

## ENERGY STAR®住宅用LED 照明機器アプリケーション向け オフラインLEDドライバ



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

### TECHNICAL NOTE

#### 概要

この参考資料では、固体照明機器用DoE ENERGY STAR規格(バージョン1.1 - 2012年8月19日)の住宅での力率要件に対応するための絶縁型8 W定電流LEDドライバ向けに構築されテストされたGreenPoint®ソリューションについて説明します。このカテゴリにおける標準的な製品には、携帯用デスク・ランプ、アンダーキャビネット・ライト、屋外ポーチ・ライトなどがあります。

低電力オフラインLEDドライバ用の最も一般的な電源構成の1つが絶縁型フライバック・トポロジです。残念ながら、これらの電源に使用される標準的な設計手法においては、力率は一般的に0.5~0.6です。このデザイン・ノートでは、力率が低い理由とそれを改善する手法について説明します。最終的にこのノートでは、力率を大幅に改善し、住宅での力率要件に容易に適合するように既存の設計を変更した方法について述べます。

#### 背景

NCP1014LEDGTGEVB評価ボードは、Cree XLAMP® XR-E/XP-E、Luxeon™ Rebel、Seoul Semiconductor Z-POWER®, OSRAM Golden Dragon™ など、1~8個の高電力・高輝度LEDを駆動するように最適化されています。この設計は、内部電流制限付き高電圧パワー・スイッチを内蔵した小型固定周波数PWMコンバータNCP1014を中心に構築されています。

コンバータが汎用AC入力(90~265 Vac)で約8 Wの最大電力に制限されているため、ドライブ可能なLED数は駆動電流の大きさに左右されます。このデザイン・ノートでは具体的には、すべてのLEDが直列に接続された630 mAで駆動される1個のCree XLAMP MC-Eを負荷にしています。MC-Eは単一パッケージに実装された4個のLEDから構成され、LEDあたりの最大定格電流は700 mAです。他のLEDの駆動電流に対しては、部品を少し変更することで評価ボードを改造できます。

標準的なオフライン・フライバック電源コンバータでは、スイッチング・レギュレータの前段に、全波ブリッジ整流器と大容量バルク・コンデンサを使用します。この構成を選択するのは、ライン電力がライン・サイクルごとに2回減少し、次のピークに

上昇する前に最終的にゼロになるためです。バルク・コンデンサは失われた電力を埋め合わせ、より一定の入力をスイッチング・レギュレータに供給して、負荷への電力フローを維持します。

この構成では、入力ライン波形の利用率や力率が低下するという問題が生じます。ライン電流は、電圧波形のピーク近傍で高振幅の狭いパルスで引き込まれ、破壊的な高周波高調波を発生させます。パッシブ・ソリューションは定評がありますが、通常は多くの追加部品が必要です。1つの方法は、バレーフィル型の整流器を使用して、複数の電解コンデンサとダイオードによってライン周波数の導通角を大きくして力率を改善することです。実際にはこのプロセスが、直列に接続されたコンデンサを低電流の高ライン電圧で充電し、高電流低電圧でスイッチング・レギュレータに放電します。標準的なアプリケーションでは、2個のコンデンサと3個のダイオードを使用します。力率性能をさらに向上させるには3個のコンデンサと6個のダイオードを使用します。

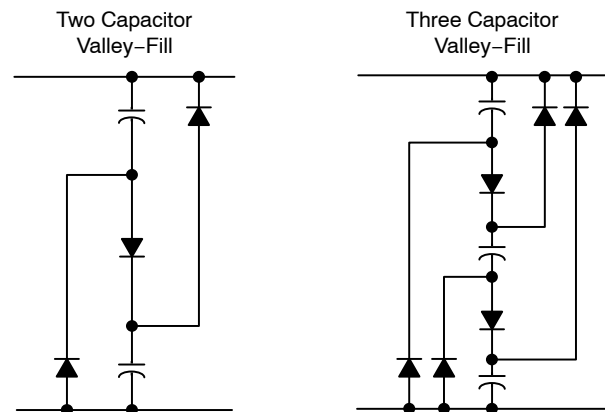


Figure 1. Valley Fill Circuits

バレーフィル整流器はライン電流の利用率を改善しますが、スイッチング・レギュレータに一定入力を供給しません。負荷に供給される電力には、ライン電源周波数の2倍の周波数で大きなリップルが含まれます。ライン電力を整流する4個のダイオードはやはり必要で、このソリューションに必要なダイ

オード総数は7個または10個になることに注意してください。これらのダイオードと複数の電解コンデンサによって、コストが上昇し信頼性が低下する上に、大きなボード面積が必要になります。

他のソリューションは、フライバック・コンバータの前段に接続するNCP1607Bなどのアクティブ力率ブースト・ステージです。この方法では、標準的性能の0.98を超える優れた力率が得られますが、部品点数が増えて効率が低下し複雑になります。この方法は当アプリケーションの中程度をはるかに上回る電力レベルを得るのに最適です。

#### 方法

高力率を達成するには一般的に、ライン電流が正弦波で、ライン電流とライン電圧間の位相差が最小であることが要求されます。最初のステップは、スイッチング・ステージの前にあるコンデンサ容量を最小にして、より多くの正弦波入力電流を流します。これによって、整流された電圧がライン電圧に追従でき、より望ましい正弦波入力電流が得られます。これで、フライバック・コンバータへの入力電圧が、ライン周波数の2倍の周波数で整流された正弦波に追従します。入力電流が同じ形状に維持されると、力率は高くなります。負荷に供給されるエネルギーは電圧と電流の積(二乗正弦波形状)に従います。この二乗正弦波状のエネルギー伝達の結果として、バレーフィル回路で見られるリップルに実際に類似したライン周波数の2倍の周波数のリップルが負荷に発生します。

上記のように、高力率を実現するには入力電流がほぼ正弦波状に維持される必要があります。これを達成する鍵は、制御ループが出力リップルに対して補正できないよう、フィードバック入力をライン周波数に関して一定レベルに保持することです。選択肢の1つは、出力コンデンサの容量を大幅に増やして、120 Hzのリップルの量を抑えることです。この方法は一部のアプリケーションで必要な場合があります。一般的な照明用LEDでは、リップルの周波数が光の視覚認識可能な範囲を超えている場合、リップルに対してより寛容です。さらに小型で安価な方法としては、PWMコンバータに戻るフィードバック信号をフィルタしてほぼ一定レベルにする方法があります。このレベルによってパワー・スイッチの最大電流が一定になります。パワー・スイッチの電流は、印加される瞬時入力電圧をトランスの一次インダクタンスで除算した値に、パワー・スイッチが導通している時間を乗算した値によって決まります。NCP1014は固定周波数で動作するため、スイッチング期間または導通時間の終了時まで、電流は入力電圧と一次インダクタンスによって決定される特定ポイントを超えて上昇することはできません。導通時間に制限があるため、入力電流は入力電圧の形状に従うため力率が改善されます。

固定フィードバック・レベルは、ライン入力の完全な半サイクルにおいて、適切な平均エネルギーがLEDに伝達されるポイントに対応するパワー・スイッチでの電流に相当します。この固定フィードバック・レベルを達成するには、光カプラU2による補正がライン周波数以下に平均化されるポイントまで、フィードバック・コンデンサC6の容量を増やして、出力に現れるリップルではなく、LED電圧とRMSライン電圧の変動に対する補償のみを可能にするだけですみます。回路図をFigure 2に示します。

シングル・ステージ・コンバータを使用するときには注意が必要です。前述したように、エネルギーは二乗正弦波形状で二次側に伝達されます。フライバック・トランスはこのエネルギーを結合する必要があるため、平均供給電力の約1.4倍のピーク電力を処理できなければなりません。コアは従来のフライバック・トランス設計手法の場合より大きくなります。さらに、ピーク・リップルはLEDの最大定格より小さくしなければなりません。フィルタ・コンデンサの容量を大きくすると、二次側に供給されるパルス状電力が積分されて、LED負荷により多くの定電流が供給されます。容量を適切な値にしてリップル電流を制限することができます。このケースでは、力率補正をしないデモ・ボード・デザイン(NCP1014LEDR2GEVB)での力率の2倍である25%未満にリップルを制限するには、2000  $\mu$ Fで十分です。

電源は、関係機関の要件を満たすように設計されていますがコンプライアンスは未承認です。この回路に通電するとき、特に試験機器を接続するときは標準的な安全対策を講じる必要があります。評価時、入力電力は絶縁トランス通じて得るようにしてください。

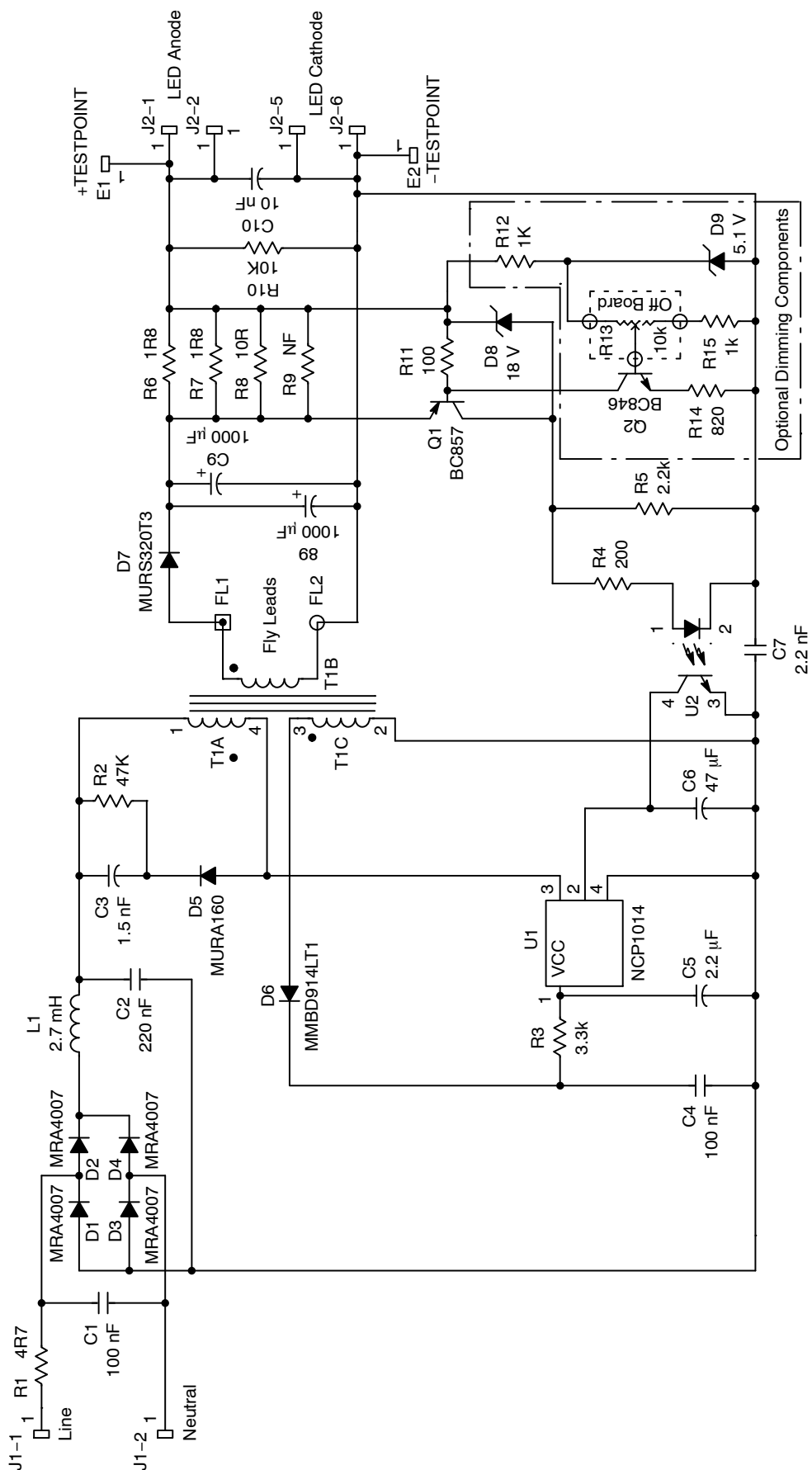


Figure 2. Schematic of NCP1014LEDGTGEVB

## 設計手順

スイッチング周波数が高いとトランスのサイズは小さくなりますが、スイッチング損失が大きくなります。これらの要因によって、正確なトランス設計と選択される半導体に応じて、最小損失ポイントが決まります。このケースでは、バランス・ポイントとしてNCP1014の100 kHzバージョンを選択しました。このモノリシック・コンバータの効率は約75%で、8 W出力で10.6 Wの入力電力が期待されます。入力動作範囲は90 ~ 265 Vacです。

NCP1014は、部品点数を少なくして起動を簡略化するオン・セミコンダクターのDSS (Dynamic Self Supply)回路を内蔵しています。この集積型コントローラの熱的考察によって最大出力電力が決まります。回路ボード上の銅領域が熱を放散し温度を下げます。フライバック・トランスのバイアス巻線は、コンバータ動作中にDSSをオフにして、コンバータでの消費電力を低減します。動作温度が低いと負荷に多くの電力を供給できます。

## EMIフィルタ

スイッチング・レギュレータは入力源からパルス電流を引き込みます。高調波成分の要求条件(参考資料を参照)によって、電源の入力電流の高調波成分が制限されます。一般的に、コンデンサとインダクタで構成されるフィルタで不要な信号を減衰させます。入力ラインに接続されたコンデンサは、入力電圧と90°位相がずれた電流を伝導します。この位相のずれた電流は、入力電圧と電流間の位相をずらすため力率を低下させます。フィルタリングと高力率維持の必要性の間でバランスを取ることが要求されます。

電磁妨害の性質とフィルタ部品の複雑な特性を考慮して、出発点としてC1とC2を100 nFに選択しました。差動インダクタL1は、スイッチング周波数の約1/10のL-Cフィルタ周波数が得られるように選択しました。インダクタ値については次式を使用しました。

$$L = \frac{(1/2\pi * 0.1 * f_{SW})^2}{C} = \frac{(1/2\pi * 0.1 * 100000)^2}{100 \text{ nF}} = 2.5 \text{ mH}$$

標準値の2.7 mHを選択します。この出発点から、経験的に放射限界値を満たすようにフィルタを調整しました。C2は220 nFに増やして、放射限界値に余裕を持たせました。R1は突入電流を制限し、障害発生時に可溶体の役割を果たします。アプリケーション環境によっては安全要件を満たすためにヒューズが必要な場合もあります。総一次容量が小さい場合、突入電流が少ないことに注意してください。

## 一次クランプ

D5、C3、およびR2はクランプ回路を構成し、フライバック・トランスのリーク・インダクタンスに起因する電圧スパイクを制御します。D5は、ピーク入力電圧とトランスの一次側に反映される出力電圧の和に対して定格を決定した高速回復素子でなければなりません。最大入力電圧は265 V acまたは374 Vピークです。トランスの巻線比は105:20です。最大出

力電圧が22 V (オープン回路電圧)の場合、反射一次電圧は $22 * (105/20) = 115.5 \text{ V}$ になります。ピーク入力を反射電圧に加えると489.5 Vになります。誘導性電圧スパイクを約10Vまたは全電圧を500 Vにします。これは内部スイッチの最大定格の700 Vより十分に低い値です。ピーク電流はNCP1014の電流制限である450 mAに制限されます。高速回復MURA160の定格は600 V時に1 Aで、このダイオードにとって賢明な選択です。

コンデンサC3はほとんど電圧上昇なしでリーク・エネルギーを吸収する必要があります。1.5 nFはこの低電力アプリケーションにとって適切な値です。抵抗R3によってリーク・エネルギーが消費される必要がありますが、不必要に効率が悪化することは許されません。経験からこの抵抗を47 kΩにしました。この抵抗とコンデンサの値は $115.5 + 10 = 125.5 \text{ V}$ に対して決定する必要があることに注意してください。

## バイアス電源

D6はバイアス巻線によって供給される電力を整流します。D6での電圧ストレスは、ピーク入力電圧にトランスの巻線比を乗算した電圧に、一次バイアス電圧を加えた電圧によって設定されます。ピーク入力以前に374Vと決定しました。巻線比は105:13で、一次入力による電圧は $374 * (13/105) = 46.3 \text{ V}$ です。22 Vの最大出力電圧が一次バイアス電圧の設定に反映されます。 $22 * (13/20) = 14.3 \text{ V}$ 。D6の逆電圧はこれら2つの和、つまり60.6 Vになります。MMBD914の定格は200 mA時に100 Vであり、NCP1014の動作電流は1.2 mA未満のため、この整流器に対しては賢明な選択です。

一次バイアスはC4、R3、C5でフィルタされます。このフライバック・レギュレータの二乗正弦波電力伝達では、一次バイアスに定エネルギーが供給されないため、DSS回路が起動して目に見えるフリッカが生じる可能性があります。これを避けるには、一次バイアスが各半サイクルで部分的に放電されるようにする必要があります。この電圧変動を許容できるように、C5を2.2 μFに選択しました。C4は0.1 μFのピーク・フィルタとして働きます。R3は、NCP1014に現れる最大電圧を制限します。このコンバータには一次バイアスの過剰電圧をモニタする保護モードがあります。R3を1.5 kΩに選ぶと、このアプリケーションでは不要なこの保護機能が起動しなくなります。

## 出力整流器

出力整流器は、630 mAの平均出力電流をはるかに超えるピーク電流を搬送しなければなりません。順方向電圧が低く回復時間が高速の整流器が損失を最小にします。最大逆電圧は最大入力電圧のピークで発生します。この電圧はトランスの巻線比によって増減します。出力電圧がこのピーク・スイッチング電圧に加算され、ピーク逆電圧ストレスが生じます。最大出力電圧は22 Vです。このため、整流器のピーク電圧は $374 * (20/105) + 22 \text{ V} = 93.2 \text{ V}$ になりま

す。MURS320は3 A、200 V、35 nSの整流器で、順方向電圧降下が小さくスイッチングが高速です。前述のとおり、2000  $\mu$ Fの出力コンデンサが出力リップル電流を25%または144 mAピーク・トゥ・ピークに制限します。

### 電流制御

出力に直列に接続された抵抗 $R_{sense}$ 両端の電圧降下をモニターすることによって一定の平均電流出力が維持されます。抵抗R11はセンス抵抗を汎用PNPトランジスタQ1のベース-エミッタ接合部に接続します。 $R_{sense}$ の電圧降下がおよそ0.6 Vのとき、R11を流れる電流がQ1をバイアスします。Q1は光カプラのLEDを通る電流を確立し、この電流はR4によって制限されます。光カプラU2のトランジスタが出力電流を制御するNCP1014のコンバータにフィードバックを提供します。

Q1は負荷電流のピークを制限します。リップル電流が25%ピーク・トゥ・ピークのとき、ピーク電流は平均より約12%高くなります。結果的に、LED電流は次式の関係に従います。

$$I_{out} = \left( \frac{Q1 V_{be}}{R_{sense}} \right) / 1.12$$

$V_{be} = 0.6$  Vである場合、 $R_{sense} = 0.536/I_{out}$ となります。

$I_{out} = 630$  mAに設定するには、 $R_{sense} = 0.85 \Omega$ でなければなりません。 $R_{sense}$ は、R6 ~ R9の4個の並列抵抗で構成されています。これは、単一の電力抵抗器よりも安価な方法で、必要な場合は抵抗値を簡単に変更して他のLED電流値に対応できます。R6とR7を1.8  $\Omega$ 、R8を10  $\Omega$ に選び、R9を解放しておく、0.83  $\Omega$ になります。Q1のベース-エミッタ電圧が $-2$  mV/ $^{\circ}$ Cで変化し、出力電流を標準的な動作条件に基づいて設定しなければならないため、出力電流は温度に対して敏感になります。

### 力率制御

この回路で高力率を維持するには、フィードバック応答時間を遅くして、入力電力の半サイクルにおけるフィードバック・レベルをわずかに変化させることができるようにする必要があります。この電流モード制御デバイスでは、それは最大ピーク電流が半サイクルにわたってほぼ一定であることを意味します。これによって、入力電圧が減少したときにスイッチング電流を増やし、入力電圧が増加したときに電流を減少させて、出力リップルを最小にする従来のフィードバック・システムに比べて力率が改善されます。コンデンサC6が、NCP1014の内部 $\Omega$ プルアップ抵抗とフィードバック光カプラ・トランジスタから引き込まれる電流に対して作用することによってループ応答を遅くします。C6は経験的に22 ~ 47  $\mu$ Fに決定しました。

### トランス

このLEDドライバは、126 Vピークである最小入力90 Vacで動作する必要があります。このフライバッ

ク・アプリケーションでは、ピーク・スイッチング電流は次式から求められます。ここで、 $P_o = 8$  W出力、 $\eta =$  効率 = 0.75、および $V_{in} = 126$  Vです。

$$I_{pk} = \frac{(4 * P_o)}{(\eta * V_{in})} = \frac{(4 * 8 W)}{(0.75 * 126 V)} = 0.339 A$$

このピーク電流から、一次インダクタンスは $f_{sw}$ に対して100 kHzを使用して計算します。

$$L_p = \frac{(500 * V_{in})}{(I_{pk} * f_{sw})} = \frac{(500 * 126 V)}{(0.339 A * 100)} = 1858 \mu H$$

断面積 $A_c = 0.2$  cm<sup>2</sup>のE16コアがこの電力レベルでは賢明な選択です。最大磁束密度は3 kGに設定し、高温環境での損失を最小にします。一次巻線の巻数は次式を用いて計算できます。

$$N_p = \frac{(0.1 * L_b * I_{pk})}{(A_c * B)} = \frac{(0.1 * 1858 \mu H * 0.339 A)}{(0.2 \text{ cm}^2 * 3 \text{ kG})} = 105 T$$

二次巻線の巻数比の選択にはかなりの自由度があります。制限事項にはパワー・スイッチに印加される最大電圧とデューティ・サイクルの50%への制限があります。NCP1014の定格は700 Vで、80%の負荷軽減ファクタを適用すると最大許容ストレスは560 Vになります。最大入力電圧を以前374 Vにしましたが、この値には560 V - 374 V = 186 Vの余裕があります。スパイクに対して10 Vを引くと、一次巻線の両端で最大176 Vになります。

出力電圧はオープン負荷条件の場合の保護のために22 Vに制限されます。この値を50%増やして33 Vにして、出力電圧でいくらかの余裕を持たせ、デューティ・サイクルを小さくしています。次に、二次巻線の最小巻数は次式より得られます。

$$N_s = N_b * \left( \frac{V_{sec}}{V_{pri}} \right) = 105 * \left( \frac{33 V}{176 V} \right) \approx 20 \text{ Turns}$$

NCP1014では、コンバータ動作中にDSS機能が起動しないようにするためには、最小で8.1 Vが必要です。これは、前述したとおり消費電力を低減するのに役立ちます。最小LED電圧は12.5 Vに設計しています。ここで、一次バイアス電圧は巻数に対して次式で計算されます。

$$N_b = N_s * \left( \frac{V_{bias}}{V_{sec}} \right) = 20 * \left( \frac{8.1 V}{12.5 V} \right) \approx 13 \text{ Turns}$$

安全な絶縁を満たすように設計されたトランスには、巻線に絶縁されたマージン部があります。結局、一次巻線と二次巻線を物理的なスペーサで分離しておくこととなります。これらのスペーサは小型トランスでは巻線容積を大きく制限します。安全な絶縁のための代替的な方法としては、3重に絶縁された電線を使用することが挙げられます。このタイプの巻線は一次回路と二次回路を直接接触させる場合に使用できます。従来の磁気巻線ほど細くありませんが、少ない巻数の巻線にこれを使用すると、太い電線を使用できるため与えられたサイズのコアに対して損失が少なくなります。このトランスでの二次巻線は、3重絶縁線をベースにしており、小型

で低損失の設計になっています。小型トランスでのボビン・ピンは多くの場合、コアの非常に近くにあり、そのため、一部の安全機関のガイドラインは、スペーサの使用を適切な絶縁方法と認めていません。この設計ではフライング・リードを使用して、発生する可能性のあるこの問題を回避しています。3重絶縁線は、巻線部から出て、安全なスペース要件を満たすように、トランスから十分に離れた位置でPCBに接続されます。

Würth-Midcomなどのサプライヤから特別に設計されたボビンが市販されており、これによってフライング・リードがなくても必要な安全スペースを確保できます。このタイプのボビンは一部のアプリケーションでは役立ちます。

### オープン負荷保護

ツェナー・ダイオードはオープン負荷保護を提供します。出力電圧がD8のニー(knee)電圧と光カプラ内のLEDにおける順方向電圧の合計より高くなる場合、電流が流れてNCP1014にフィードバック信号を送り、過剰な出力電圧から保護します。オープン負荷電圧は、D8の電圧、R4両端の降下電圧、および光カプラ内のLEDでの降下電圧の合計によって設定されます。D8は18 Vに選択して約22 Vの最大出力を確立し、NCP1014の性能の範囲内で一定の余裕を持たせて、MC-E LEDアレイの順方向電圧の範囲全体にわたって出力電流制御を維持します。さらに高い電圧定格のコンデンサおよび出力整流器を選択すると、出力電圧をさらに高くすることができますが、約8 Wの最大負荷を維持するために出力電圧を下げる必要が出てきます。

### ブリーダとフィルタ

R10とC10により小さな放電パスが形成され、出力のノイズがフィルタされます。出力コンデンサが大きなエネルギーを蓄積できるため、回路に通電する前に必ずLEDを接続する必要があります。このエネルギーは接続の瞬間にLEDを通して放電されます。出力コンデンサは大きなエネルギーを蓄積します。このエネルギーは接続の瞬間にLEDを通して放電されます。この結果生じる電流サージは即座にLEDに損傷を与えるか、潜在的な損傷を与え、最終的にはLEDの期待寿命を短くします。

### アナログ調光

このリファレンス・デザインには、調光のためのアナログ電流調整を実現するオプションの制御セクションがあります。この目的のために、部品R12、R14、R15、D9、Q2、およびポテンショメータR13への接続をボードに追加することができます。R<sub>sense</sub>の電圧降下とR11両端の電圧降下の合計がベース-エミッタ・スレッシュホールドに等しくなると、Q1がターンオンしNCP1014にフィードバック信号を供給します。R11の両端にバイアスをかけると必要な電圧が下がり、R<sub>sense</sub>およびLED負荷を流れる電流が少なくなります。LEDの調光制御方式はR11にオフセットを与えるように設計されています。R11でのコモン

・モード電圧が温度およびLED構成によって変化するため、簡単な抵抗バイアス回路では十分な調光制御を行うことができません。これに対処するには、制御された電流をR11に流し、コモン・モード電圧とは無関係に電圧降下を生じさせて、より予測可能な調光動作が達成されるようにします。バイアス電流を変えるとR11両端の電圧降下が変化します。このようにして、R11を流れる制御された電流が負荷に供給される電流に逆の影響を与えます。

Q2と周辺部品は、調光用のR11をバイアスするための定電流源を形成します。ツェナー・ダイオードD9は、調光用ポテンショメータR13の上端の設定電圧を確立します。この電圧はポテンショメータによって分割されQ2のベースに印加されます。Q2のゲインが高いためベース電流は無視でき、結果的にベース電圧はポテンショメータによって設定されます。Q2のほぼ一定のベース-エミッタ電圧は、エミッタ電圧がポテンショメータの電圧にも追従し、R14に印加されることを意味します。抵抗R14によって分割されたこの電圧は、R14を流れるポテンショメータ設定で決まる電流を確立します。高ゲインであることを想定すると、Q2のコレクタにはR14とほぼ同じ電流が流れます。結果的に、Q2のコレクタがポテンショメータで設定されR11を通して流れるほぼ一定の電流を引き込みます。

R11を流れる電流、したがってQ2を最適性能が得られるように制御する必要があります。LEDの出力電流はQ2電流によって低減されるため、最大Q2電流の設定が最小出力電流を確立します。最小出力電流は、ポテンショメータが最大D9電圧の5.1 VをQ2のベースに印加すると確立されます。R14両端の電圧はQ2のエミッタ-ベース電圧のために0.6 V低い4.5 Vになります。最小LED電流として50 mAを選択すると、 $50 \text{ mA} \cdot 0.83 \Omega = 42 \text{ mV}$  (R<sub>sense</sub>抵抗両端の電圧)となります。Q1のベース-エミッタ電圧の600 mVから42 mVを引くと、R11の両端の電圧は558 mVになり、必要な電流は $558 \text{ mV} / 100 \Omega = 5.58 \text{ mA}$ になります。R14の最大電圧 $4.5 \text{ V} / 5.58 \text{ mA} = 806 \Omega$ 。R14として820 Ωを選択します。

最大輝度を保証するために、R11にオフセット電流が流れてはなりません。つまり、Q2を完全にシャットオフする必要があります。ポテンショメータの最小設定は、Q2の最小ベース-エミッタ間電圧より低くなければなりません。調整時の大部分においてLED輝度に目に見える変化がなくなるほど低くなくてもかまいません。次式はQ2のベースでの最小制御電圧を定義します。

$$R15 = \left( \frac{R13 \cdot V_{base}}{VD9 - V_{base}} \right)$$

電圧を0.5 Vに設定するのが適切な出発点です。

$$R15 = \left( \frac{10000 \cdot 0.5}{5.1 - 0.5} \right) = 1.09 \text{ k}\Omega$$

R15の値の端数を切り捨てると(R15 = 1 kΩ)、トランジスタが過熱したときにLED電流の損失がないことが保証されます。

### コンデンサの寿命

LED照明について考慮しなければならないことの1つが、ドライバとLEDの動作寿命が同じくらいでなければならないということです。電源の信頼性は複数の要因に影響されますが、電解コンデンサがあらゆる電子回路の全体的な信頼性にとって最も重要です。アプリケーションでのコンデンサを分析し、適切な電解コンデンサを選択することは長い動作寿命にとって非常に大切です。電解コンデンサの耐用年数は、周囲温度と内部抵抗に影響を与えるリップル電流に起因する内部温度によって大きな影響を受けます。製造メーカーによる電解コンデンサの定格寿命は、最大定格リップル電流が印加された状態で、最大定格温度に晒される場合に基づく値です。標準的なコンデンサの定格寿命は105°Cで5000時間と考えられます。動作ストレス定格レベルより低いと、コンデンサの耐用年数は飛躍的に伸びます。定格寿命が長く温度定格が高いコンデンサを選択すると動作寿命は伸びますが、温度定格が低く寿命の短いコンデンサはストレスおよび動作温度によっては適切な選択肢であり、低コスト・ソリューションに繋がる場合があります。耐用年数の式は製造メーカーのウェブサイトに記載されています。

コンデンサの耐用年数は次式で表されます。

$$L = \left( L_r * 2^{\left( \frac{T_{max} - T_{san}}{10} \right)} \right) * \left( K^{\left( \left( 1 - \left( \frac{I_{rpl}}{I_{max}} \right)^2 \right) * \frac{T_{cr}}{10} \right)} \right)$$

ここで、

- L = 計算された耐用年数、
- L<sub>r</sub> = 定格寿命、
- T<sub>max</sub> = 定格温度、
- T<sub>san</sub> = 周囲正規化温度、
- I<sub>rpl</sub> = 測定リップル電流、
- I<sub>max</sub> = 定格リップル電流、および
- T<sub>cr</sub> = コンデンサ深部の温度上昇です。
- Kはリップル電流が定格電流より低いアプリケーションでは2です。周囲温度が55°Cの場合、T<sub>cr</sub> = 30°Cに設定します。

このアプリケーションのために選択したコンデンサはパナソニックのECA-1EM102で、定格は1000 μF、25 V、850 mA、2000時間、85°Cです。T<sub>san</sub>として50°Cの周囲温度を割り当てました。出力コンデンサに対する最悪ケースの測定リップルは740 mA rmsまたはコンデンサ1個について370 mAです。上記の式にパラメータを代入すると、

$$L = \left( 2000 * 2^{\left( \frac{85 - 50}{10} \right)} \right) * \left( 2^{\left( \left( 1 - \left( \frac{0.37}{0.85} \right)^2 \right) * \frac{30}{10} \right)} \right)$$

$$= 122\,069 \text{ hours}$$

コンデンサの寿命は、予想される動作温度に基づくLED照明に対する要件に合致しています。

### 試験結果

特に記述がない限り、NCP1014LEDGTGEVBに関してデータは約630 mAで動作する4個のLED負荷で収集したものです。試験は1時間のウォームアップの後一般的な実験室環境で実施しました。Figures 3および4に、出力負荷および印加した入力電圧の関数としての効率をそれぞれ示します。

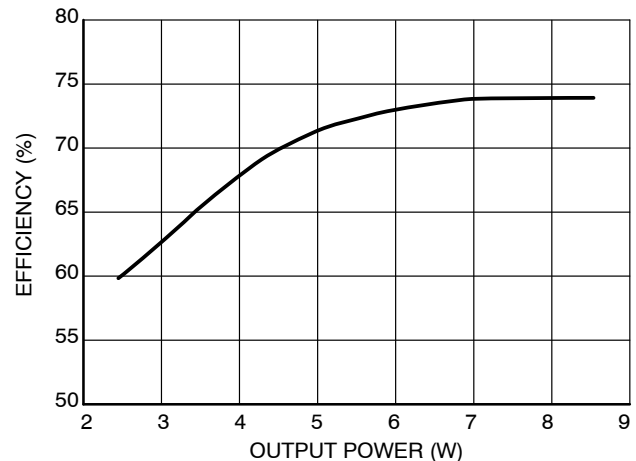


Figure 3. Efficiency Across Output Load with V<sub>in</sub> = 115 Vac

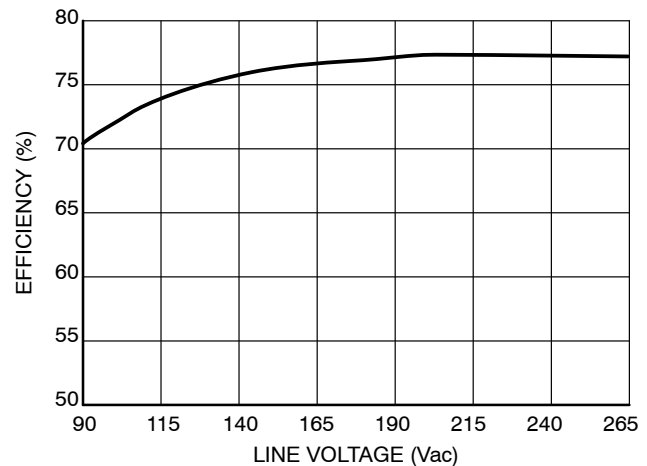


Figure 4. Efficiency Across Line Voltage with P<sub>out</sub> = 8.5 W

LEDドライバの出力電力は、出力での短絡によるオープン回路状態から特性を評価します。意図する動作範囲は、出力電流がほぼ一定レベルで制御されるLED順方向電圧によって定義されます。下のFigure 5に、この出力特性および特性曲線上の3動作領域(定電圧、定電力、および最後に定電流)を示します。

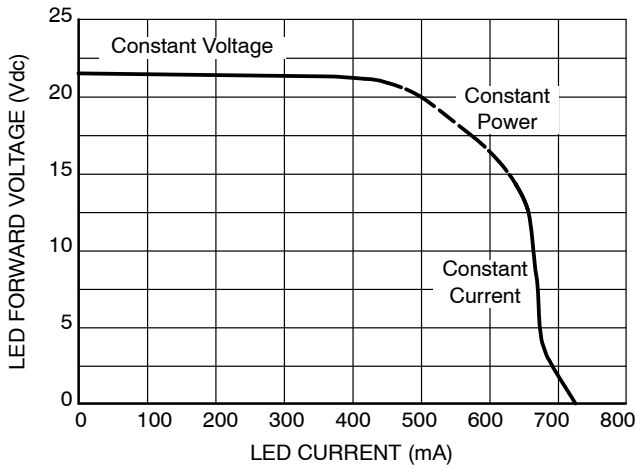


Figure 5. Output Current/Voltage Transfer Function, 115 Vac

Figure 6に、LEDの入力電圧の関数としての出力電流を示します。調光回路を最大出力に調整しました。この時点で、コントローラはピーク電力で動作しており、効率が低いため出力電流がいくらか減少します。

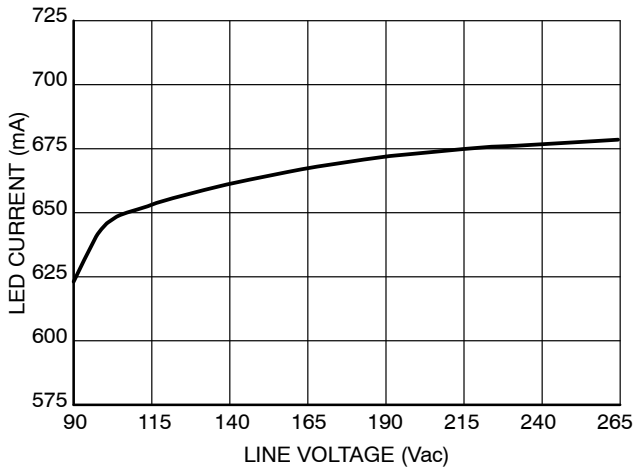


Figure 6. Current Versus Line Voltage,  $V_f = 13.1$  V at 653 mA Current

多くの高輝度パワーLEDが350 mAの負荷電流で評価されているため、調光制御を115 Vacの入力電圧で350 mAの負荷電流を供給するように調整しました。Figure 7に、ライン電圧が90 Vacから265 Vacに変化する際の負荷電流を示します。

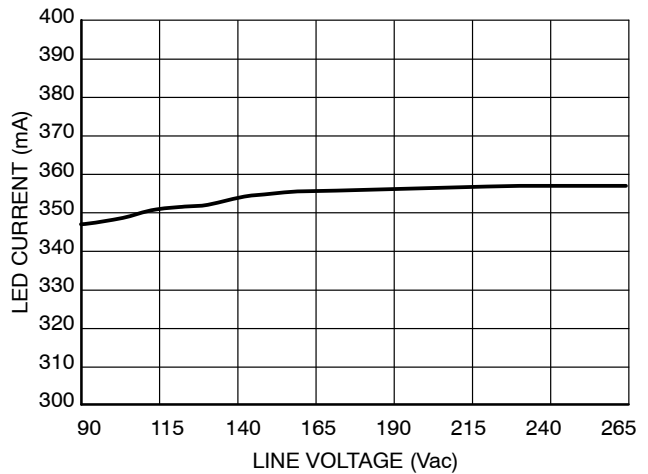


Figure 7. Current Regulation Across Line with Nominal Current set 350 mA,  $V_f = 12.6$  Vdc

ライン電圧の関数としての力率を下記のFigure 8に示します。90 ~ 135 Vacの入力電圧範囲で力率が0.8より大きく、この値は住宅用照明機器に対するENERGY STAR要件を優に超えていることに注意してください。

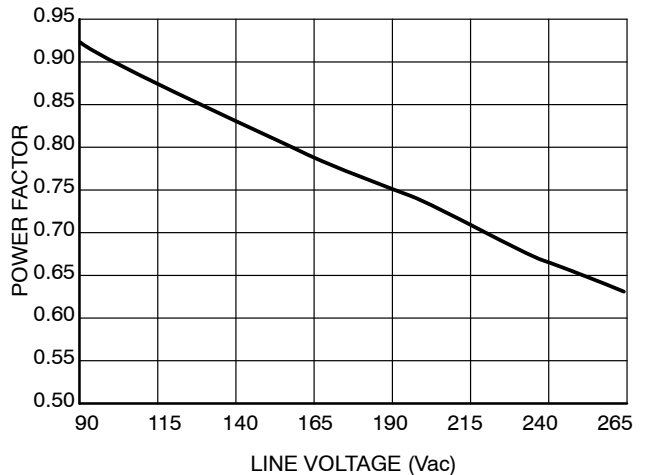


Figure 8. Power Factor versus Line Voltage

一部地域での照明製品は、入力電流の高調波成分に対する国際規格IEC 61000-3-2クラスCの制限を満たす必要があります。このケースでは、適用可能な制限は消費電力が25 W未満の器具に対するものです。Table 1に、このLEDドライバでの結果を示します。



Table 1.

Harmonic	115 Vac 60 Hz	230 Vac 50 Hz	Class C Limit
Third	52.4%	65.0%	86.0%
Fifth	23.0%	47.9%	61.0%

4つのLED (1 Cree MC-E)負荷を使用して伝導放射データを集めました。下記のFigure 9に、赤線およびその下の点線(余裕が6 dBの場合)で、EN55022クラスB制限を示します。これらの結果は放射での大きな余裕を示しています。

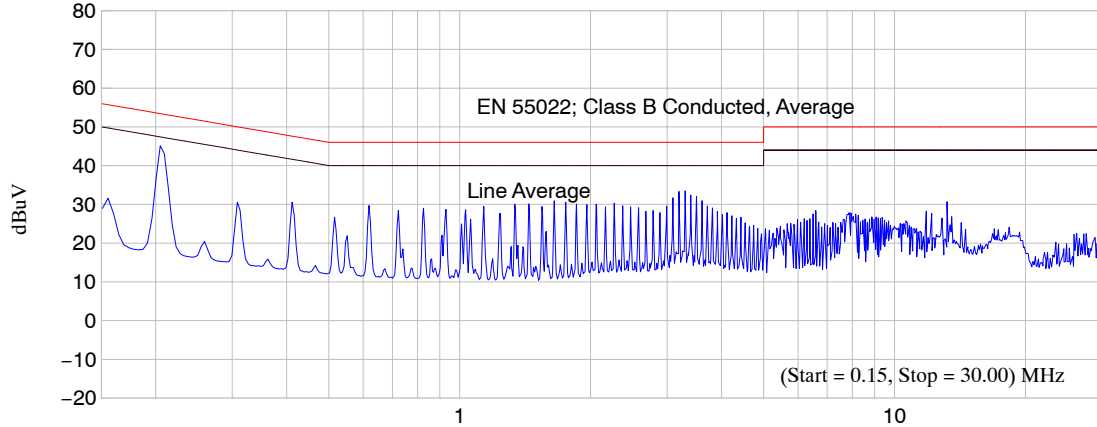


Figure 9. Conducted Emissions with Class B Limits,  $V_{in} = 115 \text{ Vac}$

下のオシロスコープ画像は、一次接続部品に対して絶縁差動プローブ、二次部品に対して10Xプローブ、および電流測定に対して絶縁電流プローブを使

用して収集したものです。下のFigure 10は、230 Vac入力でのNCP1014のドレイン電圧です。ピーク電圧は最大部品定格の700 Vを優に下回っています。

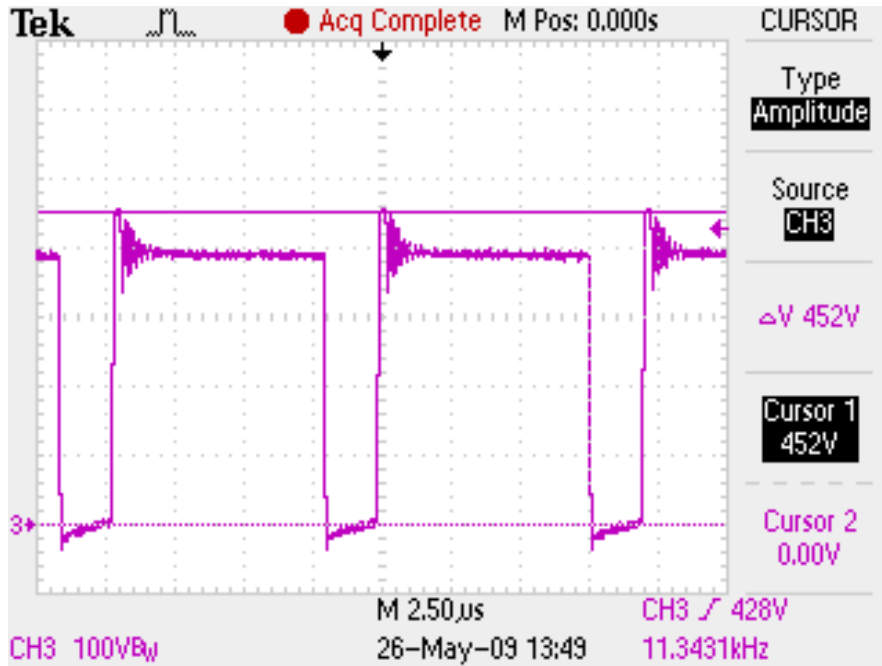


Figure 10. Drain Switching Voltage Waveform

## TND371/D

Figures 11および12に、115および230 Vac入力に対する出力電流を示します。この画像はDCおよびAC成分を示しています。倍率は1目盛が150 mAです。ピーク・トゥー・ピーク・リップル電流は144 mA

で、115 Vacで約±11%、さらに高いACラインでは減少します。Figure 6に示すとおり、これが高ラインで電流がわずかに増加する主な理由です。

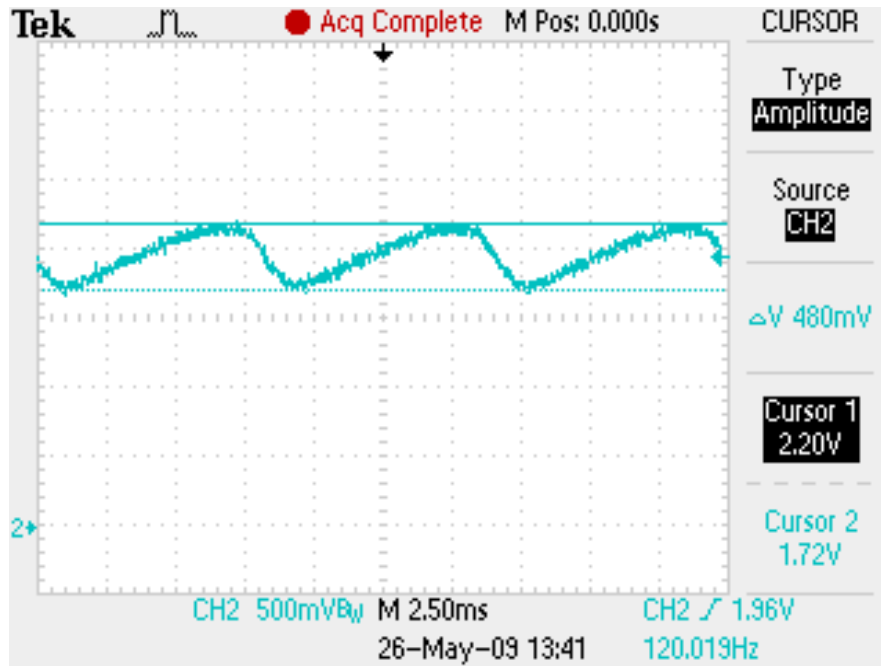


Figure 11. LED Ripple Current with 115 Vac Input

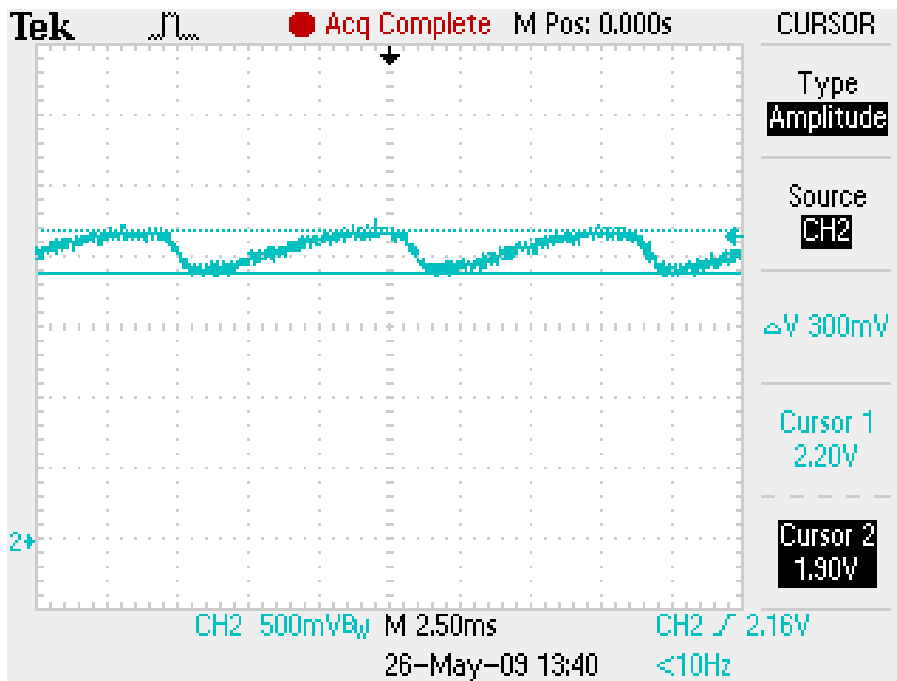


Figure 12. LED Ripple Current with 230 Vac Input

Figure 13に、115 Vac入力を印加した後の起動電流特性を示します。倍率は1目盛が150 mA。出力電流の立ち上がり時間は約810 msです。

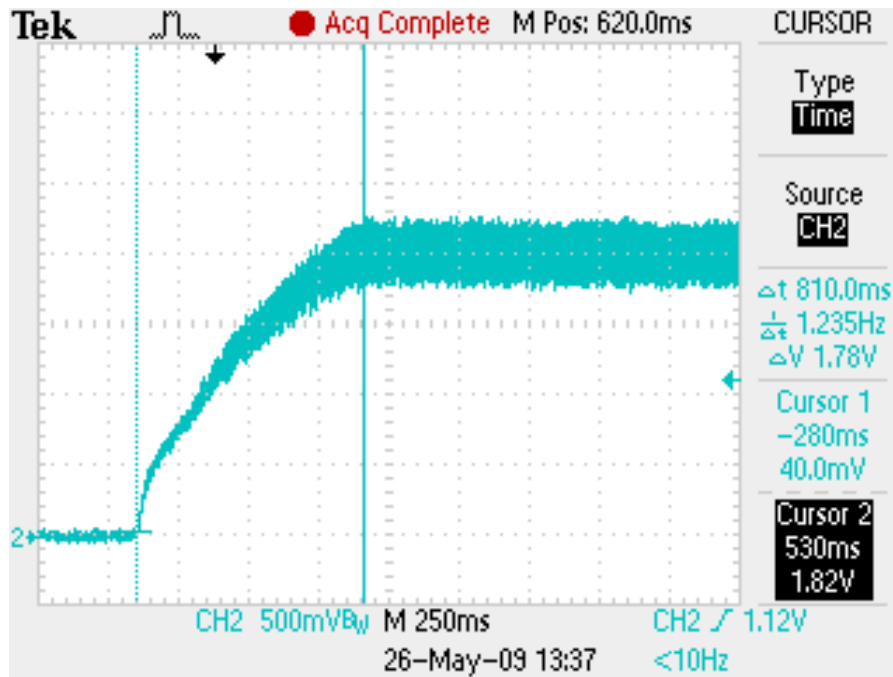


Figure 13. Startup at 115 Vac

#### 要約

固体照明は、世界的なエネルギー消費の低減に向けて明るい展望を開くと同時に、顧客に長寿命製品を提供し、市場に新しい照明手段をもたらすことができます。また、固体照明器具に対するENERGY

STARの標準化は、顧客の判断基準となる量的要件も確立します。これらの新しい規格によって、複雑さやコストの増大を回避しながら要件を満たす斬新なソリューションを必要とする力率補正など、新たな要件がLEDドライバに追加されます。

#### 参考資料：

- [1] ENERGY STAR<sup>®</sup> SSL Luminaire Specification, Version 1.1  
[http://www.ENERGYSTAR.gov/index.cfm?c=new\\_specs\\_ssl\\_luminaires](http://www.ENERGYSTAR.gov/index.cfm?c=new_specs_ssl_luminaires)
- [2] Cree XLAMP MC-E Specification  
[http://www.cree.com/products/xlamp\\_mce.asp](http://www.cree.com/products/xlamp_mce.asp)
- [3] Fraen Reflector Optics for Cree MC-E  
<http://www.fraensrl.com/prodinfo.html>
- [4] ON Semiconductor Design Note DN06051: Improving the Power Factor of Isolated Flyback Converters for Residential ENERGY STAR<sup>®</sup> LED Luminaire Power Supplies  
[http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/DN06051-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/DN06051-D.PDF)
- [5] LED Desk Lamp Conversion White Paper TND358:  
[http://www.onsemi.com/pub\\_link/Collateral/TND358-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/TND358-D.PDF)

# TND371/D

## APPENDIX

**Table 2. BILL OF MATERIALS**

Value	Description	Part Reference	Manufacturer	Manufacturer Part Number
100 nF	CAP, 100 nF, 275 Vac	C1	Panasonic	ECQ-U2A104ML
220 nF	CAP, 220 nF, 275 Vac	C2	Panasonic	ECQ-U2A224ML
1.5 nF	CAP, 1.5 nF, 1 kV ceramic	C3	Murata	DEBB33A152KA2B
100 nF	CAP 100 nF 25 V ±10% 0603 SMD	C4	Panasonic	ECJ-1VF1H104Z
2.2 µF	CAP 2.2 µF 50 V 5 kHr 105°C 5x11 Radial	C5	Panasonic	EEU-EB1H2R2S
47 µF	CAP 47 µF 16 V 2 kHr 85°C 5x11	C6	Panasonic	ECA-1CM470
2.2 nF	CAP 2.2 nF "Y1" 250 Vac	C7	TDK Corp	CD12-E2GA222MYNS
1000 µF	CAP 1000 µF 25 V 2 kHr 85°C 10x20	C8 C9	Panasonic	ECA-1EM102
10 nF	CAP 10 nF 50 V ±10% 0603 SMD	C10	Panasonic	ECJ-1VB1H103K
MRA4007	Rectifier, 1000 V, 1 A, SMA	D1 D2 D3 D4	ON Semiconductor	MRA4007T3
MURA160	Rectifier, 600 V, 1 A, SMA	D5	ON Semiconductor	MURA160T3
MMBD914LT1	Rectifier, 100 V, 200 mA, SOT23	D6	ON Semiconductor	MMBD914LT1
MURS320T3	Rectifier, 200 V, 3 A, SMC	D7	ON Semiconductor	MURS320T3
BZX84C18LT1	Zener Diode, 18 V, 225 mW, SOT23	D8	ON Semiconductor	BZX84C18LT1G
MMBZ5231	Zener Diode, 5.1 V, 500 mW, SOT23	D9	ON Semiconductor	MMBZ5231BLT1G
TESTPOINT	Terminal Test point	E1 E2	Kobiconn	151-103-RC
Conn	Screw terminal	J1	Weidmuller	1716020000
Conn	Header, 1 row, 6 pin	J2	Tyco	535676-5
2.7 mH	IND, PWR, 2.7 mH	L1	Coilcraft	RFB0810-272
BC857	TRAN, PNP, 45 V, 100 MA, SOT23	Q1	ON Semiconductor	BC857BLT1G
BC846	TRAN, NPN, 65 V, 100 MA, SOT23	Q2	ON Semiconductor	BC846BLT1G
4R7	Fusible resistor, 4R7, 0.5 W	R1	Vishay	NFR25H0004708JR500
47k	RES, 47k, 1 W	R2	Vishay	PR01000104702JR500
1.5k	RES, 1.5k, 1/10 W, SMD 0603	R3	Panasonic	ERJ-3EKF1501V
200	RES, 200R, 1/10 W, SMD 0603	R4	Panasonic	ERJ-3EKF2000V
2.2k	RES, 2.2k, 1/10 W, SMD 0603	R5	Panasonic	ERJ-3EKF2201V
1R8	RES, 1R8, 1/4 W, SMD 1206	R6 R7	Vishay	CRCW12061R80FKEA
10R	RES, 10R, 1/4 W, SMD 1206	R8	Vishay	CRCW120610R0FKEA
Not Used		R9		
10k	RES, 10k, 1/4 W, SMD 1206	R10	Rohm	MCR18EZPJ103
100	RES, 100R, 1/10 W, SMD 0603	R11	Panasonic	ERJ-3EKF1000V
1k	RES, 1k, 1/10 W, SMD 0603	R12 R15	Panasonic	ERJ-3EKF1001V
10k	Potentiometer, 10k	R13	CTS	026TB32R103B1A1
820	RES, 820R, 1/10 W, SMD 0603	R14	Panasonic	ERJ-3EKF8200V
T1	Transformer	T1	ICE Components Würth-Midcom	TO09035 750811041
NCP1014	IC, CUR MODE CONT, 100 kHz, SOT-223	U1	ON Semiconductor	NCP1014ST100T3G
PS2561	OPTOCOUPLER, TRAN O/P, SMT4	U2	NEC ELECTRONICS	PS2561L-1-A

## TRANSFORMER DESIGN SPECIFICATION

Project / Customer: ON Semiconductor – Aspen Greenpoint Desk Lamp (6 Feb 09)

Part Description: 8 watt flyback transformer, 100 kHz, 24 V / 360 mA

Schematic ID: T1

Inductance: 1.8 mH  $\pm 5\%$ 

Bobbin Type: 8 pin horizontal mount for EF16

Core Type: EF 16 (E16/8/5); 3C90 or similar material

Core Gap: Gap for 1.8 mH

Table 3. WINDING DETAIL (in order of assembly)

Operation	Start	Finish	Details	Notes
Primary Bias	Pin 3	Pin 2	13T #32HN	Spread across bobbin in one layer
Insulate			1T Mylar tape	Lap ~0.1 inch
Primary winding	Pin 4	Pin 1	105T #32HN	Wind in 3 layers, 35 turns/layer
Insulate			1T Mylar tape	Lap ~0.1 inch
24 V Secondary	Fly1 1.5"	Fly2 1.5"	20T #26 TEX-E	Spread across bobbin in one layer Mark start lead with tape
Insulate			3T Mylar tape	
Assemble core				Gap for 1.8 mH
Vacuum varish				Mark with part number

## Hipot: 3 kV from Primary to Secondary for 1 Minute

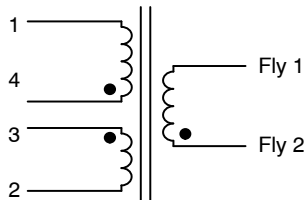


Figure 14. Schematic

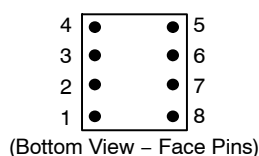
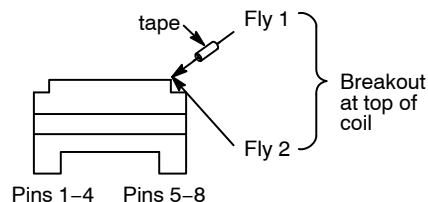


Figure 15. Lead Breakout / Pinout



## SUPPORT INFORMATION

IEC 61000-3-2: International Standard for Electromagnetic Compatibility

DoE ENERGY STAR Standard for Solid State Lighting Luminaires (Version 1.1 – 12/19/08)

GreenPoint is a registered trademark of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC).

ENERGY STAR and the ENERGY STAR mark are registered U.S. Marks; XLamp is a registered trademark of Cree, Inc.; Z-POWER is a registered trademark of Seoul Semiconductor Co., Ltd.; Golden Dragon is a trademark of Osram; Luxeon is a trademark of Lumileds Lighting.

ON Semiconductor及びONのロゴはSemiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) の登録商標です。SCILLCは特許、商標、著作権、トレードシークレット(営業秘密)と他の知的所有権に対する権利を保有します。SCILLCの製品/特許の適用対象リストについては、以下のリンクからご覧いただけます。 [www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf](http://www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf)。SCILLCは通告なしで、本書記載の製品の変更を行うことがあります。SCILLCは、いかなる特定の目的での製品の適合性について保証しておらず、また、お客様の製品において回路の応用や使用から生じた責任、特に、直接的、間接的、偶発的な損害に対して、いかなる責任も負うことはできません。SCILLCデータシートや仕様書に示される可能性のある「標準的」パラメータは、アプリケーションによっては異なることもあり、実際の性能も時間の経過により変化する可能性があります。「標準的」パラメータを含むすべての動作パラメータは、ご使用になるアプリケーションに応じて、お客様の専門技術者において十分検証されるようお願い致します。SCILLCは、その特許権やその他の権利の下、いかなるライセンスも許しません。SCILLC製品は、人体への外科的移植を目的とするシステムへの使用、生命維持を目的としたアプリケーション、また、SCILLC製品の不具合による死傷等の事故が起こり得るようなアプリケーションなどへの使用を意図した設計はされておらず、また、これらを使用対象としておりません。お客様が、このような意図されたものではない、許可されていないアプリケーション用にSCILLC製品を購入または使用した場合、たとえ、SCILLCがその部品の設計または製造に関して過失があったと主張されたとしても、そのような意図せぬ使用、また未許可の使用に関連した死傷等から、直接、又は間接的に生じるすべてのクレーム、費用、損害、経費、および弁護士料などを、お客様の責任において補償をお願いいたします。また、SCILLCとその役員、従業員、子会社、関連会社、代理店に対して、いかなる損害も与えないものとします。SCILLCは雇用機会均等/差別撤廃雇用主です。この資料は適用されるあらゆる著作権法の対象となっており、いかなる方法によっても再販することはできません。

## PUBLICATION ORDERING INFORMATION

## LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: [orderlit@onsemi.com](mailto:orderlit@onsemi.com)

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free  
USA/Canada  
Europe, Middle East and Africa Technical Support:  
Phone: 421 33 790 2910  
Japan Customer Focus Center  
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative