

LNK403-410/413-420

LinkSwitch-TMPH LED ドライバ IC ファミリー



ワンコンバータ型 PFC、一次側定電流制御、
トライアック調光/非調光オプション

製品ハイライト

オフライン LED ドライバを劇的に簡素化

- ワンコンバータ型 PFC と高精度な定電流 (CC) 出力のコンビネーション
 - 長寿命の設計を可能に (電解コンデンサ不使用)
 - フォトカプラ及びすべての二次側電流制御回路が不要
 - 位相補償回路不要
- シンプルで一次側 PWM 調光インターフェイス
- ユニバーサル入力電圧範囲
- フリッカの無いトライアック調光に最適化された LNK403-410

EcoSmartTM – 高エネルギー効率

- ワンコンバータ型 PFC と定電流出力制御
 - 効率を大幅に改善、90% 以上達成可能
 - 部品点数を削減
 - 電流センス抵抗が不要
- 低待機電力リモート ON/OFF 機能 (230 VAC 入力時 50 mW 以下)

高精度で安定した性能

- トランスのインダクタンスのバラつきを補正
- 入力電圧の変動を補正
- 周波数ジッタリングにより EMI フィルタのサイズとコストを大幅に削減

優れた保護機能及び安全特性

- 短絡保護のためのオートリスタート
- オープン回路故障検出モード
- 自動復帰タイプ過熱保護機能
- 基板上及び IC パッケージ上の双方において、DRAIN ピンとそれ以外の信号ピン間の高電圧沿面距離要件に適合

グリーン パッケージ

- ハロゲン化合物不使用、RoHS 指令適合パッケージ

用途

- オフライン LED ドライバ

概要

LinkSwitch-PH は、長寿命、高効率、力率 0.9 以上、トライアック調光対応 (LNK403-410) LED ドライバの実装を大幅に簡素化します (LNK403-410)。力率改善回路及び定電流制御 IC を組み合わせたワンコンバータ型設計は、スイッチング コンバータ 1 つと電解整流コンデンサを不要にします。LinkSwitch-PH デバイスで使用される高度な一次側制御は、正確な定電流制御を実現しつつ、フォトカプラ及び電流センス回路が不要になります。

LinkSwitch-PH は、725 V パワー MOSFET、連続モードで動作する PWM コントローラ、自己バイアス用の高圧電流源、周波数ジッタリング機能、パルス・バイ・パルス・カレントリミット及び自動復帰タイプ過熱保護を含む保護回路を内蔵しています。

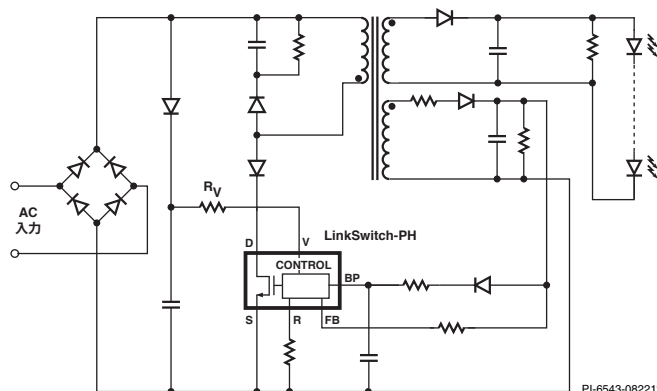


図 1. 標準的なアプリケーション回路図

出力電力テーブル^{1,2}

製品 ⁵	$R_V = 2 \text{ M}\Omega$		$R_V = 4 \text{ M}\Omega$	
	85-132 VAC		85-308 VAC	
	最小出力電力 ³	最大出力電力 ⁴	最小出力電力 ³	最大出力電力 ⁴
LNK403/413E/L	2.5 W	4.5 W	6.5 W	12 W
LNK404/414E/L	2.5 W	5.5 W	6.5 W	15 W
LNK405/415E/L	3.8 W	7.0 W	8.5 W	18 W
LNK406/416E/L	4.5 W	8.0 W	10 W	22 W
LNK407/417E/L	5.5 W	10 W	12 W	25 W
LNK408/418E/L	6.8 W	13.5 W	16 W	35 W
LNK409/419E/L	8.0 W	20 W	18 W	50 W
LNK410/420E/L	18 W	31 W	40 W	78 W

テーブル 1. 出力電力テーブル

注:

- デバイスの周囲温度 70 °C、適切な放熱がされているオープンフレームでの連続電力。
- 80% 以上の効率の標準的な LED 出力定格電圧で計算された電力レベル。
- $C_{EP} = 10 \mu\text{F}$ での最小出力電力。
- $C_{EP} = 100 \mu\text{F}$ での最大出力電力。LNK4x3EG の場合、 $C_{EP} = 10 \mu\text{F}$ 。
- パッケージ: eSIP-7C、eSIP-7F。

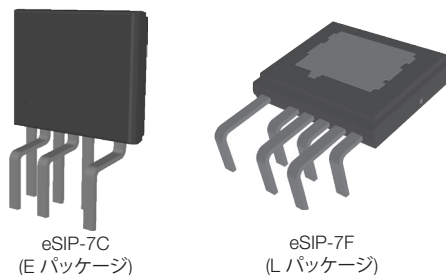


図 2. パッケージ オプション

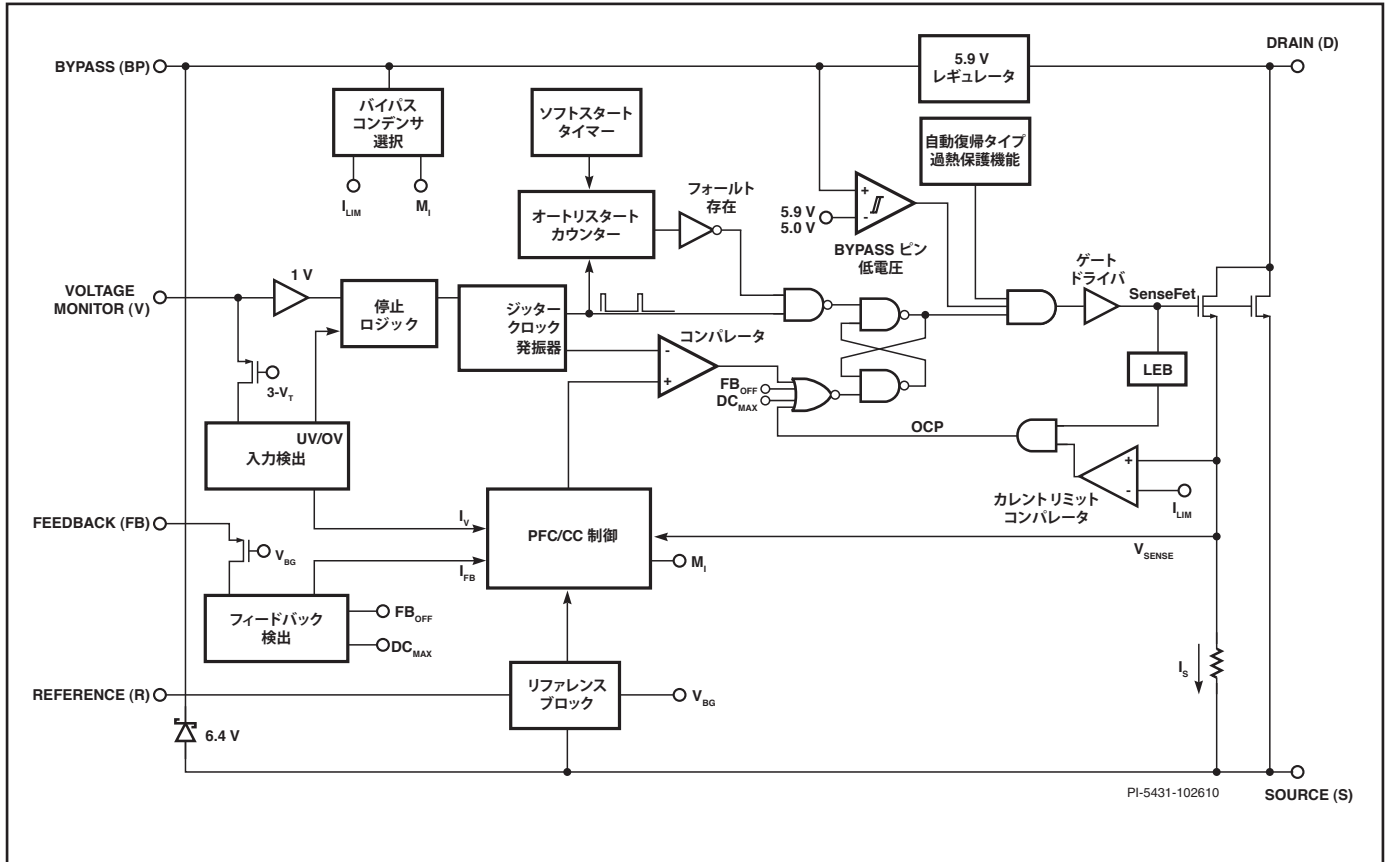


図 3. 機能ブロック図

ピン機能の説明

DRAIN (D) ピン:

このピンは、パワー MOSFET のドレイン接続です。また、起動動作と定常動作、双方の内部動作電流を供給します。

SOURCE (S) ピン:

このピンは、パワー MOSFET のソース接続です。また、BYPASS、FEEDBACK、REFERENCE、及び VOLTAGE MONITOR の各ピンの接地基準でもあります。

BYPASS (BP) ピン:

内部で生成される 5.9 V 電源用の外付けバイパス コンデンサの接続ポイントです。BYPASS ピンのコンデンサ値を選択することで、出力電力を選択することができます。

FEEDBACK (FB) ピン:

FEEDBACK ピンは、出力電圧のフィードバックに使用されます。FEEDBACK ピンへの電流は、出力電圧に正比例します。また FEEDBACK ピンは、オープン負荷及び過負荷出力の状態に対する保護を提供する回路を含みます。

REFERENCE (R) ピン:

このピンは高精度の外付け抵抗に接続され、調光モード (LNK403-410) と非トライアック調光モード (LNK413-420) の動作の設定に使用されます。

VOLTAGE MONITOR (V) ピン:

このピンは、ダイオード、フィルタ コンデンサ、及び抵抗で構成される外付けの入力ライン ピーク検出回路に接続されます。ここから供給される電流により、低入力電圧 (UV) 及び過入力電圧 (OV) に対する保護、出力電流のフィードフォワード制御及びリモート ON/OFF 制御を行います。

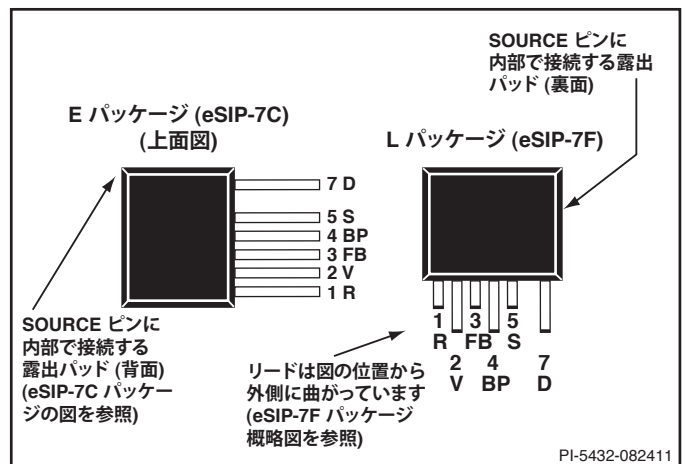


図 4. ピン配置図

機能の説明

LinkSwitch-PH デバイスは、コントローラと高耐圧パワー MOSFET をワンチップに集積しています。コントローラは、高力率及び定電流出力をワンコンバータで実現します。LinkSwitch-PH コントローラは、発振器、フィードバック (検出及びロジック) 回路、5.9 V レギュレータ、自動復帰タイプ過熱保護、周波数ジッタリング機能、パルス・バイ・パルス・カレント・リミット、オートリスタート、インダクタンス補正、力率改善、及び定電流制御で構成されます。

FEEDBACK ピンの電流制御特性

以下の図は、FEEDBACK ピン電流の動作範囲を示しています。 $I_{FB(SKIP)}$ より上では、スイッチングが停止となり、 $I_{FB(AR)}$ より下では、デバイスがオートリスタートになります。

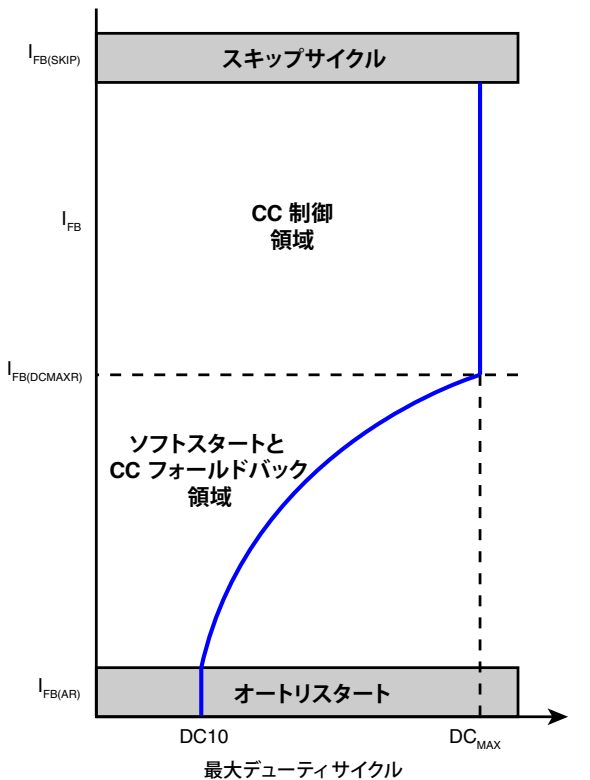


図 5. FEEDBACK ピンの電流特性

FEEDBACK ピン電流は、最大デューティサイクルをクランプして過負荷及びオープンループの状態に対して使用可能な出力を制限するためにも使用されます。このデューティサイクル低減特性により、オーバーシュートを防ぐためのムラのない出力電流起動特性も促進されます。

REFERENCE ピン

REFERENCE ピンは、外付け抵抗を介してグラウンド (SOURCE) に接続されます。選択した値によって内部基準が設定され、動作モード (調光動作 (LNK403-410) または非調光動作 (LNK413-420))、及び VOLTAGE MONITOR ピンの低入力電圧及び過入力電圧のスレッシュホールドが決定されます。LNK413-420 を使用した非調光または PWM 調光アプリケーションにおいて外付け抵抗は、高入力電圧及びユニバーサル入力電圧設計では $24.9 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ 、低入力電圧設計では $49.9 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ にする必要があります。LNK403-410 を使用した位相角 AC 調光においては、外付け抵抗は $49.9 \text{ k}\Omega \pm 1\%$ です。抵抗の公差は出力の公差に直接影響するため、1 パーセントの抵抗を推奨します。他の抵抗値を使用しないでください。

BYPASS ピン コンデンサの電力ゲイン選択

LinkSwitch-PH デバイスは、内部ゲインを出力設定または出力設定に調整する機能を備えています。これにより、大きなデバイスを選択して、熱及び効率を理由とする放熱特性を最小化できます。電力ゲインは、BYPASS ピン コンデンサの値によって選択されます。電力設定は $100 \mu\text{F}$ コンデンサによって選択され、電力設定 (高効率用) は $10 \mu\text{F}$ コンデンサによって選択されます。BYPASS ピン コンデンサは、内部電力ゲインと過電流保護 (OCP) スレッシュホールドを設定します。大きなデバイスと異なり、LNK4x3 の電力ゲインはプログラム可能ではありません。LNK4x3 には $10 \mu\text{F}$ コンデンサを使用してください。

スイッチング周波数

スイッチング周波数は 66 kHz です。EMI レベルをさらに下げするために、スイッチング周波数は約 $\pm 1 \text{ kHz}$ ジッター (周波数変調) されます。

ソフトスタート機能

コントローラには、ソフトスタートタイミング機能が含まれており、ソフトスタート期間 (t_{SOFT}) 中にオートリスタート保護機能を停止して、起動時の、容量出力コンデンサへの充電と短絡異常とを区別します。起動時に、LinkSwitch-PH は最大デューティサイクルをクランプして出力電力を低減します。合計ソフトスタート期間は t_{SOFT} です。

リモート ON/OFF と EcoSmart

VOLTAGE MONITOR ピンには、入力に接続された 1 V のスレッシュホールド コンパレータがあります。この電圧スレッシュホールドは、リモート ON/OFF 制御に使用されます。VOLTAGE MONITOR ピンで出力を停止させる信号が受信されると (VOLTAGE MONITOR ピンはフォトカプラ トランジスタを介してグラウンドに接続されています)、LinkSwitch-PH はその時のスイッチングサイクルを終了し、その後内部パワー MOSFET が強制的にオフになります。

また、リモート ON/OFF 機能をエコモードまたは電源スイッチとして使用して LinkSwitch-PH をオフにし、長時間にわたって消費電力がきわめて少ないモードに維持することもできます。このモードになった後に LinkSwitch-PH をリモートでオンにすると、次回 BYPASS ピンが 5.9 V に達したときに、通常の起動シーケンスがソフトスタート機能で開始されます。最悪の場合、リモート オンから起動までの遅延は、BYPASS ピンの完全な充放電サイクル時間と等価になる可能性があります。この消費電力の少ないリモート オフ モードにより、高価で信頼性の低いインラインの機械式スイッチを排除できます。

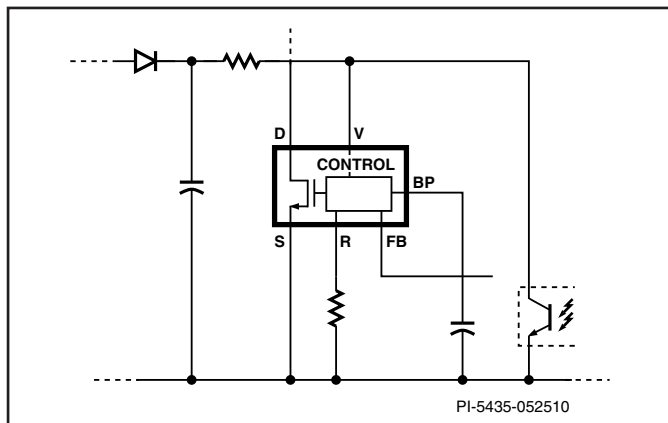


図 6. リモート ON/OFF VOLTAGE MONITOR ピン制御

5.9 V レギュレータ/シャント電圧クランプ

内部の 5.9 V レギュレータは、パワー MOSFET がオフの時に DRAIN ピンの電圧から電流を引き込むことによって、BYPASS ピンに接続されたバイパス コンデンサを 5.9 V まで充電します。BYPASS ピンは、内部電源電圧ノードです。パワー MOSFET がオンの時、デバイスはバイパス コンデンサに蓄えられている電力で動作します。内部回路の電力消費がきわめて小さいため、LinkSwitch-PH は、DRAIN ピンから供給される電流で連続的に動作することが可能です。バイパス コンデンサの値が 10 または 100 μF であれば、高周波デカップリングへのエネルギー供給にも十分対応できます。さらに、BYPASS ピンに外付け抵抗を介して電流が供給されるときに 6.4 V で BYPASS ピンをクランプする 6.4 V シャント レギュレータがあります。これにより、バイアス巻線を通じて LinkSwitch-PH に外部から電力を供給し、動作効率を高めることができます。通常の動作では、BYPASS ピンにバイアス巻線から電流を供給することを推奨します。

オートリスタート

オープンループ障害 (オープン FEEDBACK ピン抵抗、またはフィードバック巻線へのパスの破損)、出力短絡、または過負荷状態が発生した場合、コントローラはオートリスタート モードになります。FEEDBACK ピン電流がソフトスタート期間後に $I_{\text{FB(AR)}}$ スレッシュホールドを下回ると、コントローラは短絡状態及びオープンループ状態を知らせます。この障害状態下での電力消費を最小化するため、シャットダウン/オートリスタート回路は、障害状態が続く限り、通常は DC_{AR} のオートリスタート デューティ サイクルで電源をオン (ソフトスタート期間と同じ) 及びオフにします。オートリスタートのオフタイム中に障害が取り除かれた場合、電源は完全なオフタイムカウントが完了するまでオートリスタートのままになります。出力コンデンサのサイズを適切に設定して、ソフトスタート期間 (t_{SOFT}) の後に FEEDBACK ピン電流が確実に $I_{\text{FB(AR)}}$ スレッシュホールドよりも高くなり、電源が適切に起動するように、特別な配慮を行う必要があります。ソフトスタート期間後、オートリスタートは、FEEDBACK ピン電流が $I_{\text{FB(AR)}}$ を下回った時にのみオンになります。

過電流保護

カレント リミット回路は、パワー MOSFET の電流を感知します。この電流が内部スレッシュホールド (I_{LIMIT}) を超えると、そのサイクルの残りの期間、パワー MOSFET はオフになります。パワー MOSFET がオンになった後、リーディング エッジ型ブランキング回路はカレント リミット コンパレータを短時間 (t_{LEB}) 停止させます。このリーディング エッジ ブランキング時間は、コンデンサ及び整流器の逆回復が原因で発生する電流スパイクによりパワー MOSFET のオン期間が途中で終了しないように設定されています。

低入力電圧/過入力電圧保護

このデバイスは、低入力電圧及び過入力電圧の検出機能を含んでおり、VOLTAGE MONITOR ピンを通じて検出された最小起動電圧及び最大動作電圧を制限します。入力ピーク電圧を VOLTAGE MONITOR ピンに抵抗を介して提供するには、ダイオードとコンデンサで構成される外付けピーク検出器が必要です。起動時に、 I_{UV} により、LinkSwitch-PH は入力電圧が低電圧のスレッシュホールドに到達するまでオフに維持されます。停止時には、 I_{UV} により、出力が制限を超えた後でリスタートが試みられるのを防ぎます。

UV に使用された抵抗は、入力過電圧 (OV) シャットダウン スレッシュホールドも設定します。これを超えると、LinkSwitch-PH のスイッチングが強制的に停止させられます (電流スイッチング サイクルが完了した後)。入力電圧が正常に戻ると、デバイスは通常の動作に復帰します。ノイズの発生を防ぐため、少量のヒステリシスが OV スレッシュホールド上に提供されます。パワー MOSFET がオフの場合、整流された DC 高電圧サージ能力がパワー MOSFET の電圧定格 (725 V) に増加します。これは、跳ね返り電圧と漏れスパイクがドレインに存在しないためです。

自動復帰タイプ過熱保護機能

過熱保護回路はコントローラのダイの温度を感知します。スレッシュホールドは通常 142 $^{\circ}\text{C}$ に設定され、ヒステリシスは 75 $^{\circ}\text{C}$ です。ダイの温度がこのスレッシュホールド (142 $^{\circ}\text{C}$) を上回ると、パワー MOSFET は停止します。ダイの温度が 75 $^{\circ}\text{C}$ 下がると、パワー MOSFET は再び動作を開始します。

安全動作領域 (SOA) 保護

このデバイスは安全動作領域 (SOA) 保護モードも備えています。最大スイッチング電流が I_{LIMIT} スレッシュホールドに達し、オンタイムが $t_{\text{ON(SOA)}}$ を下回った場合に MOSFET スwitching を 40 サイクル停止します。この保護モードでは、LED の短絡時と、オートリスタート機能が動作しない起動時のソフトスタート期間内にデバイスが保護されます。SOA 保護モードは、通常の動作ではアクティブのままです。

アプリケーション例

14 W トライアック調光機能搭載の高効率 LED ドライバの設計例

図 7 の回路図は、LinkSwitch-PH デバイス ファミリーの LNK406EG を使用したトライアック調光機能搭載の高効率 LED ドライバを示しています。このドライバは、PAR ランプの組み込み用途に最適な、電圧 28 V 及び定電流 0.5 A ($\pm 5\%$) での直列 LED の駆動に最適化されています。この設計は、90 ~ 265 VAC のユニバーサル入力電圧範囲で動作しますが、90 ~ 132 VAC の入力電圧範囲で指定された出力電流公差を提供します (単純なコンポーネント値の変更により、高入力電圧のみのアプリケーション用に構成可能です)。

この設計の主要な目標は、標準のリーディング エッジ型トライアック AC 調光器との互換性を、きわめて広い調光範囲 (1000:1、500 mA:0.5 mA)、高い効率 (85% 以上)、及び高い力率 (0.9 以上) で実現することでした。この設計は、無負荷、過負荷、出力短絡などの障害及び過熱から完全に保護されています。

回路の説明

LinkSwitch-PH デバイス (U1) では、パワー MOSFET、コントローラ、及び起動の機能をワンチップに集積し標準的な回路と比較して部品点数を減らしています。独立した連続動作モードのフライバックコンバータの一部として構成された U1 は、内部のコントロールアルゴリズムと設計上の小さな入力容量により、高い力率を提供します。連続動作モードの動作により、一次ピーク及び RMS 電流が軽減されます。これらによって EMI ノイズが減少し、シンプルで小型の EMI フィルタリング コンポーネントが実現すると共に、効率が向上します。出力電流の制御は、二次側検出を行わずに維持されます。これにより、電流センス抵抗が不要になり、効率が向上します。

入力部

ヒューズ F1 は部品異常を保護し、RV1 はディファレンシャル モードの入力サージをクランプします。これにより、U1 のピーク ドレイン電圧が、内部パワー MOSFET の 725 V 定格以下に保たれます。ブリッジ整流器 BR1 は、AC 入力電圧を整流します。EMI フィルタリングは、L1-L3、C1、R16、及び R17 と、一次 - 二次間をブリッジする安全定格 Y クラス コンデンサ (C7) の組み合わせによって提供されます。抵抗 R16 及び R17 は、L1、L2、C1、及び AC 入力インピーダンスの間で形成された共振を減衰するように作用します。小型整流コンデンサ (C2) は、一次スイッチング電流に低いインピーダンス ソースを提供するために必要です。力率を 0.9 よりも高く維持するために、C1 及び C2 の最大値が制限されます。

LinkSwitch-PH 一次

ピーク入力電圧情報を U1 に提供するために、整流された入力 AC ピークが D2 を通じて C3 に充電されます。その後、R2 及び R3 を経由した電流として、U1 の VOLTAGE MONITOR ピンにフィードされます。この検出された電流は、デバイスによって入力過電圧及び低電圧の保護のスレッシュホールドを設定するためにも使用されます。抵抗 R1 は、整流された AC のものよりもはるかに長い時間定数により C3 に放電パスを提供して、入力周波数のリップルを防ぎます。

VOLTAGE MONITOR ピン電流と FEEDBACK ピン電流は、平均出力 LED 電流を制御するために内部で使用されます。トライアック調光アプリケーションでは、49.9 k Ω の抵抗 (R4) を REFERENCE ピンで使用し、4 M Ω (R2+R3) を VOLTAGE MONITOR ピンで使用して、入力電圧と出力電流の間のリニアな関係を実現し、調光範囲を最大化します。抵抗 R4 は、内部の入力低電圧及び過電圧の保護のスレッシュホールドも設定します。

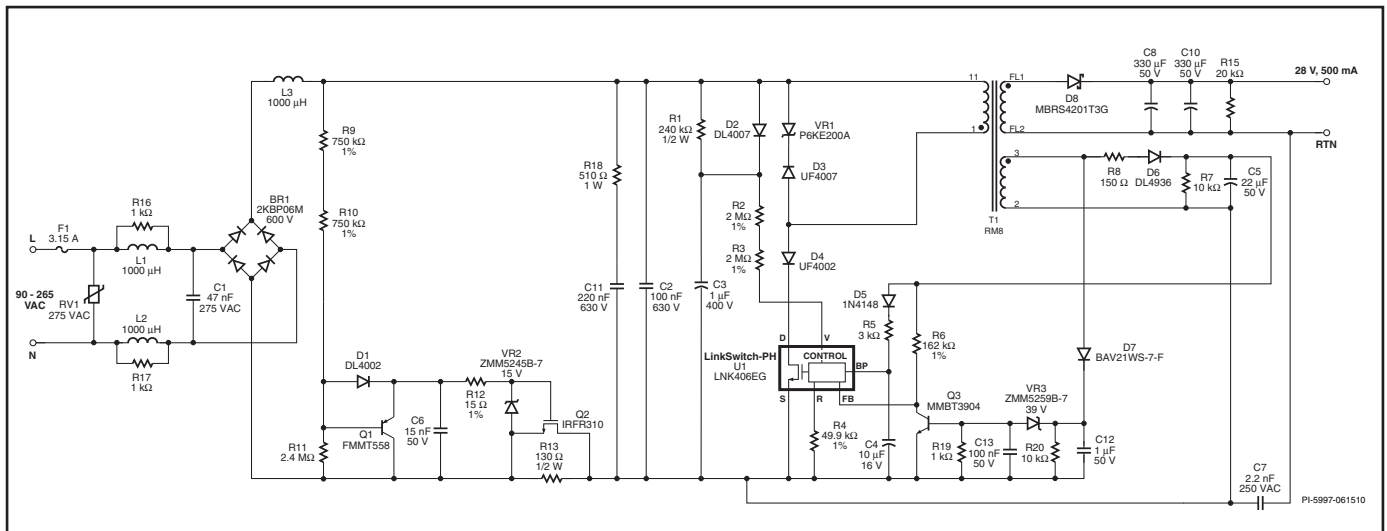


図 7. 独立したトライアック調光機能付き高効率ユニバーサル入力 14 W LED ドライバの回路図

ダイオード D3 及び VR1 は、漏れインダクタンスの効果により、ドレイン電圧を安全なレベルにクランプします。ダイオード D4 は、整流された AC 入力電圧の期間中、C2 にかかる電圧が跳ね返り出力電圧 (V_{OR}) を下回る状況において、逆電流が U1 内を流れるのを防ぐために必要です。

ダイオード D6、C5、R7、及び R8 は、トランスの補助巻線からの一次バイアス回路を作成します。コンデンサ C4 は、内部コントローラの供給ピンである U1 の BYPASS ピンのデカップリングコンデンサです。起動時に、C4 はデバイスの DRAIN ピンに接続された内部の高電圧電流ソースから 6 V まで充電されます。これにより、スイッチングを開始することが可能となり、その時点で動作供給電流がバイアス回路から R5 を介して提供されます。コンデンサ C4 は、出力モードも選択します (U1 での消費電力を減らし効率を向上させるために低電力を選択した場合は 10 μ F)。

フィードバック

バイアス巻線電圧は、出力電圧 (バイアス巻線と二次巻線の巻線比率によって設定されます) に比例します。これにより、二次側フィードバック 部品無しで出力電圧を監視できます。抵抗 R6 は、バイアス電圧を電流に変換し、この電流が U1 の FEEDBACK ピンにフィードされます。U1 内の内部エンジンは、FEEDBACK ピン電流、VOLTAGE MONITOR ピン電流、及びドレイン電流情報を組み合わせ、1.5:1 の出力電圧変動 (直列 LED の電圧変動は $\pm 25\%$) に対して一定の出力電流を固定入力電圧で提供します。

無負荷での出力電圧を制限するために、D7、C12、R20、VR3、C13、Q3、及び R19 により出力過電圧保護回路が設定されます。出力負荷が分離された場合、バイアス電圧は、VR3 が導通するまで上昇し、Q3 をオンにして、FEEDBACK ピンへの電流を減少させます。この電流が 20 μ A を下回るとオートリスタートになり、スイッチングが 1500 ms にわたって停止し、出力電圧とバイアス電圧が低下する時間が確保されます。

出力整流

トランスの二次巻線は、D8 によって整流され、C8 及び C10 によってフィルタされます。効率の点でショットキー バリア ダイオードが選択され、また平均値の 40% と等価のピーク間及び LED リップル電流を与えるために C8 と C10 を組み合わせられた値が選択されました。これよりも低いリップルが望ましい設計のために、出力容量の値を増やすことができます。小さなダミー抵抗が R15 によって提供され、無負荷状態の下での出力電圧が制限されます。

トライアック位相調光制御の互換性

低コストでトライアックベースのリーディング エッジ型位相調光器によって出力調光機能を提供する要件には、設計上のさまざまなトレードオフが伴います。

LED ベースの照明による電力消費はきわめて低いので、ランプ全体に流れ込む電流は、調光器内のトライアックの保持電流を下回ります。これにより、調光範囲の制限や、トライアックが不定期に始動することによるフリッカなどの望ましくない動作が発生することがあります。LED ランプが入力に与える比較的大きなインピーダンスにより、膨大なリングングが発生します。これは、トライアックがオンのときに突入電流が入力容量を充電するからです。これもまた、同様の望ましくない動作を発生させることがあります。リングングによってトライアック電流がゼロに低下し、オフになる可能性があるからです。

これらの問題を克服するために、アクティブ ダンパーとパッシブ ブリーダーの 2 つの回路が組み込まれています。これらの回路の欠点は、電力消費が増大し、したがって電源の効率が低下することです。非調光アプリケーションでは、これらのコンポーネントを単純に省略できます。

アクティブ ダンパーは、コンポーネント R9、R10、R11、R12、D1、Q1、C6、VR2、Q2 と R13 の組み合わせで構成されます。この回路は、トライアック導通の最初の 1 ms 間に R13 を直列に配置することにより、トライアックがオンの時に C2 に流れる突入電流を制限します。約 1 ms 後、Q2 がオンになって R13 を短絡します。これにより、R13 での電力消費が低く保たれ、カレント リミット中に大きな値が許容されます。抵抗 R9、R10、R11 と C6 は、トライアック導通後に 1 ms の遅延を提供します。トランジスタ Q1 はトライアックが導通していないときに C6 を放電し、VR2 は Q2 のゲート電圧を 15 V にクランプします。

パッシブ ブリーダー回路は、C11 と R18 で構成されます。この回路は、各 AC ハーフ サイクル中に、実効ドライブ抵抗に対応する入力電流を上昇させつつ入力電流をトライアック保持電流よりも高く維持するのに役立ちます。

拡張入力レギュレーションによる 7 W 高効率調光不能 LED ドライバの設計例

図 8 の回路図は、LinkSwitch-PH デバイス ファミリーの LNK413EG に基づく高効率 LED ドライバを示しています。このドライバは、PAR20/PAR30 ランプの組み込み用途に最適な、電圧 21 V 及び定電流 0.33 A での直列 LED の駆動に最適化されています。この設計は、90 ~ 265 VAC のユニバーサル入力電圧範囲で動作する非調光アプリケーションです。非調光アプリケーションは調光アプリケーションよりも入力電圧の変更に対する出力電流変動が少なくなっています。重要なのは、この設計は調光用と指定されていないものの、エンドユーザーが位相制御された調光器で利用した場合に、回路は損傷しないということです。

回路の説明

入力部

ヒューズ F1 は部品異常を保護し、RV1 はディファレンシャルモードの入力サージをクランプします。これにより、U1 のピークドレイン電圧が、内部パワー MOSFET の 725 V 定格以下に保たれます。ブリッジ整流器 BR1 は、AC 入力電圧を整流します。EMI フィルタリングは、L1-L3 及び C2 と、一次 - 二次間をブリッジする安全定格 Y クラス コンデンサ (C7) の組み合わせによって提供されます。抵抗 R2 及び R3 は、L1、L2、C2、及び AC 入力インピーダンスの間で形成された共振を減衰するように作用します。小型整流コンデンサ (C3) は、一次スイッチング電流に低いインピーダンスソースを提供するために必要です。効率を 0.9 よりも高く維持するために、C2 及び C3 の最大値が制限されます。

LinkSwitch-PH 一次側

ピーク入力電圧情報を U1 に提供するために、整流された入力 AC ピークが D6 を通じて C8 に充電されます。その後、R4、R7、及び R8 を経由した電流として、U1 の VOLTAGE MONITOR ピンにフィードされます。VOLTAGE MONITOR ピン電流と FEEDBACK ピン電流は、平均出力 LED 電流を制御するために内部で使用されます。VOLTAGE MONITOR ピンに接続された R4、R7、R8 (3.909 M Ω) と R11、R12 (1.402 M Ω) を組み合わせた値は、90 ~ 265 VAC の入力範囲全体にわたり、優れた入力レギュレーションを提供します。

VOLTAGE MONITOR ピン電流は、デバイスによって入力過電圧及び低電圧の保護のスレッシュホールドを設定するためにも使用されます。

ダイオード D1 及び VR1 は、漏れインダクタンスの効果により、ドレイン電圧を安全なレベルにクランプします。コンポーネントの数を最小限にし、効率を最大限に高めるために、ツェナー クランプが選択されました。ダイオード D5 は、AC 入力電圧が跳ね返り出力電圧 (V_{OR}) よりも低くなる期間に逆電流が U1 内を流れるのを防ぐために必要です。この設計では、スペース効率に優れた RM6 コアが選択されました。RM コアの形状は、音鳴りを抑えるのに効果的ですが、安全規格要件を満たすためにライティング リードを使用する必要があります。

ダイオード D3、C6、R5、R9、及び R18 は、トランスの補助巻線からの一次バイアス回路を形成します。抵抗 R5 は、漏れインダクタンスによるスパイク電圧を平滑し、バイアス電圧及び出力電圧のトラッキングを向上させます。また、C6 で 100 Hz 以下の極を形成します。抵抗 R9 及び R18 は、小さな負荷として機能し、U1 がオートリスタート動作になったときにバイアス電圧を出力短絡中に確実に低下させて電源を保護します。

出力過電圧及び負荷分離の保護は、D8、C14、R24、VR3、C15、R23、及び Q2 によって提供されます。出力 LED 負荷が分離されると出力電圧は上昇し、それに関連して C14 上でバイアス巻線電圧が上昇します。これが VR3 の電圧定格を超えると、Q2 がオンになり、U1 の FEEDBACK ピンをプルダウンしてオートリスタート動作を開始します。いったんオートリスタートになると、低デューティ サイクルの動作 (3% 以下) と出力への小さなプリロードにより、出力電圧が高いレベルに上昇することを防ぎます。出力負荷が再び接続されると、通常の動作に復帰します。

コンデンサ C12 は、内部コントローラの供給ピンである U1 の BYPASS ピンのデカップリング コンデンサです。起動時に、C4 はデバイスの DRAIN ピンに接続された内部の高電圧電流ソースから 6 V まで充電されます。バイアス電圧がレギュレーションまで上昇すると、動作供給電流が R10 を介して提供されます。ダイオード D4 は、起動時に U1 が C6 を充電して起動の遅延時間が増えるのを防ぎます。

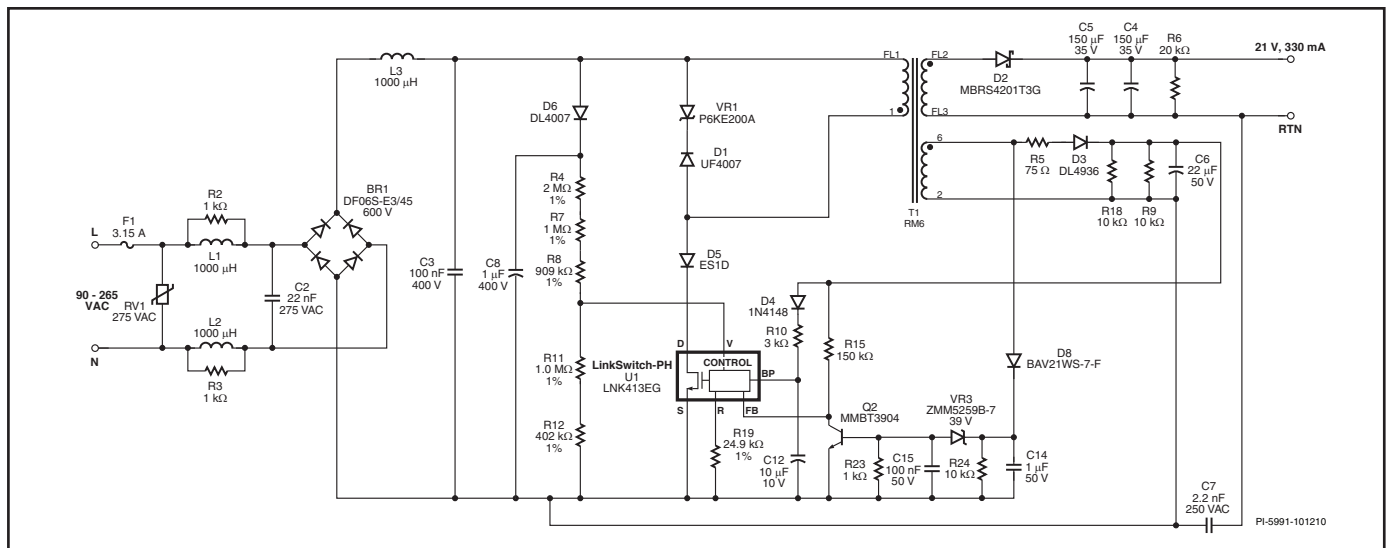


図 8. 独立したトライアック調光機能なし高効率ユニバーサル入力 7 W LED ドライバの回路図

フィードバック

バイアス巻線電圧は、出力電圧 (バイアス巻線と二次巻線の巻線比率によって設定されます) に比例します。これにより、二次側フィードバック 部品無しで出力電圧を監視できます。抵抗 R15 は、バイアス電圧を電流に変換し、この電流が U1 の FEEDBACK ピンにフィードされます。U1 内の内部エンジンは、FEEDBACK ピン電流、VOLTAGE MONITOR ピン電流、及びドレイン電流情報を組み合わせて、2:1 の出力電圧範囲で一定の出力電流を提供します。

出力整流

トランスの二次巻線は、D2 によって整流され、C4 及び C5 によってフィルタされます。効率の点でショットキー バリヤ ダイオードが選択され、また許容可能な LED リップル電流を与えるために C4 と C5 を組み合わせた値が選択されました。これよりも低いリップルが望ましい設計のために、出力容量の値を増やすことができます。小さなプリロードが R6 によって提供され、無負荷状態の下での出力電圧が制限されます。

応用時の重要検討項目

出力電力テーブル

データ シートの出力電力テーブル (テーブル 1) は、次の条件に基づく最小及び最大の実際の連続出力電力を示しています。

1. 80% の効率
2. 70 °C のデバイス ローカル周囲温度
3. デバイスの温度を 100 °C よりも低く保つための十分なヒートシンク
4. 最小出力電力列について
 - 120 V の出力の跳ね返り電圧 (V_{OR})
 - 135 μ A の FEEDBACK ピン電流
 - 10 μ F の BYPASS ピン コンデンサ値
5. 最大出力電力列について
 - 65 V の出力の跳ね返り電圧 (V_{OR})
 - 165 μ A の FEEDBACK ピン電流
 - 100 μ F (LNK4x3EG = 10 μ F) の BYPASS ピン コンデンサ値

85 VAC を超える入力電圧では、LinkSwitch-PH デバイスの電力供給容量は変化しません。

デバイスの選択

必要な出力電力をテーブル 1 の値と比較して、デバイスのサイズを選択します。温度条件の厳しい設計、たとえば LinkSwitch-PH デバイスの周囲温度が高かったり、ヒート シンク用のスペースが限られていたりする白熱灯の交換の場合などでは、最小出力電力の列を使用します。これを選択するには、10 μ F の BYPASS ピン コンデンサを使用します。結果として、デバイスのカレント リミットが低くなり、したがって伝導損失も少なくなります。オープン フレーム設計や、ヒート シンク用のスペースが利用できる設計の場合は、最大出力電力の列を参照します。これを選択するには、電力設定が 1 つしかない LNK4x3 以外のすべてで、100 μ F の BYPASS ピン コンデンサを使用します。いずれの場合も、最良の出力電流公差を得るために、デバイスの温度を 100 °C 以下に維持します。

最大入力容量

高効率を実現するために、EMI フィルタと、整流された AC (入力コンデンサ) のデカップリングに使用する容量は、値を制限する必要があります。最大値は設計の出力電力の関数であり、出力電力の減少に応じて減少します。ほとんどの設計では、整流コンデンサの値 100 nF で合計容量を 200 nF 以下に制限します。フィルムコンデンサのほうがセラミック タイプよりも推奨されます。これは、リーディング エッジ型位相調光器の動作による音鳴りが最小化されるからです。EMI フィルタの容量の値を 10 nF から始めて、十分な EMI マージンが得られるまで増やします。

REFERENCE ピンの抵抗値の選択

LinkSwitch-PH ファミリーには位相調光デバイスの LNK403-410、及び非調光デバイスの LNK413-420 がラインアップされています。非調光デバイスでは最良の出力定電流特性を得るため (AC 入力電圧の変動に対して)、高入力電圧及びユニバーサル入力電圧設計では 24.9 k Ω \pm 1% REFERENCE ピン抵抗を使用し、低入力電圧設計では 49.9 k Ω \pm 1% を使用しています。調光デバイスでは最大の調光範囲を実現するために 49.9 k Ω \pm 1% を使用しています。

VOLTAGE MONITOR ピンの抵抗回路網の選択

LNK403-410 で AC 位相角調光範囲を最大にするには、入力電圧ピーク検出器回路に 4 M Ω の抵抗を接続します。抵抗の電圧定格がピーク入力電圧に対して十分であることを確認します。必要であれば、複数の直列接続された抵抗を使用します。

入力レギュレーションを最適化するには、入力電圧ピーク検出器に 3.909 M Ω の抵抗を直列接続します。さらに、VOLTAGE MONITOR ピンから SOURCE ピンに、1 M Ω と 402 k Ω の抵抗を直列に接続します (合計 1.402 M Ω)。精度を高めるには、公差 1% の抵抗を使用します。入力レギュレーションは、PIXIS スプレッドシートの微調整セクションを使用して、さらに向上させることができます。詳細については、LinkSwitch-PH アプリケーション ノートを参照してください。

一次クランプと出力の跳ね返り電圧 V_{OR}

一次クランプは、ピーク ドレインをソース電圧に制限するために必要です。ツェナー クランプは、最小限のコンポーネントとボードスペースで最大限の効率を実現します。RCD クランプも使用できますが、起動時と出力短絡時にピーク ドレイン電圧を慎重に確認する必要があります。これは、クランピング電圧がピーク ドレイン電流によって大幅に変化するからです。

最大限の効率を得るには、クランピング電圧を、跳ね返りの出力電圧 V_{OR} の少なくとも 1.5 倍になるように選択する必要があります。これにより、漏れスパイクの導通時間が短くなります。ツェナー クランプをユニバーサル入力または高入力電圧のみのアプリケーションで使用するときは、ツェナーの絶対公差及び温度変動を許容するために、135 V 以下の V_{OR} が推奨されます。これにより、クランプ回路の効率的な動作が保証され、最大ドレイン電圧も FET の定格ブレークダウン電圧以下に維持されます。RCD (または RCDZ) クランプは、ツェナー クランプよりも厳しいクランプ電圧公差を提供します。RCD クランプは、ツェナー クランプよりもコスト効果に優れていますが、最大ドレイン電圧がパワー MOSFET ブレークダウン電圧を超えないようにするために、より慎重な設計が必要になります。これらの V_{OR} 制限は、内部 MOSFET の BV_{DSS} 定格に基づいています。ほとんどの設計では、60 ~ 100 V の V_{OR} が一般的であり、最良の PFC 及びレギュレーション性能が得られます。

直列ドレイン ダイオード

ドレインと直列の超高速ダイオードまたはショットキー ダイオードは、逆電流がデバイス内を流れるのを防ぐために必要です。電圧定格は、跳ね返りの出力電圧 V_{OR} を上回る必要があります。電流定格は平均一次電流の 2 倍を上回り、ピーク定格は選択された LinkSwitch-PH デバイスの最大ドレイン電流と等価である必要があります。

入力電圧ピーク検出器回路

LinkSwitch-PH デバイスは、ピーク入力電圧を使用して出力への電力供給を規制します。入力リップルを最小化し、力率を最大化 (0.9 以上) するには、 $1 \mu\text{F} \sim 4.7 \mu\text{F}$ のコンデンサ値が推奨されます。これよりも小さい値も使用できますが、PF が低下し、入力電流の歪みが大きくなります。

位相制御調光器による動作

調光スイッチは、AC 電圧の正弦波の部分に対して導通 (ブランキング) を行わないことにより、白熱灯の明るさを制御します。これにより、ランプに適用される RMS 電圧が軽減され、明るさが減少します。これを自然調光といいます。調光用に構成された LinkSwitch-PH LNK403-410 デバイスは、RMS 入力電圧の減少に伴って LED 電流を軽減することにより、自然調光を利用します。この性質により、入力レギュレーションの性能を意図的に減少させて、調光範囲を拡大し、白熱灯の動作をより忠実に再現します。49.9 k Ω の REFERENCE ピン抵抗を使用して、自然調光モード動作を選択します。

リーディング エッジ型位相制御調光器

低コストでトライアックベースのリーディング エッジ型位相調光器によってフリッカのない出力調光を提供する要件には、設計上のさまざまなトレードオフが伴います。

LED ベースの照明による電力消費はきわめて低いので、ランプ全体に流れ込む電流は、調光器内のトライアックの保持電流を下回ります。これにより、調光範囲の制限やフリッカなどの好ましくない動作が発生します。LED ランプが入力に与える比較的大きなインピーダンスにより、膨大なリンギングが発生します。これは、トライアックがオンのときに突入電流が入力容量を充電するからです。これもまた、同様の好ましくない動作を発生させることがあります。リンギングによってトライアック電流がゼロに低下し、オフになる可能性があるからです。

これらの問題を克服するために、アクティブ ダンパーとパッシブ ブリーダーの 2 つの回路が組み込まれています。これらの回路の欠点は、電力消費が増大し、したがって電源の効率が低下することです。そのため、非調光アプリケーションでは、これらのコンポーネントを単純に省略できます。

図 9(a) に、リーディング エッジ型トライアック調光器の入力における入力電圧及び電流を、図 9(b) に、結果として生じる整流されたバス電圧をそれぞれ示します。この例では、トライアックは 90 度で導通します。

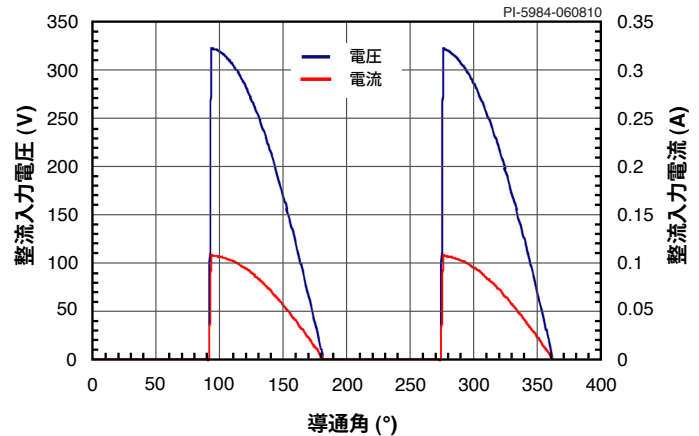
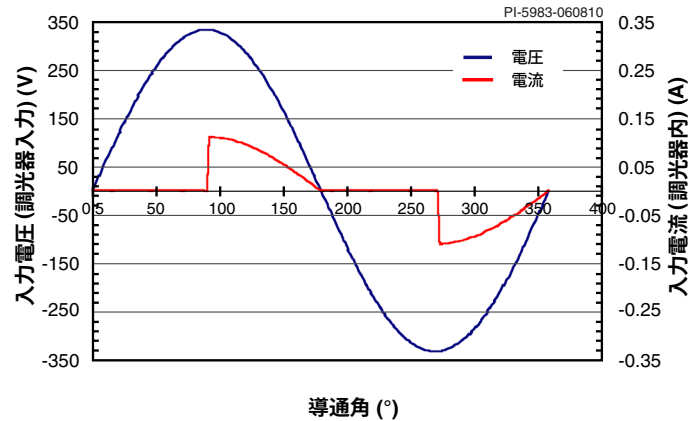


図 9. (a) リーディング エッジ型トライアック調光器の導通角 90° での理想的な入力電圧及び電流の波形。(b) トライアック調光器出力の整流による波形。

図 10 に、トライアックを途中でオフにして再起動した場合の、望ましくない整流バス電圧及び電流を示します。

ハーフサイクルが終了する前にトライアックが不規則にオフになった場合、または代替のハーフ AC サイクルの導通角が異なる場合、出力電流の変動により LED 照明でフリッカが確認されます。これを解決するには、ブリーダー及びダンパー回路を採用します。

調光器は、製造業者及び電力定格に応じて異なる動作を示します。たとえば、300 W の調光器では、600 W または 1000 W の調光器に比べて、ダンピングが少なく済み、ブリーダーでの電力損失も少なくなります。これは、ドライブ回路とトライアック保持電流の仕様が異なるからです。入力電圧も大きな影響を与えます。特定の出力電力に対して高入力の場合、入力電流及びトライアック電流は低くなりますが、入力容量が充電する時のピーク突入電流が高くなり、リンギングが増えます。さらに、同じ調光器から複数の照明を並列で駆動した場合、並列ユニットの容量が大きいため、リンギングが増えます。したがって、調光器の動作をテストするときは、多数のモデル、さまざまな入力電圧、及びシングル ドライバと並列の複数ドライバの両方で確認を行ってください。

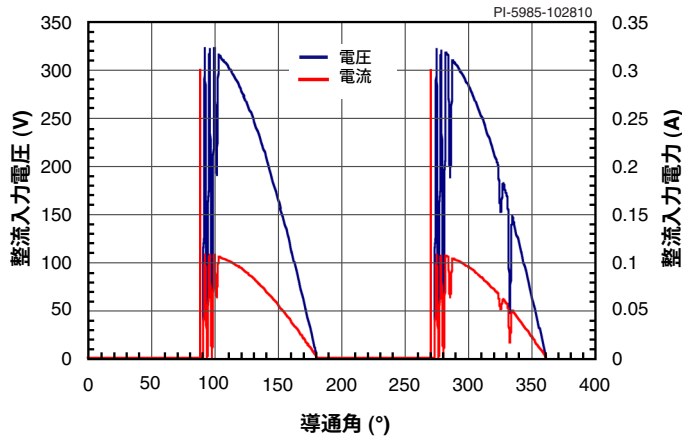


図 10. 不規則な始動を示す位相角調光器の例

最初に、ブリーダー回路を追加します。0.44 μF のコンデンサと 510 Ω 1 W の抵抗 (直列のコンポーネント) を整流バス上に追加します (図 7 の C11 及び R18)。これで十分な動作が得られる場合は、コンデンサの値を許容可能な性能が得られる最小値に減少させて、損失を減らし、効率を高めます。

ブリーダー回路がトライアックで導通を維持しない場合は、図 7 に示すように、アクティブダンパーを追加します。これは、コンポーネント R9、R10、R11、R12、D1、Q1、C6、VR2、Q2 と R13 の組み合わせで構成されます。この回路は、トライアック導通の最初の 1 ms 間に R13 を直列に配置することにより、トライアックがオンのときに C2 に流れる突入電流を制限します。約 1 ms 後、Q2 がオンになって R13 を短絡しますこれにより、R13 での電力消費が低く保たれ、カレントリミット中に大きな値を使用できるようになります。抵抗 R9 及び R10 の値を増やすことにより Q2 がオンになるまでの遅延を増やすと、調光器の互換性は向上しますが、R13 で消費される電力は増えます。調整を行うときは、電源の入力部分で AC 入力電流及び電圧を監視します。トライアックが適切に機能するまで遅延を増やします。ただし、効率を高めるために、遅延はできるだけ短くしてください。

原則として、ブリーダー回路及びダンパー回路で消費される電力が増えると、ドライバで機能する調光器の種類も増えます。

トレーリング エッジ型位相制御調光器

図 11 に、トレーリング エッジ型調光器における電源の入力時点での入力電圧及び電流を示します。この例では、調光器は 90 度で導通します。これらの調光器の多くは、トライアックではなく、バック・トゥ・バック接続されたパワー MOSFET を使用して負荷を制御します。これによってトライアックの保持電流の問題が排除され、また導通がゼロ交差で始まるため、高電流サージ及び入力リンギングが最小化されます。通常、これらの種類の調光器には、ダンピング回路とブリーダー回路は不要です。

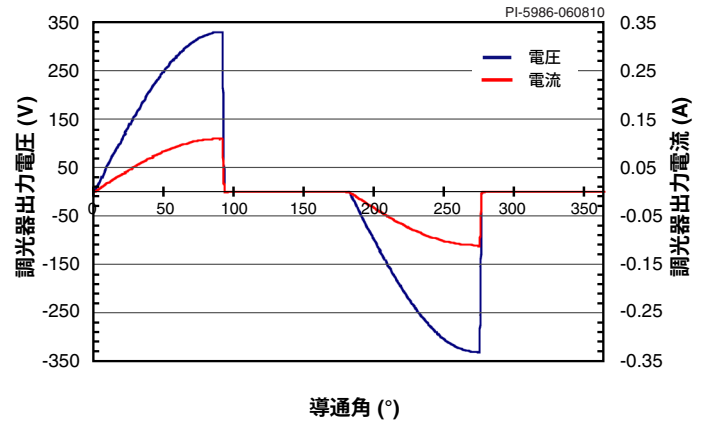


図 11. トレーリング エッジ型調光器の導通角 90° での理想的な調光器出力電圧及び電流の波形

リーディング エッジ型調光器で使用する場合の音鳴りについての重要検討項目

調光時に生成されるノイズは、通常は入力コンデンサ、EMI フィルタインダクタ、及びトランスによって生成されます。AC ハーフサイクルごとにトライアックがオンし、入力コンデンサを充電するためにラッシュ電流が流れるので、入力コンデンサとインダクタに大きな di/dt 及び dv/dt が発生するためです。ノイズを最小化するには、フィルムまたはセラミックのコンデンサを選択し、コンデンサ値を最小化し、物理的に短くて幅広のインダクタを選択します。

トランスもノイズを生成することがあります。これを最小化するには、細長い足を持つコア (物理的な共振周波数が高い) を避けます。たとえば、同じ磁束密度では、RM コアが生成する音鳴りは EE コアよりも少なくなります。コアの磁束密度を減らすことによってノイズは減少します。最大磁束密度 (BM) を 1500 ガウスに減らすと、通常はすべての音鳴りが消えますが、特定の出力電力に必要なコアサイズが増えることとのバランスをとる必要があります。

熱及び寿命についての考慮事項

照明アプリケーションは熱の問題をドライバにもたらします。多くの場合、LED 負荷時消費電力により、ドライバが受ける動作周囲温度が決まります。そのため、最終的な筐体の内部で、ドライバを使用して熱評価を行うことが必要です。温度はドライバと LED の寿命に直接的な影響を与えます。温度が 10 $^{\circ}\text{C}$ 上昇するごとに、コンポーネントの寿命は 1/2 に減少します。したがって、熱低減を適切に行い、すべてのデバイスの動作温度を確認することが重要です。

レイアウトに関する考慮事項

一次側接続

SOURCE ピンの入力フィルタ コンデンサの負極端子を、バイアスのリターンに単一 (ケルビン) 接続します。これにより、バイアス巻線のサージ電流が入力フィルタ コンデンサに直接戻ることによって、サージ容量が強化されます。BYPASS ピン コンデンサは、BYPASS ピンのできるだけ近くに位置し、SOURCE のできるだけ近くで接続されている必要があります。SOURCE ピンの配線は、メインのパワー MOSFET スイッチング電流と共有しないようにします。

SOURCE ピンに接続するすべての FEEDBACK ピン コンポーネントは、BYPASS ピン コンデンサと同じルールに従っている必要があります。メインのパワー MOSFET スイッチング電流が、できるだけ短い経路で整流コンデンサに戻ることも重要です。経路が長く高電流の場合は、過剰な伝導ノイズ及び放射ノイズを生みます。

二次側接続

出力整流器と出力フィルタ コンデンサは、できるだけ近くに位置している必要があります。トランスの出力リターン ピンから、出力フィルタ コンデンサのリターン側への配線は短くなっている必要があります。

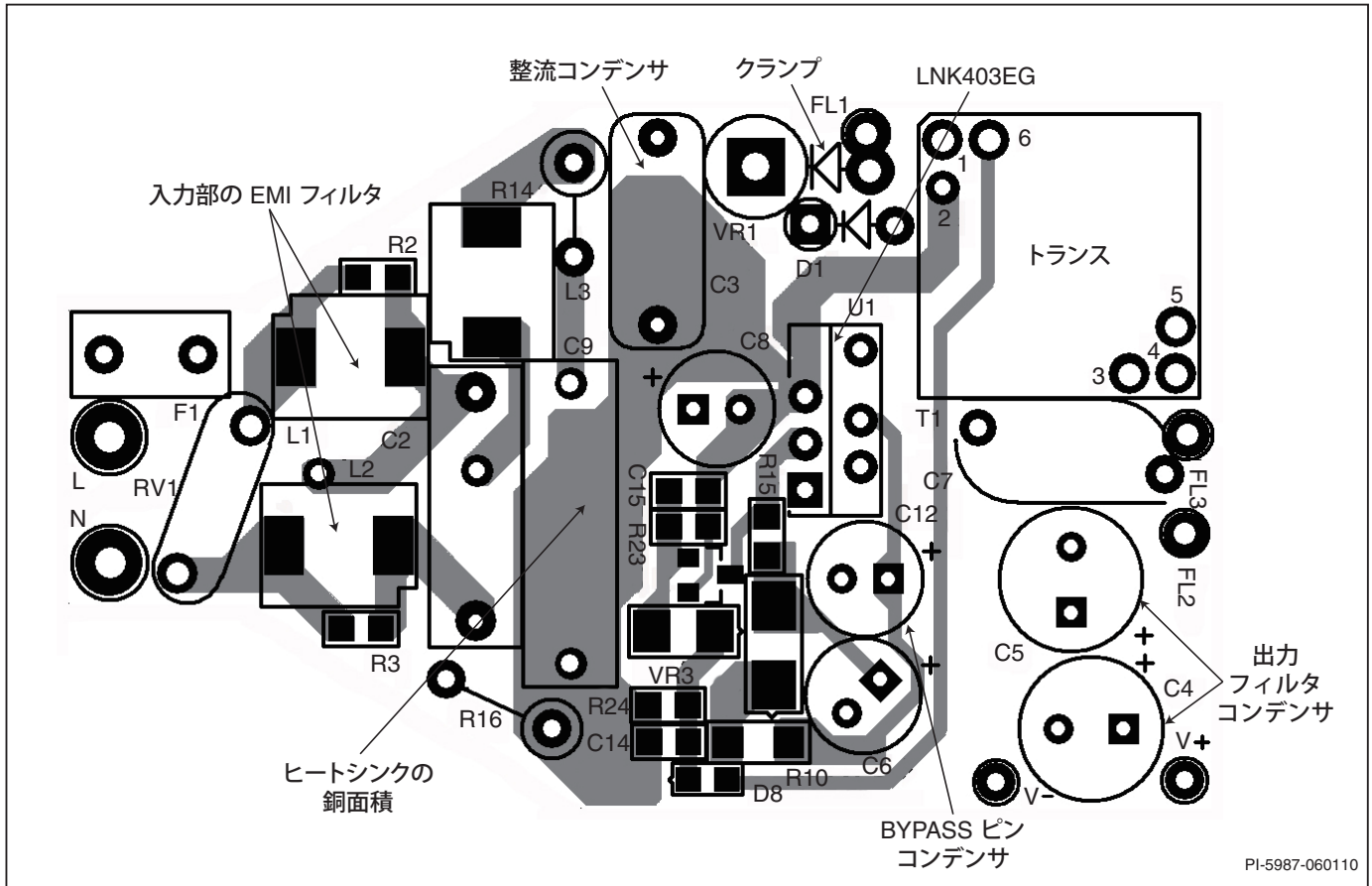


図 12. RD-193 7 W のレイアウト例、基板面

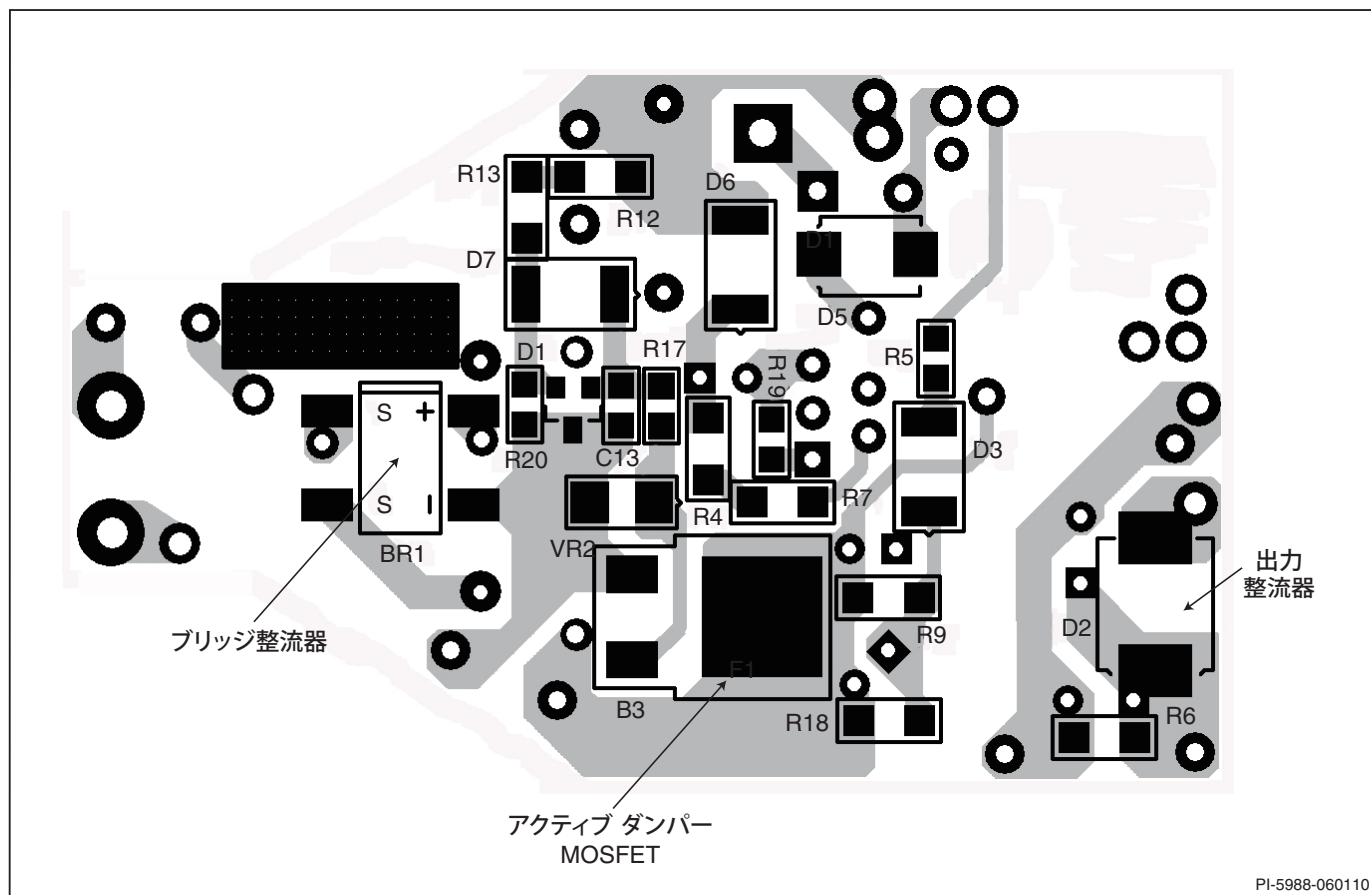


図 13. RD-193 7 W のレイアウト例、半田面

設計のクイック チェックリスト

最大ドレイン電圧

起動及び障害の状態を含むすべての動作状態下で、ピーク V_{DS} が 725 V を超えないことを確認します。

最大ドレイン電流

起動及び障害の状態を含むすべての動作状態下で、ピーク ドレイン電流を測定します。トランスの飽和の兆候を探します (通常は最大の動作周囲温度で発生します)。ピーク電流がデータ シートの絶対最大定格に示されている値よりも低いことを確認します。

温度特性の確認

最大出力電力、最小及び最大の入力電圧及び最大周囲温度で、LinkSwitch-PH、トランス、出力ダイオード、出力コンデンサ、及びドレイン クランプ コンポーネントについて温度仕様を超えていないことを確認します。

絶対最大定格^(1,4)

DRAIN ピン ピーク電流 ⁽⁵⁾ : LNK403、LNK413.....	1.37 A	注: 1. 電圧はすべて、 $T_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$ での SOURCE に対する相対電圧です。 2. 通常は内部回路によって制限されます。 3. ケースから 1/16 インチで 5 秒間。 4. 仕様の絶対最大定格は、製品に回復不能な損傷を与えることなく 1 つずつ適用できます。絶対最大定格の状態を長時間続けると、製品の信頼性に悪影響を与えるおそれがあります。 5. ピーク DRAIN 電流は、DRAIN 電圧が同時に 400 V 以下である時に許可されます。図 17 を参照してください。 6. 起動中 (BYPASS ピンが IC に電力を供給する以前の期間) は、VOLTAGE MONITOR ピンの電圧を 15 V まで上昇しても、問題ありません。
LNK404、LNK414.....	2.08 A	
LNK405、LNK415.....	2.72 A	
LNK406、LNK416.....	4.08 A	
LNK407、LNK417.....	5.44 A	
LNK408、LNK418.....	6.88 A	
LNK409、LNK419.....	7.73 A	
LNK410、LNK420.....	9.00 A	
DRAIN ピン電圧.....	-0.3 ~ 725 V	
BYPASS ピン電圧.....	-0.3 ~ 9 V	
BYPASS ピン電流.....	100 mA	
VOLTAGE MONITOR ピン電圧.....	-0.3 ~ 9 V ⁽⁶⁾	
FEEDBACK ピン電圧.....	-0.3 ~ 9 V	
REFERENCE ピン電圧.....	-0.3 ~ 9 V	
リード温度 ⁽³⁾	260 °C	
保存温度.....	-65 ~ 150 °C	
動作接合温度 ⁽²⁾	-40 ~ 150 °C	

熱抵抗

熱抵抗 : eSIP パッケージ:		注: 1. ヒートシンク無しで配置。 2. 背面タブで測定。
(θ_{JA})	105 °C/W ⁽¹⁾	
(θ_{JC})	2 °C/W ⁽²⁾	

パラメータ	記号	条件			最小	標準	最大	単位
		SOURCE = 0 V, $T_J = -20 \sim 125\text{ }^\circ\text{C}$ (特に指定がない場合)						
制御機能								
スイッチング周波数	f_{OSC}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	平均	62	66	70	kHz	
			ピーク-ピーク ジッター		9			
周波数ジッター変調率	f_M	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ 注 B を参照			1		kHz	
BYPASS ピン充電電流	I_{CH1}	$V_{BP} = 0\text{ V},$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	LNK403、LNK413	-5.0	-4.2	-3.4	mA	
			LNK404、LNK414	-9.6	-8.0	-6.4		
	LNK405-410, LNK415-420			-17	-12	-8.8		
	I_{CH2}	$V_{BP} = 5\text{ V},$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	LNK403、LNK413	-1.6	-1.2	-0.6		
			LNK404、LNK414	-4.2	-3.5	-2.8		
			LNK405-410, LNK415-420			-9		-6.8
充電電流 温度ドリフト		注 A を参照				0.5	%/°C	
BYPASS ピン電圧	V_{BP}	$0\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$			5.7	5.9	6.1	V
BYPASS ピン電圧 ヒステリシス	$V_{BP(H)}$	$0\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$				0.85		V
BYPASS ピン シャント電圧	$V_{BP(SHUNT)}$	$I_{BP} = 2\text{ mA}$ $0\text{ }^\circ\text{C} < T_J < 100\text{ }^\circ\text{C}$			6.0	6.4	6.7	V
ソフトスタート時間	t_{SOFT}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$ $V_{BP} = 5.9\text{ V}$			40			ms

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V、T _J = -20 ~ 125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
制御機能 (続き)							
ドレイン供給電流	I _{CD2}	0 °C < T _J < 100 °C FET スイッチングなし	0.5	0.85	1.2	mA	
	I _{CD1}	0 °C < T _J < 100 °C FET f _{OSC} でスイッチング	0.9	1.5	2.25		
VOLTAGE MONITOR ピン							
入力ブラウンイン スレッシュホールド電流	I _{UV+}	T _J = 25 °C	R _R = 24.9 kΩ	21.0	22.5	24.0	μA
			R _R = 49.9 kΩ	22.8	24.5	26.2	
入力ブラウンアウト スレッシュホールド電流	I _{UV-}	T _J = 25 °C	R _R = 24.9 kΩ		18.5		μA
			R _R = 49.9 kΩ		15.0		
入力ブラウンイン/アウト ヒステリシス	I _{UV(H)}	T _J = 25 °C	R _R = 24.9 kΩ	1	4		μA
			R _R = 49.9 kΩ	5	9.4		
入力過電圧スレッシュ ホールド	I _{OV}	T _J = 25 °C R _R = 24.9 kΩ R _R = 49.9 kΩ	スレッシュホールド	107	112	117	μA
			ヒステリシス		4		
VOLTAGE MONITOR ピン電圧	V _V	0 °C < T _J < 100 °C I _{UV-} < I _V < I _{OV}	2.75	3.0	3.25	V	
VOLTAGE MONITOR ピン短絡電流	I _{V(SC)}	V _V = 5 V T _J = 25 °C	170	190	210	μA	
リモート ON/OFF スレッシュホールド	V _{V(REM)}	T _J = 25 °C	0.5			V	
FEEDBACK ピン							
最大デューティ サイクルの 開始時点の FEEDBACK ピン電流	I _{FB(DCMAXR)}	0 °C < T _J < 100 °C			85	μA	
FEEDBACK ピン電流 スキップ サイクル スレッシュホールド	I _{FB(SKIP)}	0 °C < T _J < 100 °C	220			μA	
最大デューティ サイクル	DC _{MAX}	I _{FB(DCMAXR)} < I _{FB} < I _{FB(SKIP)} 0 °C < T _J < 100 °C	90		99.9	%	
FEEDBACK ピン電圧	V _{FB}	I _{FB} = 150 μA 0 °C < T _J < 100 °C	2.08	2.40	2.62	V	
FEEDBACK ピン短絡電流	I _{FB(SC)}	V _{FB} = 5 V T _J = 25 °C	320	400	480	μA	
デューティ サイクル低減	DC10	I _{FB} = I _{FB(AR)} 、T _J = 25 °C、注 B を参照	10			%	
	DC40	I _{FB} = 40 μA、T _J = 25 °C		20			
	DC60	I _{FB} = 60 μA、T _J = 25 °C		36			
オートリスタート							
オートリスタート ON 時間	t _{AR}	T _J = 25 °C V _{BP} = 5.9 V	40			ms	
オートリスタート デューティ サイクル	DC _{AR}	T _J = 25 °C		3		%	

パラメータ	記号	条件 SOURCE = 0 V, T _J = -20 ~ 125 °C (特に指定がない場合)	最小	標準	最大	単位	
オートリスタート (続き)							
SOA 最小スイッチ ON 時間	t _{ON(SOA)}	T _J = 25 °C 注 B 参照			1.75	μs	
オートリスタート中の FEEDBACK ピン電流	I _{FB(AR)}	0 °C < T _J < 100 °C			17.5	μA	
REFERENCE ピン							
REFERENCE ピン電圧	V _R	R _R = 24.9 kΩ 0 °C < T _J < 100 °C	1.215	1.245	1.275	V	
REFERENCE ピン電流	I _R		48.45	49.70	50.95	μA	
カレントリミット/回路保護							
高電力 カレントリミット (C _{BP} = 100 μF)	I _{LIMIT(F)} T _J = 25 °C	di/dt = 174 mA/μs	LNK404, LNK414	1.02		1.18	A
		di/dt = 174 mA/μs	LNK405, LNK415	1.24		1.44	
		di/dt = 225 mA/μs	LNK406, LNK416	1.50		1.74	
		di/dt = 320 mA/μs	LNK407, NK417	1.77		2.06	
		di/dt = 350 mA/μs	LNK408, LNK418	2.39		2.77	
		di/dt = 426 mA/μs	LNK409, LNK419	3.26		3.79	
		di/dt = 1,060 mA/μs	LNK410, LNK420	4.90		5.70	
低電力 カレントリミット (C _{BP} = 10 μF)	I _{LIMIT(R)} T _J = 25 °C	di/dt = 133 mA/μs	LNK403, LNK413	0.75		0.85	A
		di/dt = 195 mA/μs	LNK404, LNK414	0.81		0.94	
		di/dt = 192 mA/μs	LNK405, LNK415	1.00		1.16	
		di/dt = 240 mA/μs	LNK406, LNK416	1.19		1.38	
		di/dt = 335 mA/μs	LNK407, NK417	1.42		1.66	
		di/dt = 380 mA/μs	LNK408, LNK418	1.73		2.01	
		di/dt = 466 mA/μs	LNK409, LNK419	2.35		2.73	
		di/dt = 1,060 mA/μs	LNK410, LNK420	4.90		5.70	
最小 ON 時間パルス	t _{LEB} + t _{IL(D)}	T _J = 25 °C	300	500	700	ns	
リーディング エッジ ブランキング時間	t _{LEB}	T _J = 25 °C 注 B 参照	150		500	ns	
カレントリミット遅延	t _{IL(D)}	T _J = 25 °C 注 B 参照		150		ns	
過熱保護温度			135	142	150	°C	
過熱保護ヒステリシス				75		°C	
BYPASS ピン起動リセット スレッシュホールド電圧	V _{BP(RESET)}	0 °C < T _J < 100 °C	2.25	3.5	4.25	V	

パラメータ	記号	条件		最小	標準	最大	単位
		SOURCE = 0 V, T _J = -20 ~ 125 °C (特に指定がない場合)					
出力							
オン抵抗	R _{DS(ON)}	LNK403, LNK413 I _D = 100 mA	T _J = 25 °C		9.00	10.35	Ω
			T _J = 100 °C		13.50	15.5	
		LNK404, LNK414 I _D = 100 mA	T _J = 25 °C		5.40	6.25	
			T _J = 100 °C		8.35	9.7	
		LNK405, LNK415 I _D = 150 mA	T _J = 25 °C		4.10	4.7	
			T _J = 100 °C		6.30	7.3	
		LNK406, LNK416 I _D = 150 mA	T _J = 25 °C		2.80	3.2	
			T _J = 100 °C		4.10	4.75	
		LNK407, LNK417 I _D = 200 mA	T _J = 25 °C		2.00	2.3	
			T _J = 100 °C		3.10	3.6	
		LNK408, LNK418 I _D = 250 mA	T _J = 25 °C		1.60	1.85	
			T _J = 100 °C		2.40	2.8	
LNK409, LNK419 I _D = 350 mA	T _J = 25 °C		1.40	1.6			
	T _J = 100 °C		2.10	2.45			
LNK410, LNK420 I _D = 550 mA	T _J = 25 °C		1.05	1.2			
	T _J = 100 °C		1.6	1.85			
オフ時ドレイン漏れ電流	I _{DSS}	V _{BP} = 6.4 V V _{DS} = 560 V T _J = 100 °C				50	μA
ブレイクダウン電圧	BV _{DSS}	V _{BP} = 6.4 V T _J = 25 °C		725			V
最小ドレイン供給電圧		T _J < 100 °C		36			V
立ち上がり時間	t _R	標準的なフライバックで測定			100		ns
立ち下がり時間	t _F				50		ns

注:

- A. 負の値の仕様について、負の温度係数は上昇温度における上昇の大きさに対応し、正の温度係数は上昇温度における下降の大きさに対応します。
- B. 特性により保証。製造でのテストなし。

標準的な性能特性

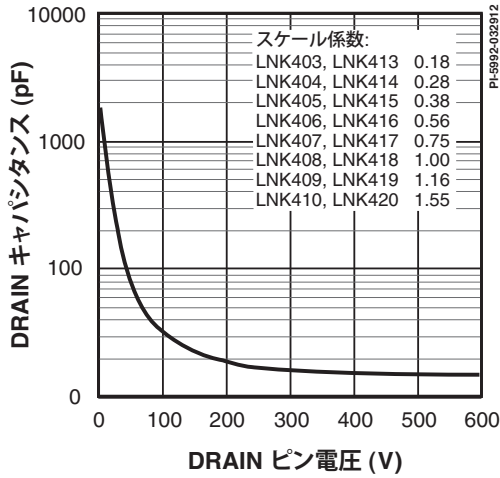


図 14. ドレイン容量とドレイン ピン電圧

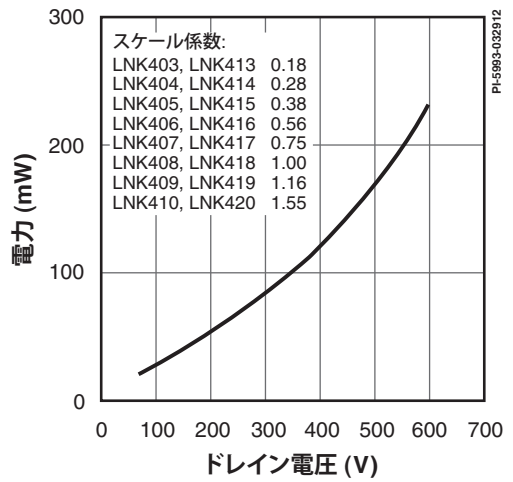


図 15. 電力とドレイン電圧

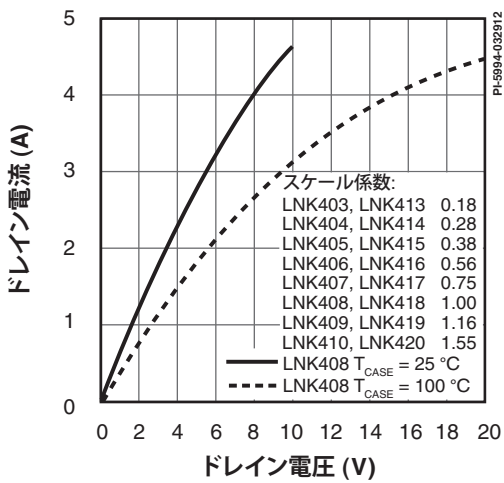


図 16. ドレイン電流とドレイン電圧

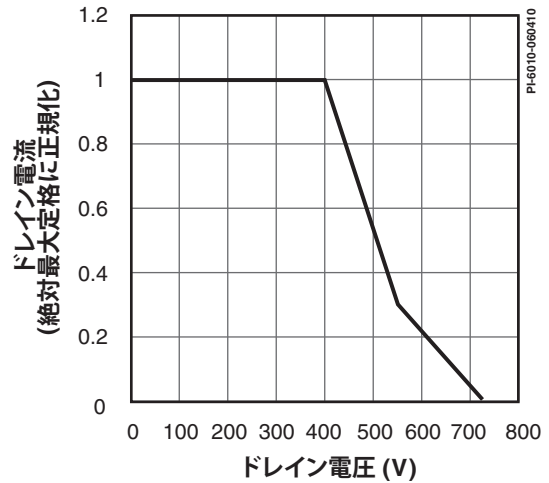
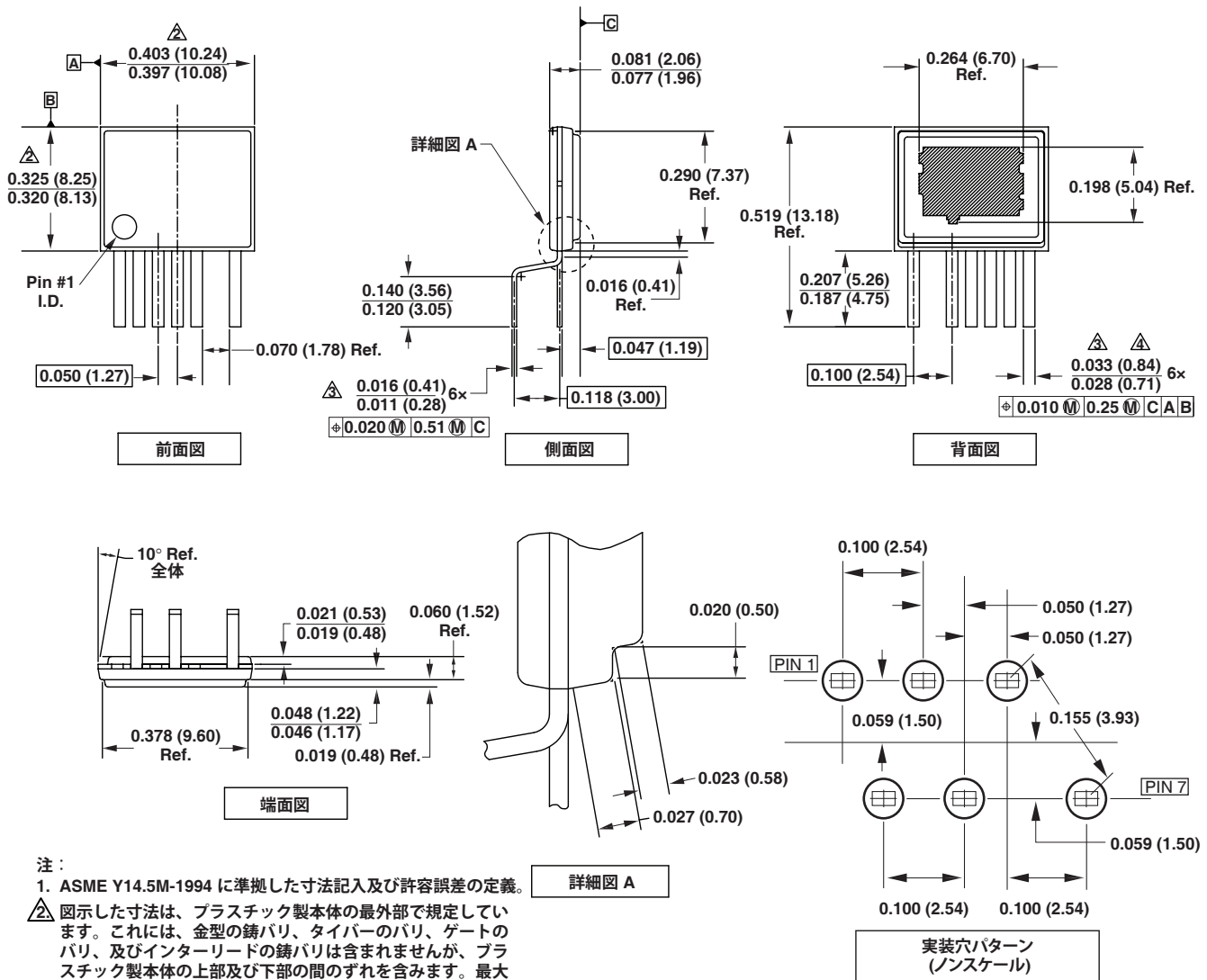


図 17. 最大許容ドレイン電流とドレイン電圧

eSIP-7C (E パッケージ)



注:

1. ASME Y14.5M-1994 に準拠した寸法記入及び許容誤差の定義。

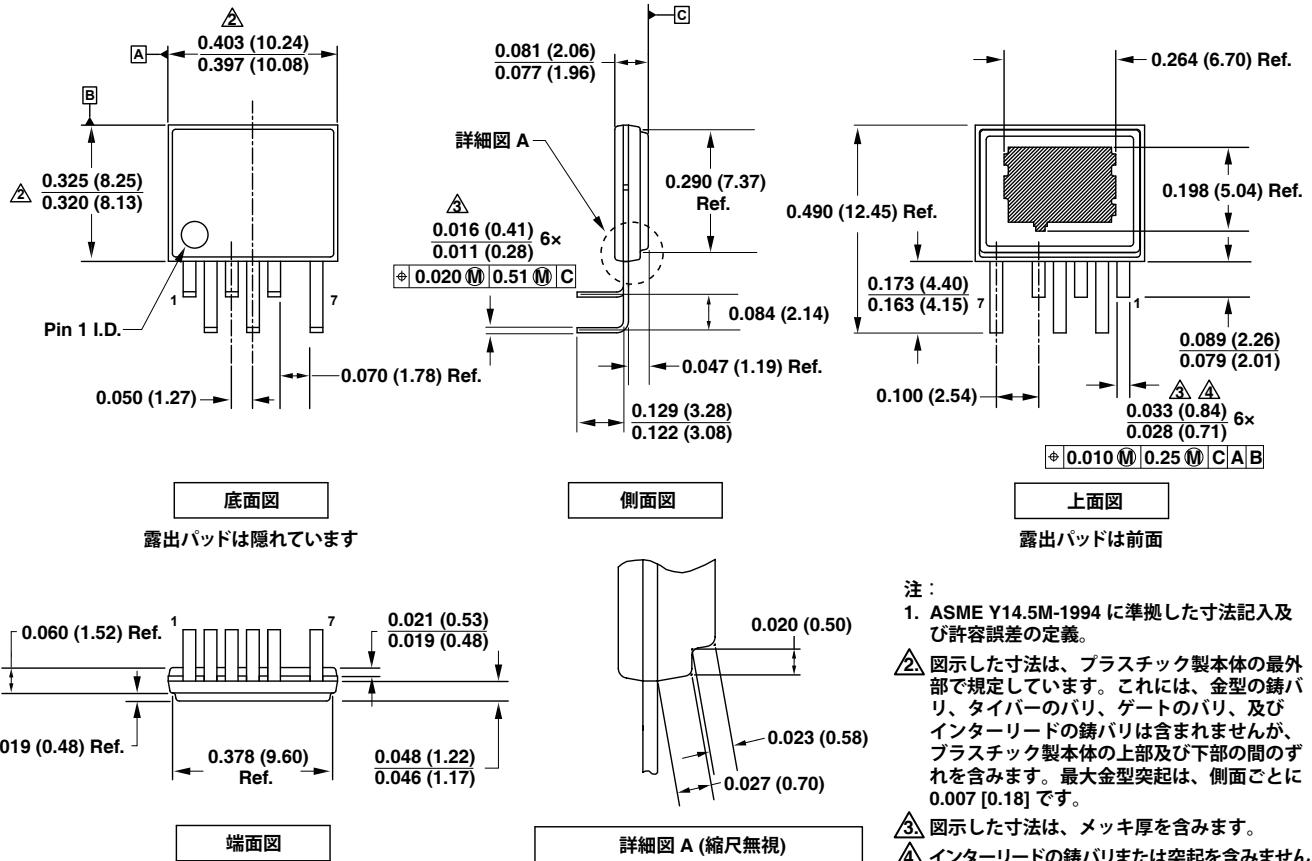
△ 図示した寸法は、プラスチック製本体の最外部で規定しています。これには、金型の錆バリ、タイバーのバリ、ゲートのバリ、及びインターリードの錆バリは含まれませんが、プラスチック製本体の上部及び下部の間のずれを含みます。最大金型突起は、側面ごとに 0.007 [0.18] です。

△ 図示した寸法は、メッキ厚を含みます。

△ インターリードの錆バリまたは突起を含みません。

5. 寸法の単位はインチ (mm) です。

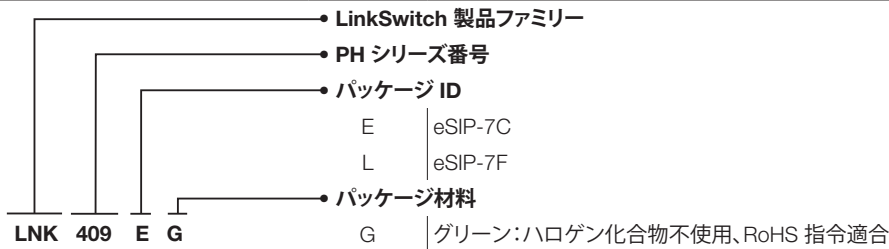
eSIP-7F (L パッケージ)



注：
 1. ASME Y14.5M-1994 に準拠した寸法記入及び許容誤差の定義。
 △ 図示した寸法は、プラスチック製本体の最外部で規定しています。これには、金型の鑄バリ、タイバーのバリ、ゲートのバリ、及びインターリードの鑄バリは含まれませんが、プラスチック製本体の上部及び下部の間のずれを含みます。最大金型突起は、側面ごとに 0.007 [0.18] です。
 △ 図示した寸法は、メッキ厚を含みます。
 △ インターリードの鑄バリまたは突起を含みません。
 5. 寸法の単位はインチ (mm) です。

PI-5204-061510

品番コード体系表



改訂	注	日付
A	初回リリース。	06/09/10
B	電力テーブルを更新。	08/06/10
C	非調光部品と関連テキストの追加。	11/10
D	L パッケージの追加。	08/11
E	新しい LNK410 及び LNK420 の追加。	12/11
E	LNK410/420 の出力電力テーブルの値を更新。LNK410/420 のパラメータ テーブルの値を更新。	03/12
F	「絶対最大定格」セクションに注 6 を追加しました。	06/21/13

最新の情報については、弊社ウェブサイト www.powerint.com を参照してください。

Power Integrations は、信頼性または製造性を向上させるために、いつでも製品を変更する権利を留保します。Power Integrations は、ここに記載した機器または回路を使用したことから生じる事柄について責任を一切負いません。Power Integrations は、ここでは何らの保証もせず、商品性、特定目的に対する適合性、及び第三者の権利の非侵害の黙示保証なども含めて、すべての保証を明確に否認します。

特許情報

ここで例示した製品及びアプリケーション (製品の外付けトランス構造と回路も含む) は、米国及び他国の特許の対象である場合があります。また、潜在的に、Power Integrations に譲渡された米国及び他国の出願中特許の対象である場合があります。Power Integrations の持つ特許の完全なリストは、www.powerint.com に掲載される予定です。Power Integrations は、<http://www.powerint.com/ip.htm> に定めるところに従って、特定の特許権に基づくライセンスを顧客に許諾します。

生命維持に関する方針

Power Integrations の社長の書面による明示的な承認なく、Power Integrations の製品を生命維持装置またはシステムの重要な構成要素として使用することは認められていません。ここで使用した用語は次の意味を持つものとします。

- 「生命維持装置またはシステム」とは、(i) 外科手術による肉体への植え込みを目的としているか、または (ii) 生命活動を支援または維持するものであり、かつ (iii) 指示に従って適切に使用したときに動作しないと、利用者に深刻な障害または死をもたらすと合理的に予想されるものです。
- 「重要な構成要素」とは、生命維持装置またはシステムの構成要素のうち、動作しないと生命維持装置またはシステムの故障を引き起こすか、あるいは安全性または効果に影響を及ぼすと合理的に予想される構成要素です。

PI ロゴ、TOPSwitch、TinySwitch、LinkSwitch、LYTSwitch、DPA-Switch、PeakSwitch、CAPZero、SENZero、LinkZero、HiperPFS、HiperTFS、HiperLCS、Qspeed、EcoSmart、Clampless、E-Shield、Filterfuse、StakFET、PI Expert 及び PI FACTS は Power Integrations, Inc. の商標です。その他の商標は、各社の所有物です。© 2012, Power Integrations, Inc.

Power Integrations の世界各国の販売サポート担当

世界本社

5245 Hellyer Avenue
San Jose, CA 95138, USA.
代表: +1-408-414-9200
カスタマー サービス:
電話: +1-408-414-9665
ファックス: +1-408-414-9765
電子メール:
usasales@powerint.com

中国 (上海)

Rm 1601/1610, Tower 1,
Kerry Everbright City
No. 218 Tianmu Road West,
Shanghai, P.R.C. 200070
電話: +86-21-6354-6323
ファックス: +86-21-6354-6325
電子メール:
chinasales@powerint.com

中国 (深圳)

3rd Floor, Block A,
Zhongtong International Business
Center, No. 1061, Xiang Mei Rd,
FuTian District, ShenZhen,
China, 518040
電話: +86-755-8379-3243
ファックス: +86-755-8379-5828
電子メール:
chinasales@powerint.com

ドイツ

Lindwurmstrasse 114
80337 Munich
Germany
電話: +49-89-527-39110
ファックス: +49-89-527-39200
電子メール:
eurosales@powerint.com

インド

#1, 14th Main Road
Vasanthanagar
Bangalore-560052 India
電話: +91-80-4113-8020
ファックス: +91-80-4113-8023
電子メール:
indiasales@powerint.com

イタリア

Via Milanese 20, 3rd. Fl.
20099 Sesto San Giovanni (MI)
Italy
電話: +39-024-550-8701
ファックス: +39-028-928-6009
電子メール:
eurosales@powerint.com

日本

〒222-0033
神奈川県横浜市
港北区
新横浜 2-12-11
光正第3ビル
電話: +81-45-471-1021
ファックス: +81-45-471-3717
電子メール:
japansales@powerint.com

韓国

RM 602, 6FL
Korea City Air Terminal B/D, 159-6
Samsung-Dong, Kangnam-Gu,
Seoul, 135-728, Korea
電話: +82-2-2016-6610
ファックス: +82-2-2016-6630
電子メール:
koreasales@powerint.com

シンガポール

51 Newton Road
#15-08/10 Goldhill Plaza
Singapore, 308900
電話: +65-6358-2160
ファックス: +65-6358-2015
電子メール:
singaporesales@powerint.com

台湾

5F, No. 318, Nei Hu Rd., Sec. 1
Nei Hu Dist.
Taipei, Taiwan 114, R.O.C.
電話: +886-2-2659-4570
ファックス: +886-2-2659-4550
電子メール:
taiwansales@powerint.com

ヨーロッパ本社

1st Floor, St. James's House
East Street, Farnham
Surrey GU9 7TJ
英国
電話: +44 (0) 1252-730-141
ファックス: +44 (0) 1252-727-689
電子メール:
eurosales@powerint.com

アプリケーション ホットライン

世界共通 +1-408-414-9660

アプリケーション FAX

世界共通 +1-408-414-9760