出力に電力を注入することができます。この方法では、絶縁バリアの後で PD の内部回路にアクセスするので、PD の AC アダプタのジャックに対する 802.3af の絶縁安全要件を満たします。電力は LTC4267-3 の PD インタフェース部分に注入することもできます。この場合、PD の AC アダプタのジャックの端子にユーザーの手が届かないようにすることが必要です。そうしないと 802.3af の絶縁安全要件に支障を来すからです。

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 LTC4267-3 のインタフェース・コントローラの前に電源を接続し、オプション2と3では LTC4267-3 のインタフェース・コントローラの部分をバイパスしてスイッチング・レギュレータに直接給電します。

電源を LTC4267-3 のインタフェース・コントローラの前に接続する場合、AC アダプタは LTC4267-3 の UVLO ターンオン要件を超え、最大電圧を 57V に制限するトランジェント電圧サプレッサ (TVS) を備えている必要があります。このオプションは AC アダプタに対して入力電流を制限し、有効なパワーグッド信号を出力し、電源の優先度の問題を簡素化します。PSE より前に AC アダプタが PD に電力を供給する場合、AC アダプタが 25k シグネチャを無効にするので、AC アダプタが優先されて PSE は PD に電力を供給しません。PSE が既に PD に給電している場合、AC アダプタ電源は PSE と並列になります。この場合、電源電圧の高い方が優先されます。AC アダプタの電圧の方が高いと PSE から電流が流れないので、PSE はライン電圧を切り離します。逆に、AC アダプタの電圧の方が低いと PSE が PD に給電し続け、AC アダプタは使用されません。どちらの状況でも適切に動作します。

補助電源が (LTC4267-3 の PD インタフェースをバイパスして) LTC4267-3 のスイッチング・レギュレータに直接接続される場合、異なったトレードオフが発生します。オプション2に示す構成では、AC アダプタは LTC4267-3 のターンオン UVLO 要件を超える必要はありません。ただし、AC アダプタが LTC4267-3 のインタフェース・コントローラに給電するのを防ぐため、ダイオード D9 を接続する必要があります。AC アダプタの電圧要件は内蔵スイッチング・レギュレータが必要とするものによって決まります。ただし、電源の優先度の問題への対応がより必要になります。AC アダプタの電圧が PSE の電圧より低いと PSE 電源が優先されます。LTC4267-3 のインタフェース・コントローラは PSE から給電され、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。逆に、

アプリケーション情報

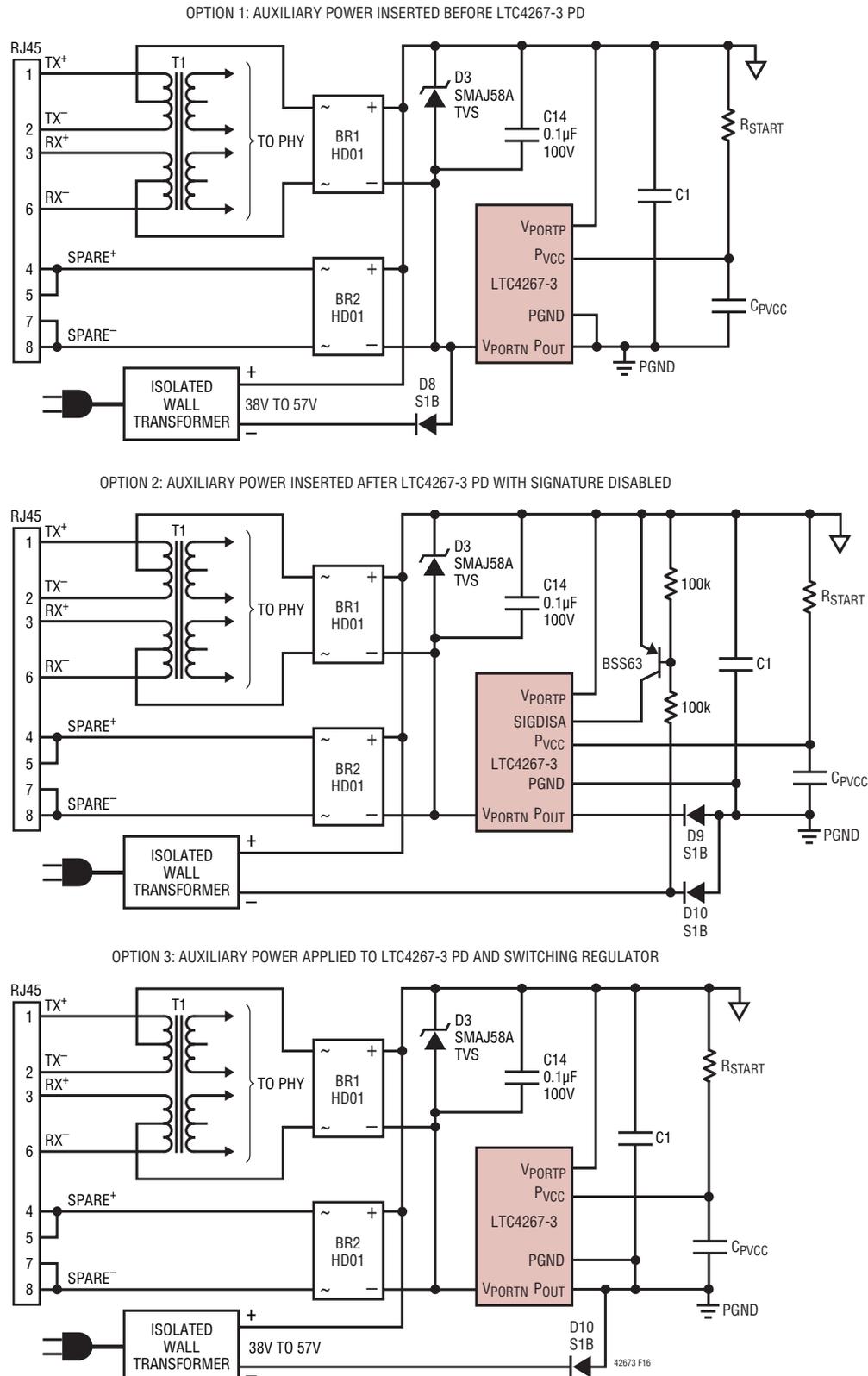


図 16. PDの補助電源

アプリケーション情報

ACアダプタの電圧の方がPSEの電圧より高いと、LTC4267-3のスイッチング・レギュレータにはACアダプタから給電されます。この状況では、PSEが存在すると生じる可能性のある電源サイクルの問題に対処する必要があります。PSEはPDを検出して電源を供給します。スイッチャがACアダプタから給電されていると、PDは最小負荷条件を満たさないので、PSEは電源を切り離します。PSEは再度PDを検出して電源サイクルを開始します。ACアダプタの電圧がPSEの電圧より高い場合、オプション2に示すように、シグネチャをディスエーブルするか、またはLTC4267-3のインタフェースの出力に最小負荷を与えて、電源サイクルを防ぐ必要があります。

3つ目のオプションでも、LTC4267-3のインタフェース・コントローラをバイパスしてダイオードD9を省き、LTC4267-3のスイッチング・レギュレータに直接給電します。ダイオードが省かれているので、ACアダプタの電圧がスイッチング・レギュレータだけでなくLTC4267-3のインタフェース・コントローラにも印加されます。このため、ACアダプタの電圧を38V～57Vに維持してLTC4267-3のインタフェース・コントローラを通常の動作範囲に保つようにする必要があります。オプション3には、外部電圧がPSEの電圧を超えると自動的に25kシグネチャ抵抗をディスエーブルするという利点があります。

LTC4267-3のパワーアップ・シーケンス制御

LTC4267-3はPDインタフェースとスイッチング・レギュレータの2つの機能セルで構成されており、これら2つのセルのパワーアップ・シーケンス制御に関しては慎重に検討する必要があります。PDの設計者は、インタフェースが負荷コンデンサを満充電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にする必要があります。これにより、スイッチャの負荷電流がPDインタフェースの電流制限回路によって供給される負荷コンデンサの充電電流と競合しないことが保証されます。この検討を怠ると、電源のランプアップが遅くなり、パワーアップ時に発振し、サーマル・シャットダウンが生じる恐れがあります。

LTC4267-3にはPDインタフェースにパワーグッド信号が備わっており、これを使って、負荷コンデンサが満充電され、スイッチャの負荷に対応できるようになったことをスイッチング・レギュレータに知らせることができます。PWRGD信号を使ってスイッチング・レギュレータを制御することができる2つの方法の例を図7に示します。最初の例では、NチャンネルMOSFETを使ってI_{TH}/RUNポートをシャットダウンしきい値(標準0.28V)より低い電圧にドライブします。2つ目の例では、P_{VCC}をP_{VCC}ターンオフしきい値より低い電圧にドライブします。2つ目の例を採用すると、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を遅延できるというさらなる利点が得られます。2つ目の例では、起動時のタイミング・マージンが広がり、追加の遅延部品は不要です。パワーグッド信号の使用が望ましくないアプリケーションでは、R_{START}とC_{PVCC}を使って十分なタイミング・マージンを確保することができます。R_{START}とC_{PVCC}はC1の充電に必要な時間よりも2～3倍長い遅延に設定します。

LTC4267-3のレイアウトに関する検討事項

LTC4267-3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・レギュレータに使用される外付け部品の配置です。重要部品の周囲を正しい方法でレイアウトしないと、効率、安定性、および負荷トランジェント応答が低下する可能性があります。

LTC4267-3のスイッチング・レギュレータの場合、C1、T1の1次側、Q1、およびR_{SENSE}を通る電流ループは注意してレイアウトする必要があります。(図11を参照してください。)このループには大きな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します。さらに、これらの部品の間には幅の広い銅箔トレースまたは銅箔プレーンを使用します。このループの接続にビアが必要な場合、寄生抵抗を最小限に抑えて電流密度を下げるため、複数のビアを電流の流れる方向に対して直角に並べて配置することが重要です。スイッチング周波数と電力レベルがかなり高いので、シールドと高周

アプリケーション情報

波レイアウトの手法を採用します。LTC4267-3のPGNDピンとR_{SENSE}のPGND側の間には低電流、低インピーダンスの交互接続を使用し、高電流ループから離します。このケルビン検出により、LTC4267-3による検出電圧の高精度の測定結果が保証されます。

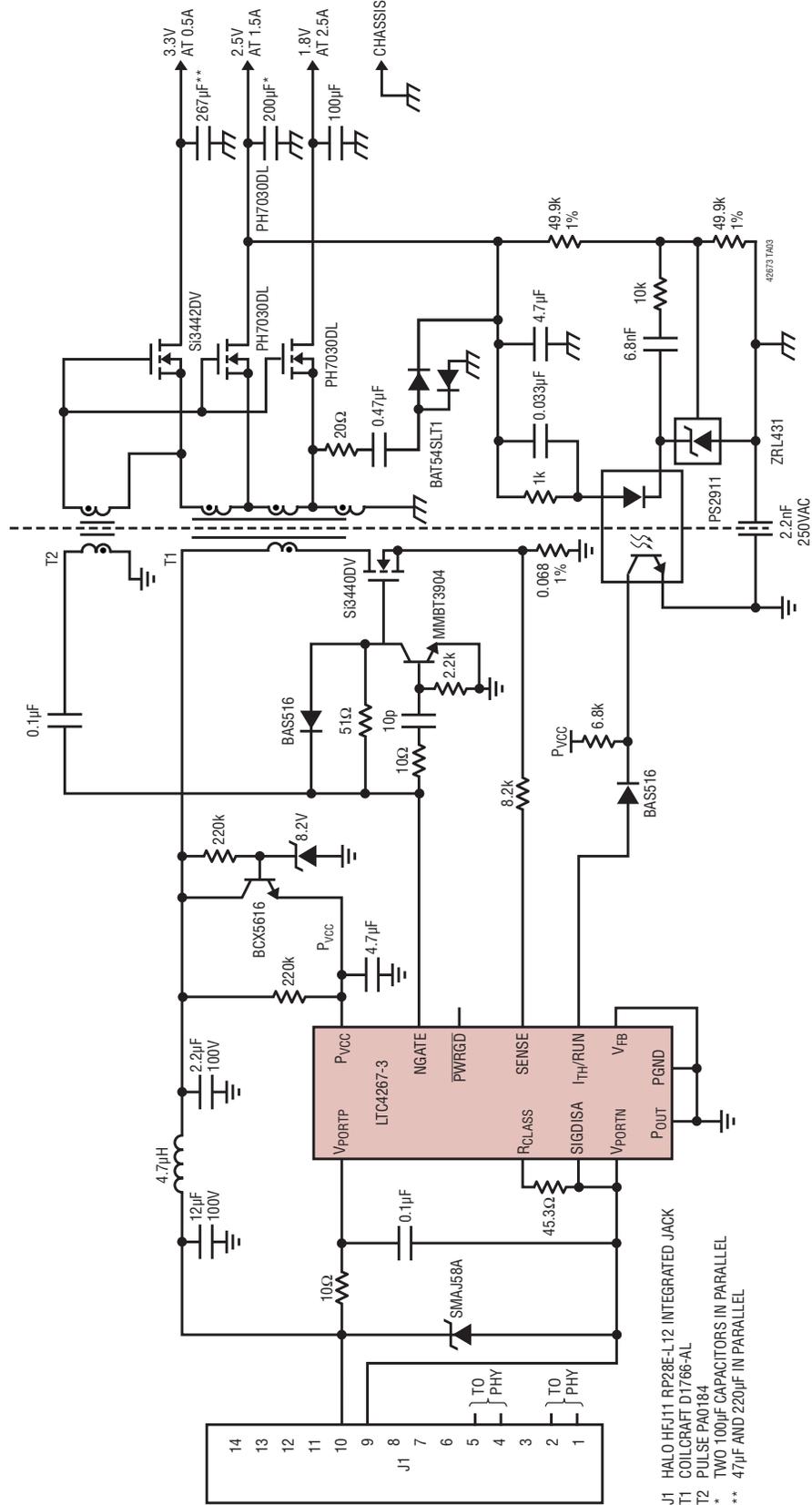
補償コンデンサC_Cとともに帰還抵抗R1とR2を配置することが、出力電圧の精度、メイン制御ループの安定性、および負荷トランジェント応答にとって非常に重要です。絶縁型設計のアプリケーションでは、R1、R2およびC_Cは、最小のトレース長と最小の容量でエラーアンプの入力のできるだけ近くに配置します。非絶縁型のアプリケーションでは、R1とR2はLTC4267-3のV_{FB}ピンのできるだけ近くに配置し、C_CはLTC4267-3のI_{TH}/RUNピンの近くに配置します。

基本的に、高電流ループのレイアウトを全体的に密にし、電流密度に細心の注意を払うことで、PD内のLTC4267-3の正常な動作が保証されます。

LTC4267-3のできるだけ近くにC14を配置します(図9)。10Ωの直列抵抗はC14の近くに配置します。R_{CLASS}ピンには過度の寄生容量が生じないようにしてください。SIGDISAピンはV_{PORTP}ピンに隣接しているので、抵抗性結合でも容量性結合でも、シグネチャ抵抗を不用意にディスエーブルすることがあります。安定した動作を保証するには、SIGDISAピンをフロートさせずに電氣的に接続します。PDの電圧は最大-57Vになることがあるので、高電圧レイアウトの手法を使用します。

標準的応用例

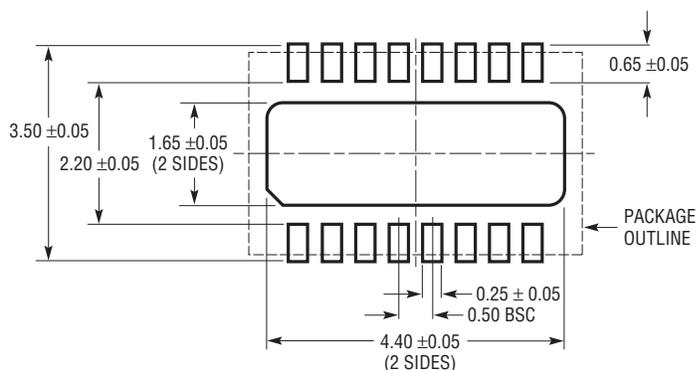
トリプル出力絶縁型電源を備えたクラス3の同期整流式PD



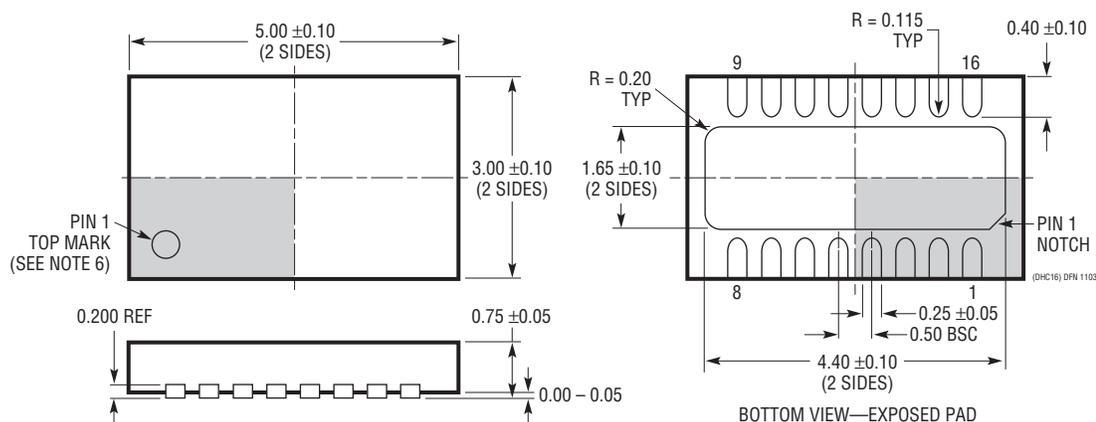
パッケージ

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。

DHC パッケージ
16ピン・プラスチック DFN (5mm×3mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1706 Rev 0)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS



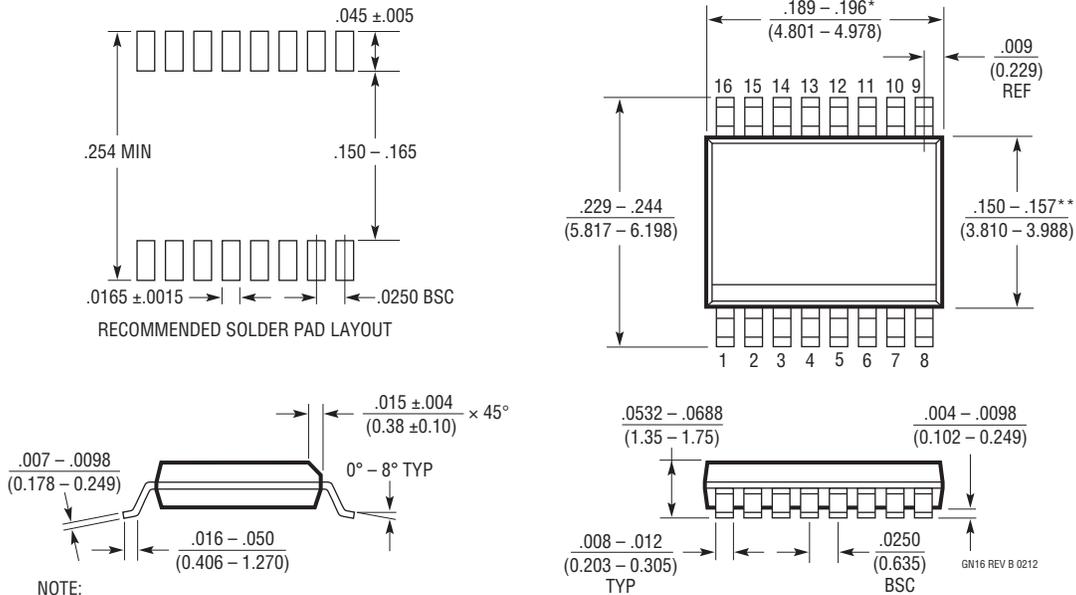
NOTE:

1. 図は JEDEC パッケージ・アウトライン MO-229 のバージョンのバリエーション (WJED-1) として提案。
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 灰色の部分はパッケージのトップとボトムのパイン 1 の位置の参考に過ぎない

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)



NOTE:

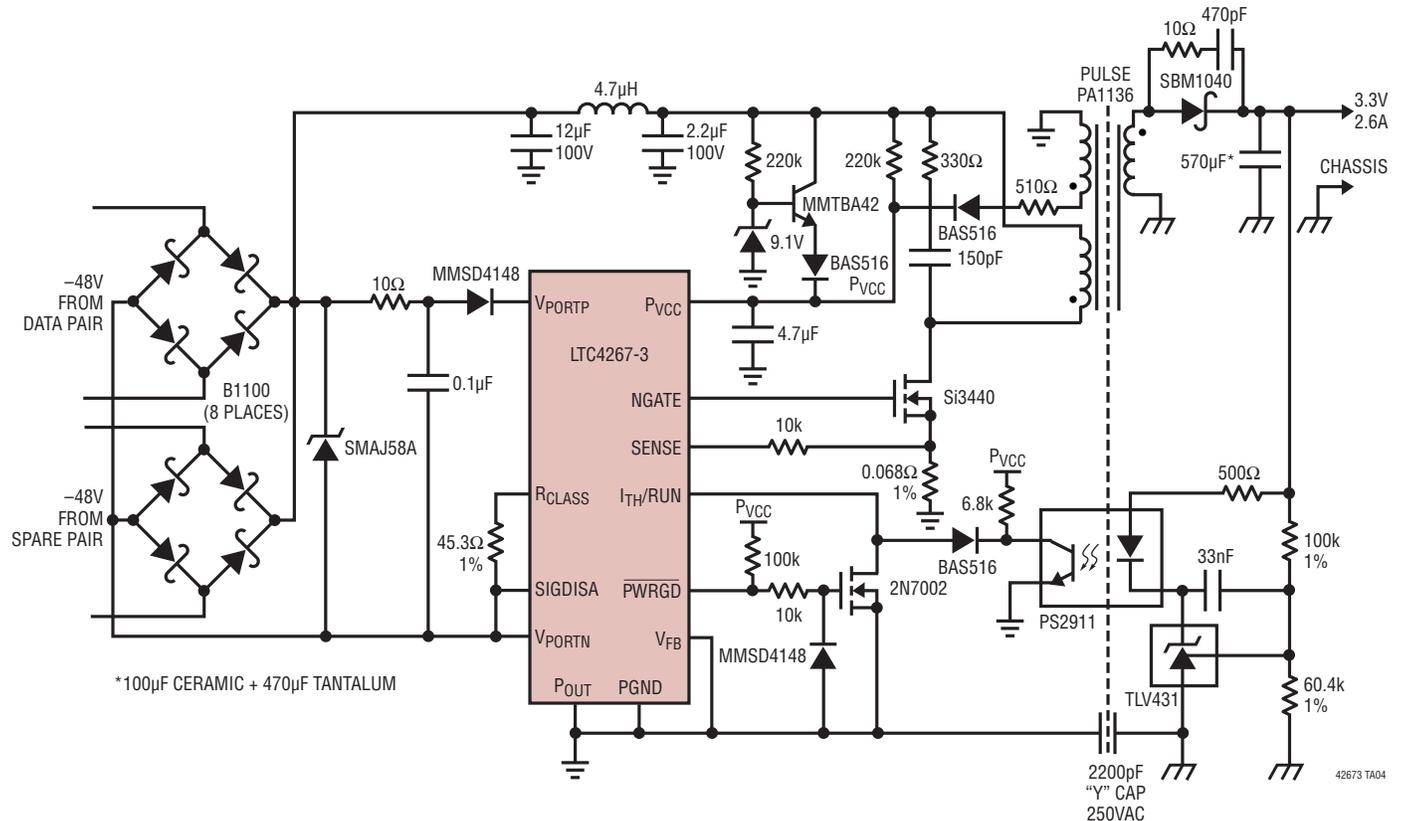
1. 標準寸法：インチ
2. 寸法はインチ/(ミリメートル)
3. 図は実寸とは異なる
4. ピン1は斜めのエッジかへこみのいずれか
 - * 寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは各サイドで 0.006" (0.152mm) を超えないこと
 - ** 寸法にはリード間のバリを含まない。
リード間のバリは各サイドで 0.010" (0.254mm) を超えないこと

改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	10/12	IEEE 802.3af のリファレンスを 12.95W から 13.0W に変更	9
		クラス 0 とクラス 3 の最大電力レベルを 13.0W に更新	12
		図 9 および図 10 の V _{PORTP} ピンに 10Ω 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	17、18
		C14 と 10Ω 抵抗のレイアウトの推奨事項を追加	28
		V _{PORTP} ピンに 10Ω 抵抗を追加	29、30、34

標準的応用例

3.3V 絶縁型電源を備えたクラス3の高効率PD



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC4265	2イベント分類機能付き IEEE 802.3at 大電力PD インタフェース・コントローラ	2イベント分類認識、100mAの突入電流、1本の分類設定抵抗、802.3atに完全準拠
LTC4267-1	スイッチング・レギュレータ内蔵のIEEE 802.3af PD インタフェース	100V、400mAスイッチを内蔵、プログラム可能な分類機能、200kHzの固定周波数PWM
LTC4269-1	フライバック・スイッチング・レギュレータ搭載のIEEE 802.3at PD インタフェース	2イベント分類、プログラム可能な分類機能、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・スイッチング・レギュレータ内蔵のIEEE 802.3at PD インタフェース	2イベント分類、プログラム可能な分類機能、同期整流式フォワード・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・レギュレータ搭載のIEEE 802.3at PD インタフェース	2イベント分類、プログラム可能な分類機能、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、12V補助電源サポート
LTC4275A	LTPoE++™ PD コントローラ	最大90Wを供給、外付けMOSFETで最小の電力損失と最大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機能
LTC4275B	IEEE 802.3at PD コントローラ	外付けMOSFETで最小の電力損失と最大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機能
LTC4275C	IEEE 802.3at PD コントローラ	外付けMOSFETで最小の電力損失と最大のシステム効率を達成、プログラム可能な分類機能
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
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

42673fa