アプリケーション・ノート：AN-1195

IRS2983利用の1次側の安定化されたLED駆動回路

Ektoras Bakalakos著

目次

ページ

1. はじめに 3
2. フライバック・コンバータの概要 3
3. IRS2983 を備えた 1 段の絶縁型フライバック回路 6
4. 設計方程式 9
4.1 フライバック・コンバータの動作パラメータを定義 10
4.2 最大出力電力の計算 10
4.3 1 次側インダクタンスの値を計算 10
4.4 フライバック・コイルの巻数比を計算 10
4.5 1 次側コイル電流のピーク値を計算 11
4.6 整流された「フライバック」電圧を計算 11
4.7 過電圧保護とゼロ・クロス検出の設定 12
4.8 過電流抵抗の値を計算 13
4.9 1 次側の電力安定化を設定 13
4.10 コンデンサ CDC を選択 14
4.11 コンデンサ COMP を選択 14
4.12 出力ダイオードと補助側ダイオードを選択 14
4.13 出力抵抗 14
4.14 出力コンデンサ 15
4.15 オフセット抵抗（オプション）を選択 15
5. フライバック・コイルの組み立て 16
5.1 1 次巻線のワイヤー・サイズを決定 16
5.2 2 次巻線のワイヤー・サイズを決定 16
5.3 補助巻線のワイヤー・サイズを決定 17
5.4 コイルのコアの選定と巻き数の計算 18
5.5 巻線が、巻線面積に適合するかをチェック 19
5.6 フライバック・コイルの組み立て 20
6. 補助電源回路 21
7. 出力回路の短絡保護 21
8. スナバ回路 21

9. EMI の考察 23
10. サージ保護 24
11. プリント回路基板レイアウトの考察 25
12. 結論 28
13. 付録 1：リファレンス・デザイン 29
14. 付録 2：米国ワイヤー・ゲージ規格の表 32
15. 参考文献 33
16. 改訂履歴 33

1. はじめに

SO-8パッケージに封止したLEDコントローラICのIRS2983は、LED用フライバック回路を制御するための優れたソリューションです。このICは、1次側電力の安定化機能を備え、固定負荷の1段の絶縁型フライバックやバックブーストのコンバータの中で、汎用入力電圧の設計を最少の部品点数、低コスト、高信頼性で実現できます。このICは、フライバック・コンバータのオン／オフ時間の制御、入力電力の安定化、高いPF（力率）と低いTHD（全高調波歪率）を得るための主入力でのAC電流供給、および、過電流や過電圧の故障条件に対する保護に必要な回路をすべて内蔵しています。さらに、このICは、高電圧の起動ピンも備えているので、VCC起動抵抗が不要で、全体の消費電力を低減できます。IRS2983は、広い出力電圧範囲を実現するためにフォトカプラを利用する2次側の安定化にも使えます。これはアプリケーション・ノートAN-1192で議論されています。フライバック回路の設計の間、特に、回路図を作成し、部品の値と定格を選び、フライバック・コイルを組み立て、プリント回路基板をレイアウトするときは、注意してください。このアプリケーション・ノートは、設計時間を短縮するために、そして、部品の値や定格の不適切な選択、ICパラメータの適切でない設定、および、雑音感度によって生じる回路の問題を回避するために、詳細な設計情報を提供します。有用な情報には、制御回路の設計、ICへの電源供給回路やフライバック・コイルの設計、ICの保護機能の使用法が含まれています。サージやEMI（電磁干渉）雑音の考察も示し、不具合や不十分な特性につながる潜在的な雑音問題を回避するための助けとなるプリント回路基板レイアウトのガイドラインも含まれています。

2. フライバック・コンバータの概要

フライバック・コンバータは、相互結合コイルを利用した絶縁を追加したバックブースト・コンバータに由来します。単純化されたフライバック回路（図 1）には、相互結合コイルの巻線（Np、Na、Ns）を備えたフライバック・コイル（LFB）、MOSFET スイッチ（MFB）、出力ダイオード（DFB）が含まれています。コイルの巻線の極性は、スイッチがオフしている間、同じ方向のコアの磁束を同じに維持するように 1 次側の電流を 2 次巻線（Ns）に伝えるような極性にし、この電流が、出力コンデンサ（COUT）を充電し、DC 出力を駆動する出力ダイオードを通って流れます。コアの磁束（ϕm）が 0 に達すると、コイルの補助巻線（Na）によって検出され、スイッチは、入力電流とコアを磁化する磁束を線形に増加させるように再びオンします。この間隔の間、DC 出力は、出力コンデンサに蓄積されたエネルギーによって、完全に供給されます。その後、この周期が繰り返されます（図 2）。コンバータがクリティカル・モード（CrCM）で動作しているので、スイッチング周期はコイル電流のゼロ・クロス点で起こります。

図3に、理想化されたMOSFETのスイッチング波形と、補助巻線の電圧、2次巻線の電圧を示します。補助巻線の電圧と2次巻線の電圧は、巻線の方向によって、互いに同相で、それらは、1次側スイッチがオンする間、電圧振幅がグラウンド以下を示すことにも注意してください。この振る舞いの原因となる補助巻線と2次巻線のブロッキング・ダイオードの定格電圧を選ぶときは、注意してください。

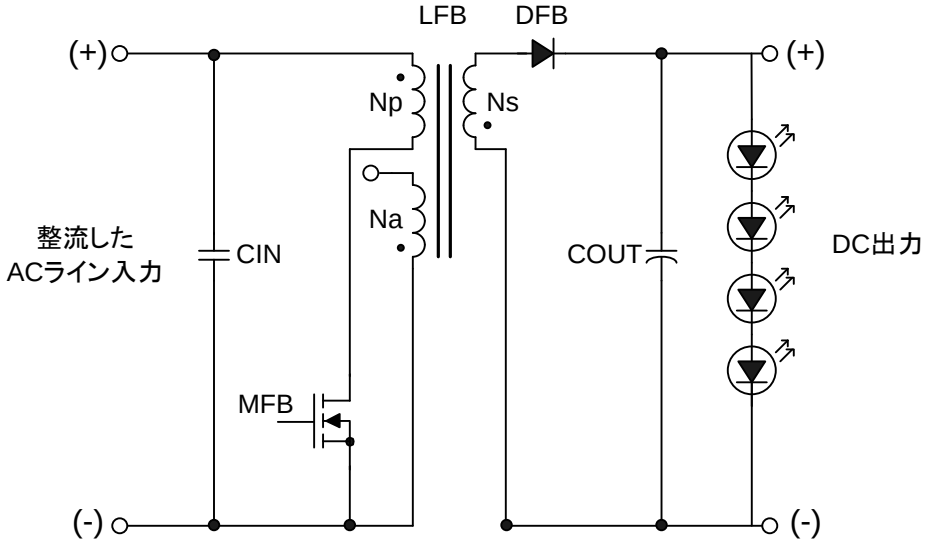


図 1：単純化したフライバック回路

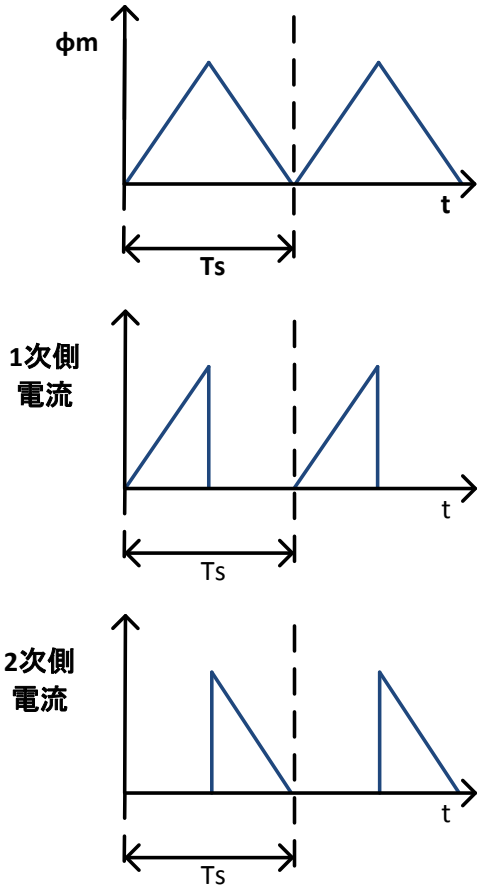


図2：CrCMにおける理想化した
フライバック・コイルの波形

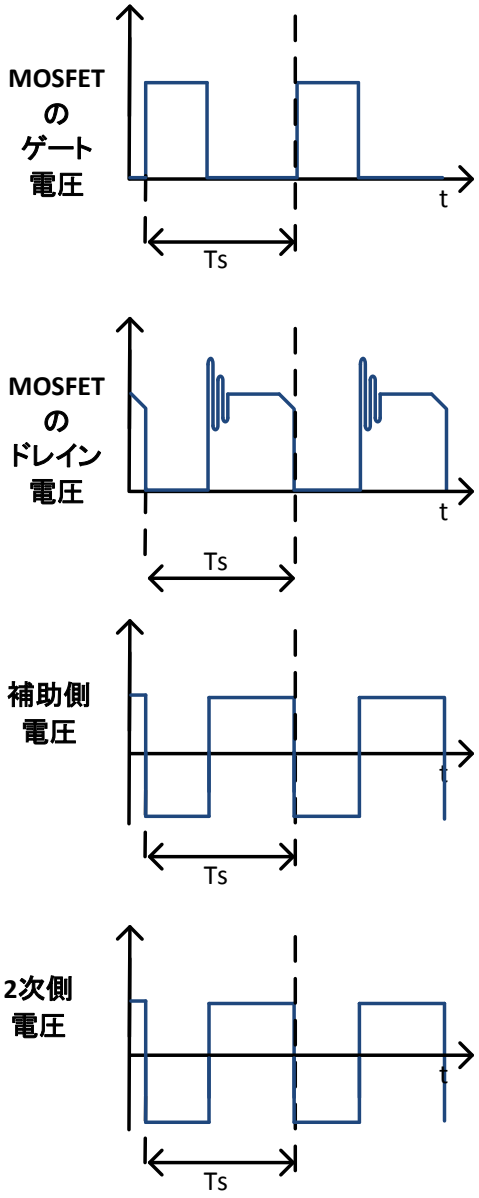


図3：CrCMにおける理想化した
スイッチング波形

入力バルク・コンデンサを使わない（高周波コンデンサだけを使用）フライバック・コンバータの動作によって、入力電流は、整流された AC ライン電圧の包絡線に追随する三角波にすることができます（図 4）。AC ライン電圧の形に追随する正弦波の入力電流を生成するために、この三角波電流は、入力フィルタ部品によって滑らかにされます。それは本質的に、高い PF と低い THD を実現します。

コンバータのスイッチング周波数は、整流された AC ライン電圧のゼロ・クロスの近くで生じる最大スイッチング周波数と、ピークで生じる最小スイッチンス周波数の間で、入力電圧の各半周期にわたって変わります。コンバータのオフ時間は、CrCM 動作を維持するために変化する一方で、この閉ループがオン時間を一定に維持します。

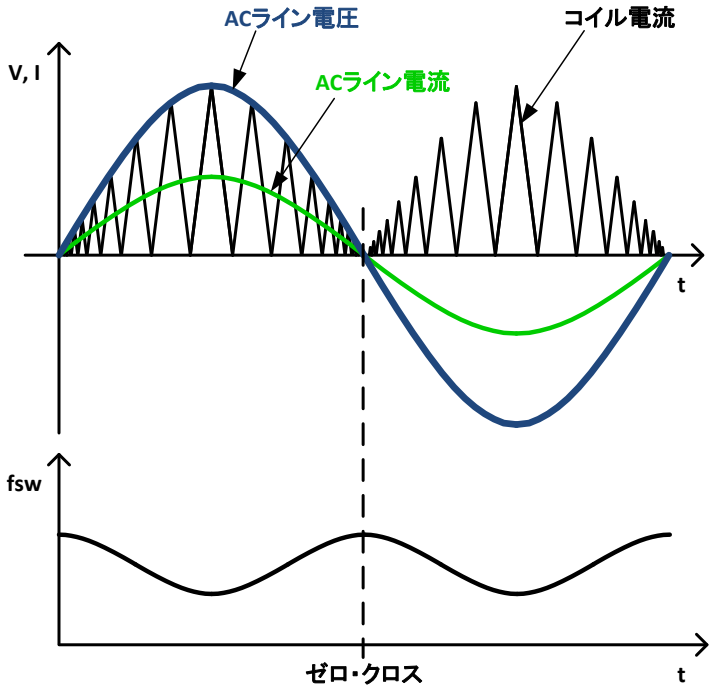


図4：フライバック・コイルの電流と、ACライン電圧の1周期の間に滑らかにされたACライン電流

3. IRS2983 を備えた 1 段の絶縁型フライバック回路

IRS2983 は、クリティカル・モード（CrCM）または電流不連続モード（DCM）で動作する絶縁型フライバック・コンバータ向けの 1 次側の電力制御回路を備えています。このアプリケーション・ノートでは、クリティカル・モードが 1 次側の安定化方法として使われます。下記の図 5 は、標準的なアプリケーション回路図です。この回路は、入力電圧検出用部品（RIN、RDC、CDC）、1 次側の電流検出用部品（RCS、RF、CF）、ゼロ・クロス検出回路（RZX1 と RZX2）、VCC 電源回路（DVCC、RVCC、DZ、CVCC）、MOSFET スナバ回路（RSN、CSN、DSN）、フライバック・コイル（LFB）、1 次側スイッチ回路（MFB と RG）、出力部品（DFB、COUT、ROUT）を備えています。

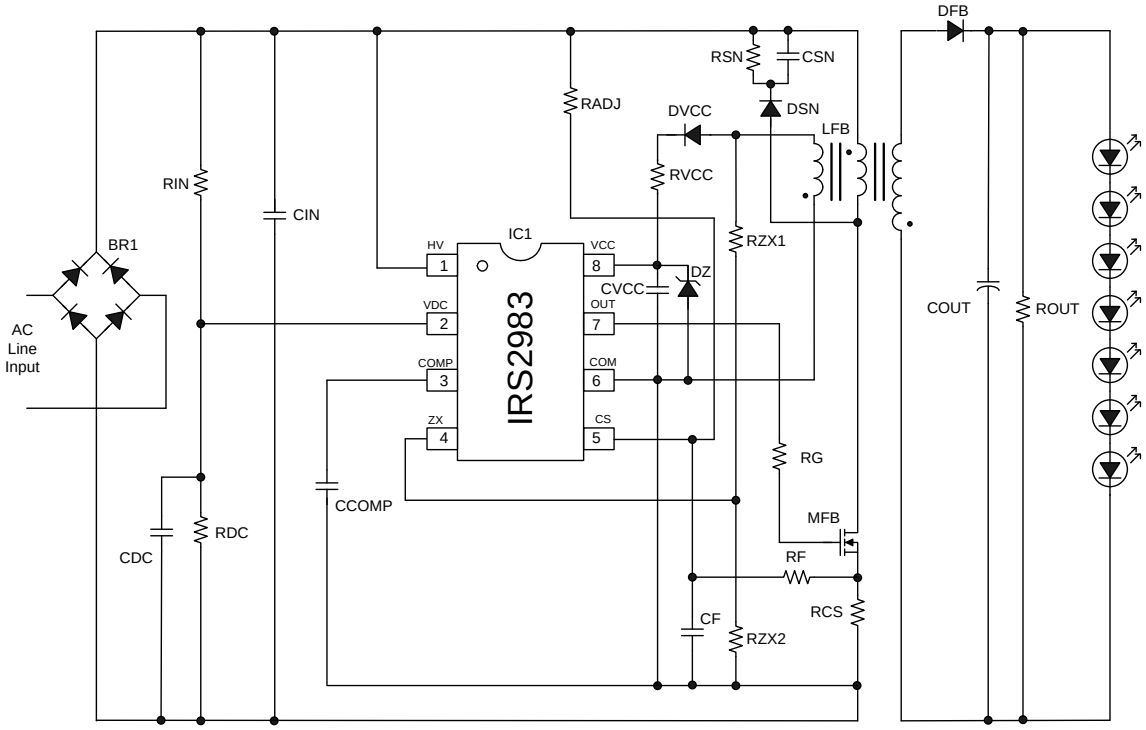


図5：標準値なアプリケーション回路図

IRS2983 は、素早い起動を可能にし、起動用抵抗を不要とすることによって消費電力を低減する高耐圧レギュレータを HV ピンに備えています。IRS2983 がスイッチングを始めるためには、電源電圧 VCC は、低電圧ロックアウト（UVLO）のしきい電圧を超えて上昇する必要があります。起動時、高耐圧レギュレータは、UVLO に到達するまで、VCC にマイクロパワー起動電流を供給します。この時点で、OUT ピンは、外付け MOSFET を駆動し、スイッチングを始めます。フライバック・コイルの補助巻線は、起動時や高耐圧レギュレータが停止した後、VCC 電源で使われる電圧を供給します。この補助巻線は、ZX ピンに IC のゼロ・クロス情報を与えるためにも使われます。電流がリミット以下で、故障がないと判断すると、内部のマルチプライヤの条件が満たされ、ループが閉じられ、レギュレーション・モードが始まります。このシーケンスは、下記の図 6 の IRS2983 の状態遷移図で示されます。

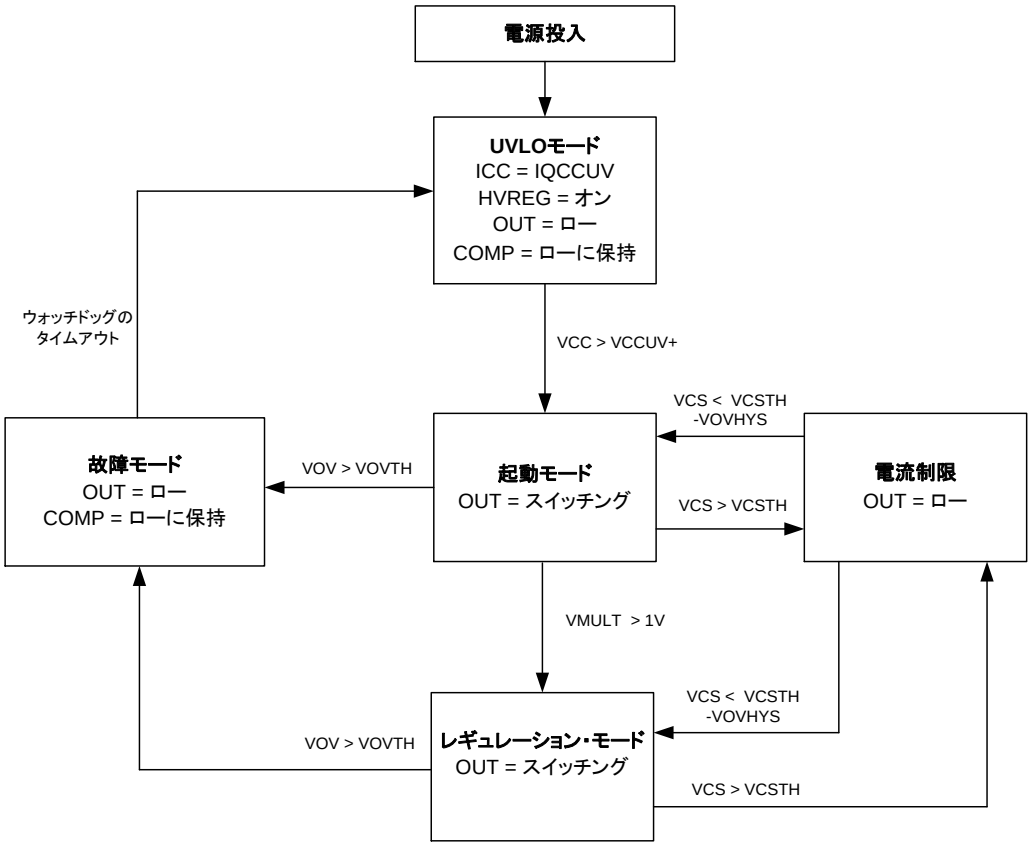


図 6：IRS2983 の状態遷移図

フィードバックの絶縁に必要なフォトカプラなどの部品を除去するために、IRS2893 は、フライバック・コンバータの入力電力を計算し、制御することによって、LED 出力電流を間接的に安定化することができます。LED 負荷の電圧は、固定負荷なので本質的に一定であり、消費される電力は、ほぼ電流に比例します。IRS2983 は、入力の電圧と電流を検出し、これらの値を使って入力電力を計算します。その後、交流 120V～230V のライン電圧にわたって、LED 電流を±5%以内に安定化して供給するために、正確な固定の基準電圧に対して安定化されます。このループは、入力電圧検出ピン VDC と入力電流検出ピン CS で構成されます。入力電圧の検出は、VDC ピンにおいて、0～VDCMAX の範囲内の整流された AC ライン電圧に比例した電圧を生じる単純な抵抗分圧器によって実行されます。CS ピンには、電流検出抵抗 RCS によって検出された入力電流に比例し、CS ピンでランプ波形になる平均化回路を備えています。その後、コンバータの入力電圧に比例し、IC 内の正確な 1V の電圧源に対して安定化された電圧を生成するために、この 2 つの信号は、乗算されます。安定化は、COMP ピンでグラウンドに接続された外付けコンデンサを使うトランスコンダクタンス・エラー・アンプによって実行されます。これは、コンバータのオン時間を制御するために使われる安定な誤差電圧を供給する積分器を実現しています。

LED の光出力（単位はルーメンで示されます）は、電流ではなく、加えられた電力に比例します。もし同じ電流で駆動されれば、より高い順方向電圧の同じタイプの LED が、より大きなルーメン出力になることを意味します。IRS2983 は、より高い LED 電圧に対して電流が小さくなるように一定電力に安定化するので、LED 負荷電圧の許容値にわたって、より均一な光出力レベルが得られます。

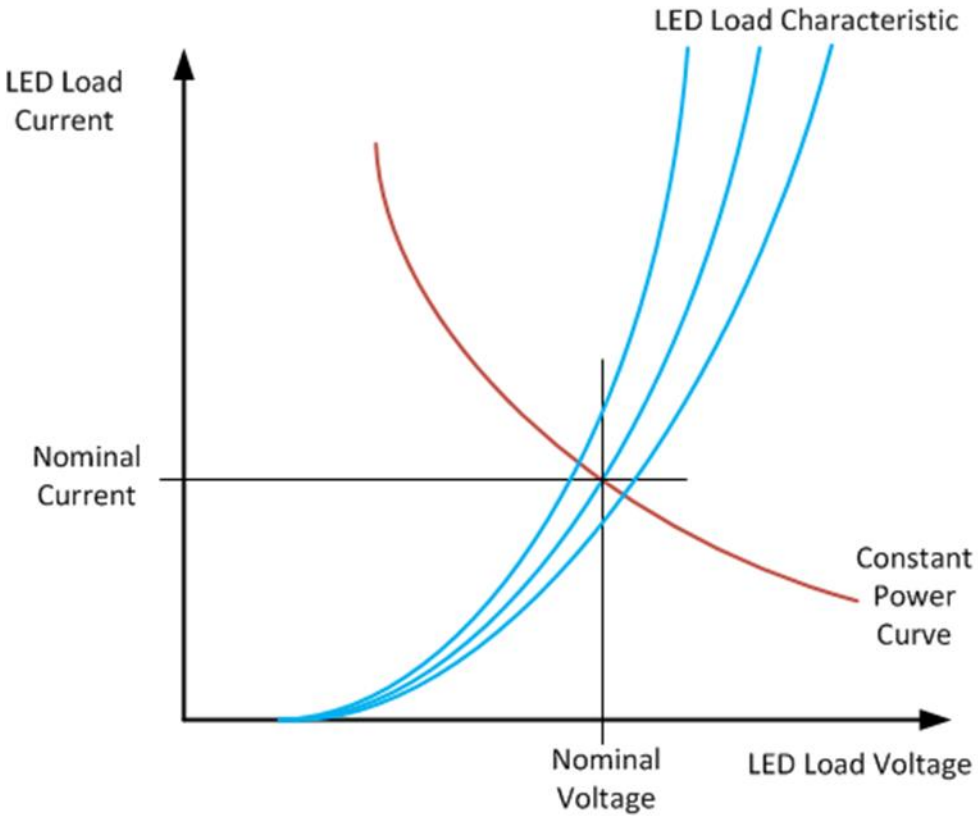


図7：LED負荷の特性

4. 設計方程式

IC部品の値の選択や設定、およびパワー部品の選択のための方程式を使って、設計の詳細なプロセス・フローを下記に示します。以下の設計方程式は、固定負荷に電力供給する整流されたオフラインのフライバック・コンバータ向けで、図5に示されるように、入力バルク・コンデンサがないときのものです。

4.1 フライバック・コンバータの動作パラメータを定義

下表は、設計工程を始める前に選択されなければならない入力パラメータの表です。これらのパラメータのいくつかには、標準的な値が与えられます。

パラメータ	概要	単位
V_{ACMIN}	最小 AC ライン電圧	VRMS
V_{ACMAX}	最大 AC ライン電圧	VRMS
D_{MAX}	最大デューティ比。推奨する最大値は 0.5。	
f_{MIN}	最小動作周波数。標準 65kHz。	Hz
η	コンバータの効率。標準 85%。	%
V_{OUT}	公称出力電圧	V
I_{OUT}	公称出力電流	A
V_{AUXMAX}	最大補助電圧。推奨値は 18V～20V。	V
I_{AUXMAX}	最大補助電流。推奨値は 30mA～50mA。	A

表 1：必要な動作パラメータ

4.2 最大出力電力の計算

最大出力電力 POUTMAX は、次式で計算することができます。

$$P_{OUTMAX} = P_{SEC} + P_{AUX} = V_{OUT} \cdot I_{OUT} + V_{AUXMAX} \cdot I_{AUXMAX} \qquad [W]$$

4.3 1 次側インダクタンスの値を計算

$$L_{PRI} = \frac{V_{ACMIN}^2 \cdot \eta \cdot D_{MAX}{}^2}{2 \cdot P_{OUTMAX} \cdot f_{MIN}} \qquad [H]$$

4.4 フライバック・コイルの巻数比を計算

フライバック・コンバータの入力／出力の比は、バックブースト・コンバータと同じで、フライバックの 1 次側と 2 次側の巻線によるコイルの巻数比から導かれます。

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left(\frac{N_S}{N_P}\right) \cdot \left(\frac{D}{1-D}\right)$$

2 次側／1 次側の巻数比を次式で計算できます。

$$\frac{N_S}{N_P} = \frac{V_{OUT} + V_F}{\sqrt{2} \cdot V_{ACMIN}} \cdot \frac{1 - D_{MAX}}{D_{MAX}}$$

ここで、V_F は、出力ダイオード DFB の順方向電圧で、標準 0.7V です。

1 次側と補助側の巻線の補助側／1 次側の巻数比も計算できます。

$$\frac{N_A}{N_P} = \frac{V_{AUXMAX} + V_F}{\sqrt{2} \cdot V_{ACMIN}} \cdot \frac{1 - D_{MAX}}{D_{MAX}}$$

ここで、V_F は、補助側ダイオード DVCC の順方向電圧で、標準 0.7V です。

補助側／1 次側の巻数比は、次のように表せます。

$$\frac{N_A}{N_S} = \frac{V_{AUXMAX} + V_F}{V_{OUT} + V_F}$$

4.5 1 次側コイル電流のピーク値を計算

$$I_{PK} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{ACMIN} \cdot D_{MAX}}{L_{PRI} \cdot f_{MIN}} \quad [A]$$

注）フライバック・コイルは、仕様の全動作温度範囲にわたって 1 次側コイルのピーク電流 I_{PK} で飽和させないでください。適切なコア・サイズとエアギャップをコイルの設計の中で考慮してください。

4.6 整流された「フライバック」電圧を計算

MOSFET の定格電圧 VDS_{MAX} は、ピーク入力電圧と、整流された出力電圧との和よりも大きくしてください。

ピーク入力電圧 = $\sqrt{2} \cdot V_{ACMAX}$ [V]

整流された「フライバック」電圧 = $\frac{V_{OUT} + V_F}{\frac{N_S}{N_P}}$ [V]

必要な MOSFET の定格電圧 = $VDS_{MAX} > \sqrt{2} \cdot V_{ACMAX} + \frac{V_{OUT} + V_F}{\frac{N_S}{N_P}}$ [V]

スイッチが「オフ」状態のとき、これだけが MOSFET の最大 DC レベルの計算であることに注意してください。しかし、フライバック・コイルの漏れインダクタンスによって、大電圧のオーバーシュートを引き起こす「オフ」状態への各スイッチング遷移でリンギングが発生します。適切なマージンを MOSFET の定格電圧VDS_{MAX}に加えてください。入力電圧が交流 265V に達する汎用入力の用途には、650V～700V の MOSFET を推奨します。MOSFET がブロックすることが要求される電圧は、最大デューティ比を、推奨された 0.5 よりも小さくすることによって低減されるかもしれません。それは、1 次側と 2 次側の巻線比を小さくする効果があります。

4.7 過電圧保護とゼロ・クロス検出の設定

ZX 入力は、コイルのゼロ・クロス検出や出力の過電圧レベルの設定のために使われる多機能の入力です。その両方とも補助巻線から検出されます。

ZX ピンに流れ込む推奨最大電流は 1mA です。

ZX のための抵抗分圧器を計算するために、最初に上側の抵抗値を計算しなければなりません。電流の合計は、推奨された最大値の 1mA 以下に制限されます。

R_{ZX1}を計算します。I_{ZX}は 0.5mA～1mA の間になるように選択できます。

$$R_{ZX1} = \frac{V_{AUX}}{I_{ZX}} \quad [\Omega]$$

過電圧保護のために、所望の出力過電圧レベルV_{OUTOV}は、ZX ピンにおいて過電圧しきい電圧V_{OVTH}を超えるようにR_{ZX2}の値を選ぶことによって設定できます。V_{OUTOV}は、通常動作の邪魔をしないように公称出力電圧V_{OUT}よりも高くしてください。

$$V_{OUTOV} = \frac{V_{OVTH} \cdot N_S \cdot (R_{ZX1} + R_{ZX2})}{N_A \cdot (R_{ZX2})} \quad [V] \qquad V_{ZX} \geq V_{OVTH} @ V_{OUTOV}, \; V_{ZX} \leq V_{CC}$$

ゼロ・クロス検出については、ゼロ・クロス電圧 Vzx は、最小負荷電圧でしきい電圧 Vzx+を超えるようにしてください。

$$V_{ZX} = \left(\frac{N_A}{N_S}\right)\frac{R_{ZX2}\cdot V_{OUTMIN}}{(R_{ZX1}+R_{ZX2})} \quad [V] \qquad V_{ZX} \geq V_{ZX+}@V_{OUTMIN},\ V_{ZX} \leq V_{CC}$$

4.8 過電流抵抗の値を計算

$$R_{CS} = \frac{V_{CSTH}}{I_{TRIP}} \quad [\Omega]$$

ここで、V_{CSTH} = 1.25V

トリップ電流の推奨値は、$I_{TRIP} = 1.2 \cdot I_{PK}$ です。

R_{CS} の電力定格は、次のように概算できます。

$$PR_{CS} > \left(\frac{P_{OUT}}{V_{AC\,MIN}\cdot\eta}\right)^2 \cdot R_{CS} \quad [W]$$

4.9 1 次側の電力安定化を設定

IRS2983 は、CS ピンで電圧を平均化します。これは、コンバータの入力電流に比例し、この CS ピンの平均電圧に電圧 VDC を掛け算します。これは、コンバータの入力電力に比例する電圧を発生する整流された入力電圧に比例します。マルチプライヤの方程式は、次のように規定することができます。

$$V_{CSAVG}\cdot V_{DC}\cdot K_{MULT} = M_{OUT}$$

マルチプライヤ出力は、IC 内の正確な 1V 電源に対して安定化されます。KMULT はマルチプライヤの利得係数です。

抵抗 RDC は、次式のように電力の安定化を設定します。

$$R_{DC} = \frac{R_{IN}}{\left(\frac{K\cdot P_{IN}\cdot R_{CS}}{1.11}\right)-1} \quad [\Omega]$$

直列接続した 2 つの 680kΩ の抵抗が RIN に使えます。

4.10 コンデンサ CDC を選択

RDC の方程式は、全波整流した AC 信号に比例する VDC 入力における DC レベルを仮定します。DC レベルは、コンデンサ CDC を追加することで得られます。

1μF のコンデンサ CDC が、VDC ピンの全 AC ラインにわたって適切な DC レベルに維持するために推奨されます。

4.11 コンデンサ COMP を選択

コンデンサ COMP には 1μF を推奨します。コンデンサ COMP に大き過ぎる値を選ぶと、LED 負荷がオンするときに顕著な遅延を引き起こすかもしれません。この値は、アプリケーション回路に対するソフトスタート機能も可能にします。

4.12 出力ダイオードと補助側ダイオードを選択

出力ダイオードと補助側ダイオードは、入力ライン電圧のピーク値に対して、適切なブロッキング電圧を選ばなければなりません。

補助側 VCC ダイオードについては、必要なブロッキング電圧を次式で計算することができます。

$$V_{DVCC} > \sqrt{2} \cdot V_{ACMAX} \cdot \frac{N_A}{N_P} + V_{AUXMAX} \quad [V]$$

出力ダイオードについては、必要なブロッキング電圧を次式で計算できます。

$$V_{DFB} > \sqrt{2} \cdot V_{ACMAX} \cdot \frac{N_S}{N_P} + V_{OUT} \quad [V]$$

4.13 出力抵抗

コンバータの電源をオフする間にコンデンサを放電するために、コンバータ出力に抵抗を加えます。

オープン負荷条件の下で、コンバータの最大出力電圧は、ステップ 7 で計算された過電圧保護レベルV_{OUTOV}に依存します。

出力負荷抵抗は、次式で計算できます。

$$R_{OUT} = \frac{V_{OUTOV}^{2}}{P_{MAX_ROUT}} \quad [\Omega]$$

オープン負荷条件の下で、抵抗の最大電力は、0.1W 程度に選ぶことができます。

4.14 出力コンデンサ

出力コンデンサは、出力電流のリップルに影響します。より大きな値のコンデンサは、出力電流のリップルを低減しますが、コストとサイズが大きくなります。

下記の方程式は、出力コンデンサを選ぶための出発点として使うことができます。

$$C_{OUT} = 1.7 * I_{OUT} \cdot 1000 \quad [\mu F]$$

最も近い標準的な容量値に切り捨てます。出力コンデンサは、リップルの要求やコスト要因に依存し、この出発点から小さくなるか、または、大きくなるかもしれません。

4.15 オフセット抵抗（オプション）を選択

IRS2983は、もともと、すべてのライン電圧にわたって出力電流の変動が小さいという特徴がありますが、出力電流の変動に、より厳しい用途向けには、より広い入力電圧範囲が必要かもしれません。フィード・フォワード抵抗（RADJ）を、図5の回路図に示されるような回路に加えることができます。この抵抗の標準的な値は1MΩですが、これは、入力電圧範囲、コンバータ特性、および出力電流安定化の要求精度に依存して変わります。この抵抗が広い入力範囲にわたって補償するので、出力電流は、増加する入力電圧に応じて増える傾向があります。この抵抗を加えることが1次側の安定化点に影響することにも注意してください。

5. フライバック・コイルの組み立て

多重巻線のフライバック・コイルを組み立てるための詳細な設計工程を以下に示します。

5.1 1 次巻線のワイヤー・サイズを決定

1次巻線を流れるRMS電流は、次のように計算することができます。

$$I_{PRMS} = I_{PK}\sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} \quad [A]$$

1次巻線に必要なワイヤー面積は次のようになります。

$$A_{WPRI} = \frac{I_{PRMS}}{J_{MAX}} \quad [mm^2]$$

ここで、J_{MAX} は、ワイヤーの電流密度で、標準的には4～6A/mm^{2}です。

計算されたワイヤー面積を使って、AWG（米国ワイヤー・ゲージ規格）の中で最も近いワイヤー・サイズを選ぶために付録2の表を参照してください。

5.2 2 次巻線のワイヤー・サイズを決定

2次巻線に関して、ピーク電流は次のように計算できます。

$$I_{SPK} = (I_{PK})\cdot\left(\frac{N_P}{N_S}\right)\cdot\frac{P_{SEC}}{P_{OUTMAX}} \quad [A]$$

2次巻線を流れるRMS電流は、次のように表すことができます。

$$I_{SRMS} = I_{SPK}\cdot\sqrt{\frac{1-D_{MAX}}{3}} \quad [A]$$

2次巻線に必要なワイヤー面積は次のようになります。

$$A_{WSEC} = \frac{I_{SRMS}}{J_{MAX}} \quad [mm^2]$$

LED負荷に電流を供給する2次巻線に、2本のワイヤー、または、大きなゲージの1本のワイヤーを使わなくても済むように半分の面積にして表皮効果を低減するより線を使うことができます。

$$A_{WSECSTRAND} = \frac{A_{WSEC}}{2} \qquad [mm^2]$$

計算されたより線の面積を使って、AWGの中で最も近いワイヤー・サイズを選ぶために、付録2を参照してください。

5.3 補助巻線のワイヤー・サイズを決定

補助巻線に関して、最大電流は、次のように計算できます。

$$I_{APK} = (I_{PK}) \cdot \left(\frac{N_P}{N_A} \right) \cdot \frac{P_{AUX}}{P_{OUTMAX}} \qquad [A]$$

補助巻線に流れるRMS電流は、次のように表すことができます。

$$I_{ARMS} = I_{APK} \cdot \sqrt{\frac{1 - D_{MAX}}{3}} \qquad [A]$$

補助巻線に必要なワイヤー面積は次のようになります。

$$A_{WAUX} = \frac{I_{ARMS}}{J_{MAX}} \qquad [mm^2]$$

計算されたワイヤー面積を使って、AWGの中で最も近いワイヤー・サイズを選ぶために、付録2を参照してください。

5.4 コイルのコアの選定と巻き数の計算

フライバック・コイルのコアの形状と大きさを選ばなければなりません。下表は、EEタイプのコア・サイズを選定するときの参考に使うことができます。このほかのタイプのコアは、メーカーのデータシートを調べてください。

出力電力、 オフラインのフライバック	コアのタイプ
0～10W	E13、E16
10～20W	E19、E20
20～30W	E20、E22
30～50W	E22、E25
50～70W	E25、E30
70～100W	E30、E35、E36、E40

表2：EEコア選定のガイドライン

コアを選んだ後、メーカーのデータシートからコアの以下の仕様を決定します。

シンボル	パラメータ	単位
A_e	コアの実効面積	mm^2
l_e	コアの実効長	mm
$\sum(l/A)$	コア定数	mm^{-1}

表3：コイルのコアの仕様

コアのエアギャップ長 g （単位：mm）を選びます。出発値に0.5mmを使います。

コアの実効透磁率を計算します。

$$\mu_e = \frac{\mu_i}{1+\left(\frac{g \cdot \mu_i}{l_e}\right)}$$

ここで、N27または同等品に対して、コアの初透磁率 $\mu_i = 2000$ として、インダクタンス係数を計算します。

$$A_L = \frac{\mu_o \cdot \mu_e \cdot 10^6}{\sum(l/A)} \qquad [\text{nH/turn}^2]$$

ここで、$\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$

1次側の巻き数を計算し、最も近い値に切り上げます。

$$N_{PRI} = \sqrt{\frac{L_P}{A_L}}$$

最大磁束密度を計算します。

$$B_{MAX} = \frac{N_{PRI} \cdot I_{PMAX} \cdot A_L}{A_e} \quad \text{(T)}$$

最大磁束密度が、その基準 $B_{MAX} \leq 0.3T$ を満たすようにチェックしてください。それが、この値を超える場合は、コアのエアギャップ長 g を長くしてください。磁束密度の値が0.25T～0.3Tになるようにエアギャップ長を選ぶことを推奨します。コアに要求される巻き数を減らすことによって、スペースを省けますが、最大磁束密度の要求を超えません。

セクション4で得られた最も近い値に切り上げた比率を使って、2次巻線と補助巻線の巻き数を計算します。

$$N_{SEC} = N_{PRI} \cdot \frac{N_S}{N_P}$$

$$N_{AUX} = N_{PRI} \cdot \frac{N_A}{N_P}$$

5.5 巻線が、巻線面積に適合するかをチェック

さて、ここで、巻線が、選んだコアの巻線面積に適合するかをチェックします。

$$\frac{1}{K_U} \cdot \left[\left(N_{PRI} \cdot n_{PRIstrands} \cdot {d_P}^2 \right) + \left(N_{SEC} \cdot n_{SECstrands} \cdot {d_S}^2 \right) + \left(N_{AUX} \cdot n_{AUXstrands} \cdot {d_A}^2 \right) \right] \leq A_E$$

ここで、K_U は充填率で、標準的には0.3～0.7です。これは、コアと、使用した巻き方に依存します。ワイヤーは、ぐるっと回し、完全にしっかりと巻かれていないので、巻線面積のある程度のスペースは、むだになっているでしょう。コアに使用する充填率をいくつにするかは、ある程度の技術的な試行錯誤が必要ですが、初期値には0.7を推奨します。

巻線に使われる面積が、利用可能な巻線面積よりも大きい場合は、インダクタンスを減少させるか（最低周波数を高くするか）、または、磁束密度を大きくすることによって巻き数を減らすか、より大きなコアを選ぶかのどちらかになります。

5.6 フライバック・コイルの組み立て

フライバック・コイルの組み立ては、コンバータの設計で重要な工程です。不適切に設計されたコイルは、コンバータの効率を低下させることになります。漏れが小さい適切なフライバック・コイルを設計するための1つの例を図8に示します。巻線の方向を点で示してあります。この図は、1次側が2つの別々の巻線に分割して巻かれています。2次側と補助側の巻線は、図9に示されるように、分割した1次側の間にはさまれています。この巻線の積み上げは、フライバック・コイルの漏れインダクタンスを本質的に減少させるために重要です。電気的強度の要求に対する安全基準に合格するために、巻線の1次側と2次側の間に3層の絶縁テープが使われます。2次側の巻線も3層で絶縁されたワイヤーにしてください。この種の構造は、理想的には、使われるコアと巻き方に依存する1次側インダクタンスの漏れインダクタンスを2%以下にできるでしょう。

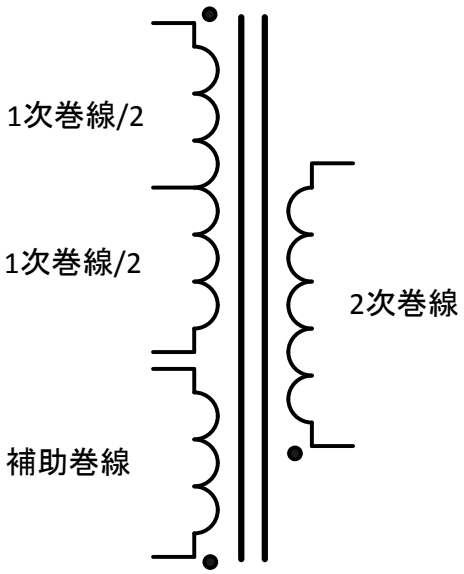


図8：フライバック・コイルの図

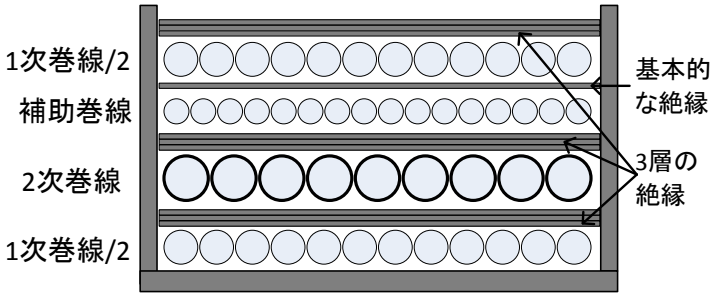


図9：フライバック・コイルの巻線の積み上げ

6. 補助電源回路

補助巻線から IC に電源を供給するバイアスの例を以下に 2 つ示します。図 10 は、VCC 電圧を安定化した値にクランプするために、ツェナー・ダイオードと電流制限抵抗だけを使っています。この回路の欠点は、補助電圧が出力電圧の変動に応じて変わるので、クランプ用ツェナー・ダイオードの電力損失が、デバイスに加わる電圧降下と関係することです。もっとしっかりとしたソリューションでは、図 11 のように、電圧を下げるためにバイポーラ・トランジスタ（QVCC）が使われます。この利点は、IC に必要な電流だけをバイポーラ・トランジスタが流すということです。したがって、広い範囲の補助電圧でも、電力損失が抑制されます。

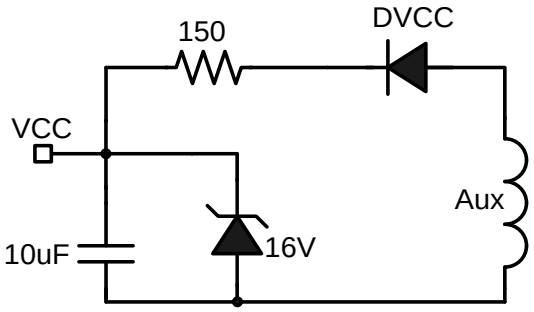


図10：VCC電源

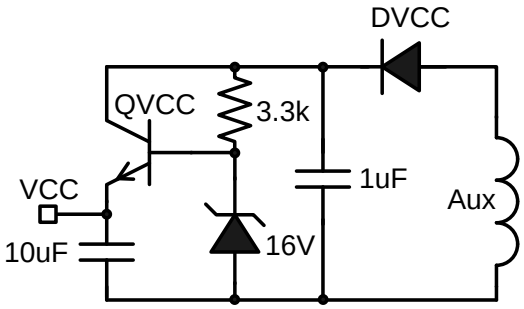


図11：バイポーラ・トランジスタを使ったVCC電源

7. 出力回路の短絡保護

回路の短絡保護は、この条件の間、補助電源回路が停止することによって達成されます。コンバータの入力電圧が交流 230V 以上の用途において、回路が短絡している間の漏れインダクタンスによって生じる ZX ピンへのスパイク電圧をフィルタするために RZX2 と並列に 22pF～47pF のコンデンサを追加してください。この IC は、回路の短絡が解消されるまで、「hiccup（瞬断）」モードでの再起動を行って、回路へのダメージを防ぎます。

8. スナバ回路

MOSFET のスナバ回路は、フライバック・コイル固有の漏れインダクタンスによって生じたリンギング電圧をクランプするために、フライバックの設計には必須です。このスナバ回路は、降伏電圧（BVDSS）の定格を超えた電圧から MOSFET のドレインを保護します。スナバ回路網の 2 つの例を図 12 と図 13 に示します。図 12 の RCD スナバは、最も一般的なスナバで、ドレインのリンギング電圧をクランプするコスト効率の高い方法です。この回路は、高

耐圧ダイオード DSN、nF オーダーの高耐圧コンデンサ CSN、100kΩ オーダーの抵抗 RSN で構成されます。スイッチがオフするときの電圧遷移が長くなることを犠牲にして、リンギングをさらに抑圧するために、コンデンサ CSN と直列にもう 1 つの抵抗（100Ω～1kΩ）を加えることによって、この回路にダンピングを加えられます。このソリューションのトレードオフは、最適なスナバ部品の値の計算です。これは、各設計によって異なるでしょう。図 13 は、高耐圧ダイオードと TVS（過渡電圧サプレッサ）を使う別のソリューションです。TVS のクランプ電圧だけは選ばなければなりませんが、このソリューションは、簡単に実現できます。

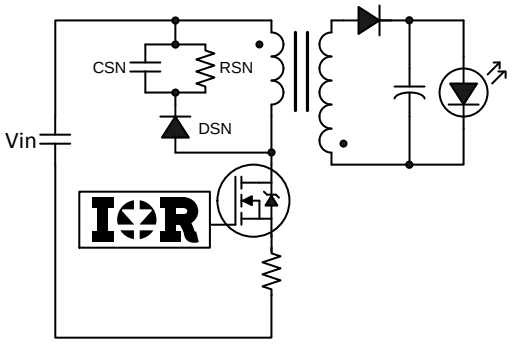


図12：RCDスナバ

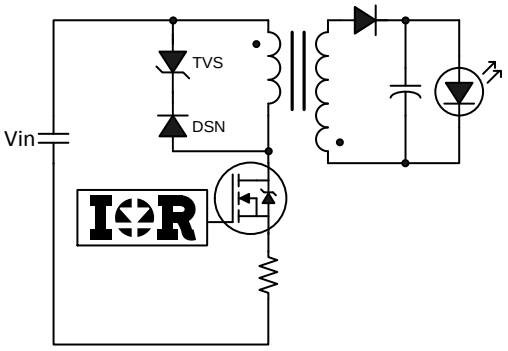


図13：TVSスナバ

MOSFET スナバ回路の評価結果を図 14～16 に示します。個々の例において、適切でない構成によって、大きな漏れインダクタンスがフライバック・コイルに存在しました。図 14 では、スナバ回路なしで、オフするときの MOSFET のドレイン電圧がピーク電圧で 775V にも達しました。これは、この例で使われた MOSFET の定格電圧 700V を超え、1 次側スイッチへの破壊的なレベルです。図 15 のように、RCD スナバを使うと、ピーク電圧は 524V に効果的にクランプされました。漏れやすいコイルによって、大きなリンギングが生じることに注意してください。このリンギングは、CSN（これがオフするときにピーク電圧が大きくなることに注意）と直列接続した抵抗を加えることによって抑圧できますが、よりよい解決策は、まず第 1 に、漏れによって生じるそのような過度のリンギングを避け、漏れの低い設計を実現するために、前のセクションで説明したようなフライバック・コイルを組み立てることです。図 16 に、TVS を使う効果を示します。これは、ピーク電圧を 488V にクランプし、リンギングも抑圧しています。この解決策の欠点は、TVS のコスト増です。

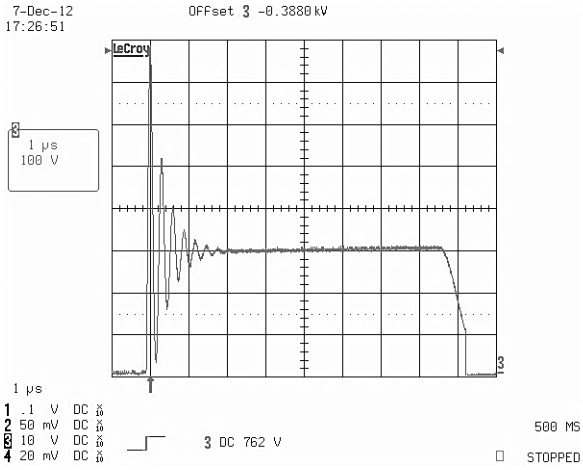


図14：スナバ回路がないときの
ドレイン電圧

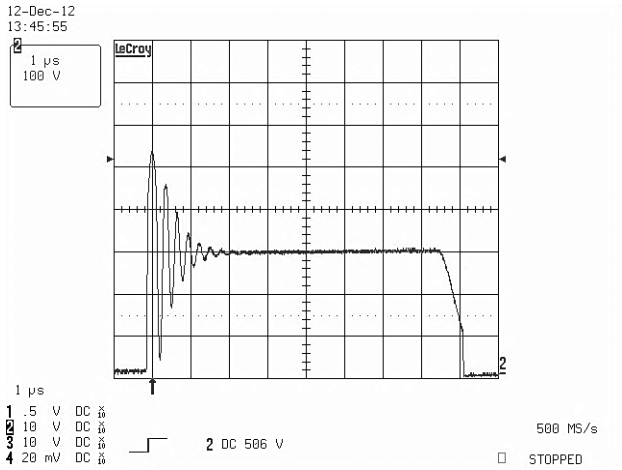


図15：RCDスナバのドレイン電圧

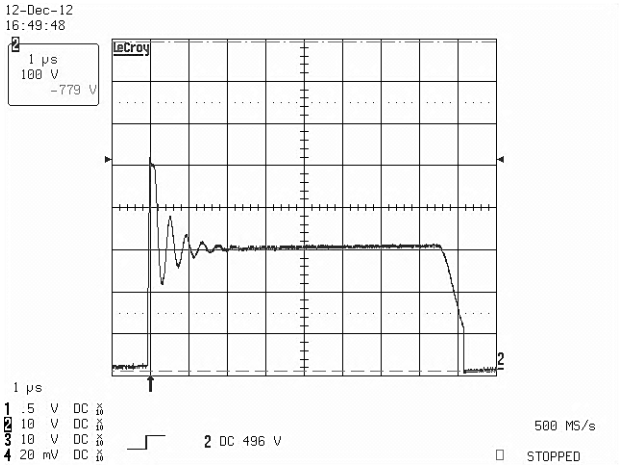


図16：TVSスナバのドレイン電圧

9. EMI の考察

フライバック・コンバータは EMI 規格に合格するために、入力から出力に接続する入力 EMI フィルタとコンデンサを追加しなければなりません。図 17 に示した入力から出力へのコンデンサ（CYC）は、絶縁型フライバック設計の絶縁要件に合格するために、AC 電圧の最大定格に等しいか、それ以上の電圧範囲の Y タイプのコンデンサにしてください。このコンデンサの値は、標準的には 0.25mA の保安用アースに対する最大入力電圧と漏れ条件によって制限されます。

$$C_{y_MAX} = \frac{0.25mA}{V_{ACMAX} \cdot 2\pi \cdot f_{LINE}}$$

2 端子入力用の入力 EMI フィルタは、2 つの X コンデンサ（CX1 と CX2）、コモン・モード・チョーク（LCM）、差動モードのコイル（LDM1、LDM2）で構成されます。コモン・モード・チョークの浮遊インダクタンスは一般に、図 17 に示される差動モードのインダクタンスとして使われます。これらの部品の値は、コンバータの入力電圧範囲と電力レベル、および必要な減衰に依存します。

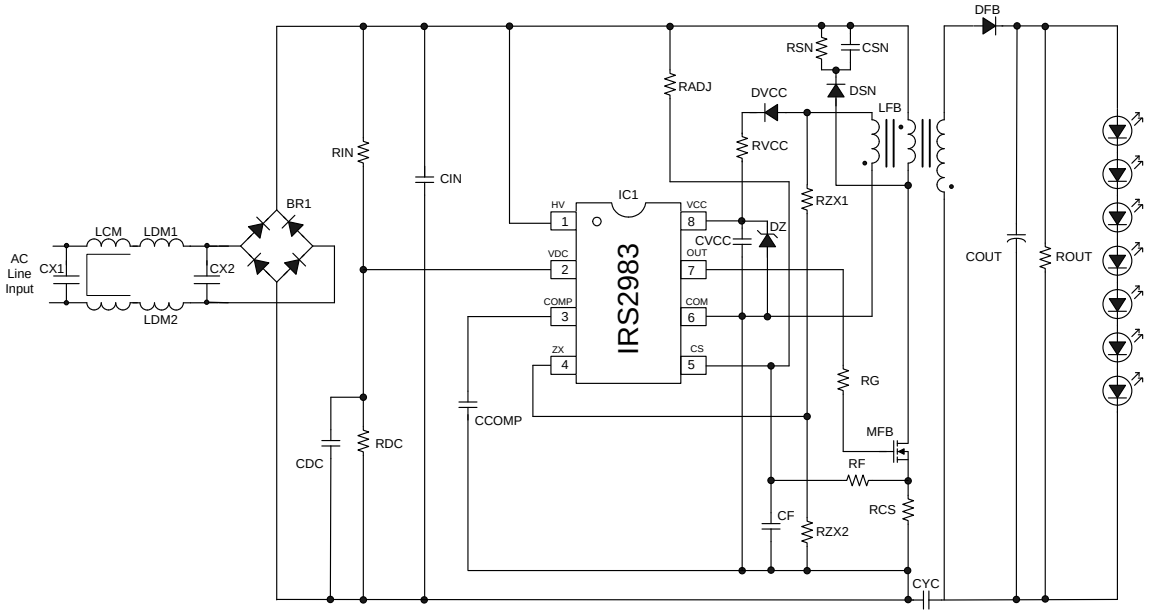


図17：EMI部品を備えた標準的なアプリケーション回路図

10. サージ保護

フライバック・コンバータのサージ保護は、図 18 に示されるように、入力に MOV（金属酸化物バリスタ）を加えることによって実現できます。この MOV は、通常動作の間、破壊的な導通を避けるために最大入力ライン電圧よりも大きな定格にしてください。回路が短絡した場合に、フライバック・コンバータと MOV を保護するために、ラインの前にヒューズも加えます。

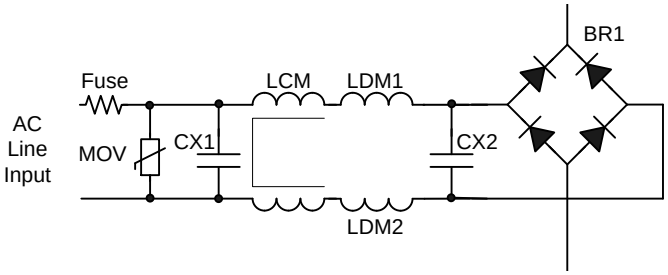


図18：入力のサージ保護

入力にバルク・コンデンサを持たないフライバック・コンバータには、特に、もし 1kV 以上のサージ定格が必要なら、追加のサージ保護が必要かもしれません。この例に示される標準的なアプリケーション回路図では、高周波の入力コンデンサだけが使われています。したがって、MOV がサージ電圧の一部だけをクランプするように、追加のサージ保護がブリッジの後ろに必要です。図 19 に、追加のコイルと TVS を利用する分圧回路を示します。この TVS には、サージが発生している間、整流したバスに、より大きな保護を提供する特定のクランプ電圧を選べます。コイル（L1）は、標準的には 1mH です。この方法によって、オフラインのフライバック・コンバータは 2.5kV のサージ試験に合格することができます。別の解決策は、図 20 に示されるような高耐圧ブロッキング・ダイオードと共に、μF オーダーのバルク・コンデンサを使うことです。バス上の高電圧を制限するために、バルク・コンデンサがサージからエネルギーを吸収するでしょう。この解決策の欠点は、必要とされるコンデンサの物理的な大きさと、コンデンサに常に加わる高電圧です。これらの方法の組み合わせも、さらに大きなサージ保護定格を実現するために使えます。

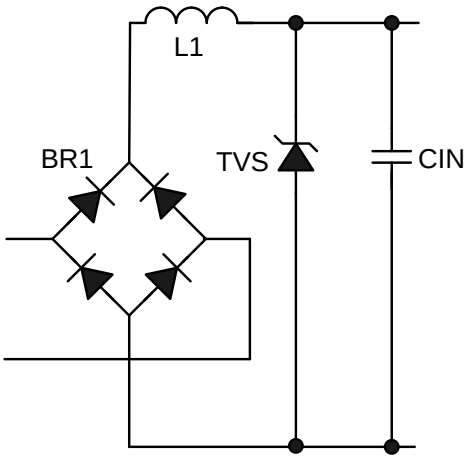


図19：TVSサージ保護

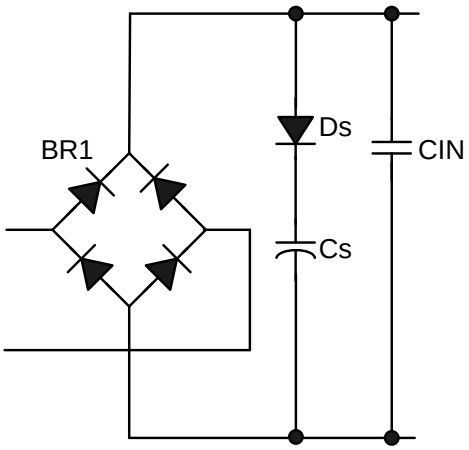


図20：高耐圧ダイオードとバルク・コンデンサ

11. プリント回路基板レイアウトの考察

回路の正確な機能性のために、そして、高周波雑音の問題を回避するために、プリント回路基板のレイアウトを設計するときは、適切な注意を払ってください。不適切なレイアウトによる設計の標準的な問題には、高周波の電圧および／または電流のスパイク、EMC 問題、ラッチアップ現象、回路の異常な振る舞い、部品の故障、製造歩留りの低下、信頼性の低下などがあります。回路の問題を減ら

し、設計サイクルを短くし、信頼性と製造性を高めるために、下記のレイアウト情報を設計段階のできるだけ初期に確認してください。

1) 高周波、大電流のトレースは、できる限り短くしてください（ドレインのスイッチング・ノード、出力ダイオード・ノード）。これは、プリント回路基板のトレースの寄生インダクタンスによる雑音を減らすことに貢献します。
2) 高周波スイッチング・ノードは、変化のない回路、または重要な回路のノードから離してください。これは、スイッチング・ノードから他の回路のノードにカップリングする雑音を低減します。
3) 高周波のフィルタ・コンデンサを IC ピン（VCC ピン）に直接、配置してください。これは、高周波雑音に対して、可能な最良のフィルタリングを実現にすることに役立ちます。
4) IC のグラウンド、小信号フィルタ、プログラミング部品のグラウンドを介して電源グラウンドに接続しないでください。電源のトレースと、IC や小信号のグラウンドのトレースを分離して、小信号のグラウンドと電源グラウンドを 1 カ所だけで接続してください。これは、回路の不具合や故障を引き起こす重要な小信号ノードや IC ピンに、高周波雑音がのることを防ぐでしょう。
5) パワー・スイッチからゲート駆動ピン（OUT）への距離をできるだけ短くしてください。これは、トレースの寄生インダクタンスを低減します。ゲート駆動のスイッチングによって起こり得る電圧スパイクを低減し、電圧のオーバーシュートやアンダーシュートによるラッチアップを防ぐでしょう。
6) 補助電源と VCC の間に制限抵抗を使ってください。これは、IC に電気的な過度のストレスを生じることがあるチャージ・ポンプ電源からの高電圧または大電流のスパイクによる損傷を防ぐことに役立ちます。
7) 重要な検出ノード（電流検出抵抗、入力電圧検出、ZX 検出）は、できるだけ IC の近くに配置してください。これは、感度の高い制御信号に対して、その上にのっている雑音による誤ったトリガーや回路の不具合を除去する助けになります。
8) 絶縁については、適切な要求どおり、フライバック・コンバータの入力と出力のトレースや部品の間に適当な距離を置くことで実現できます。
9) IRS2983周辺のプリント回路基板レイアウトのガイドラインについては、図21を参照してください。

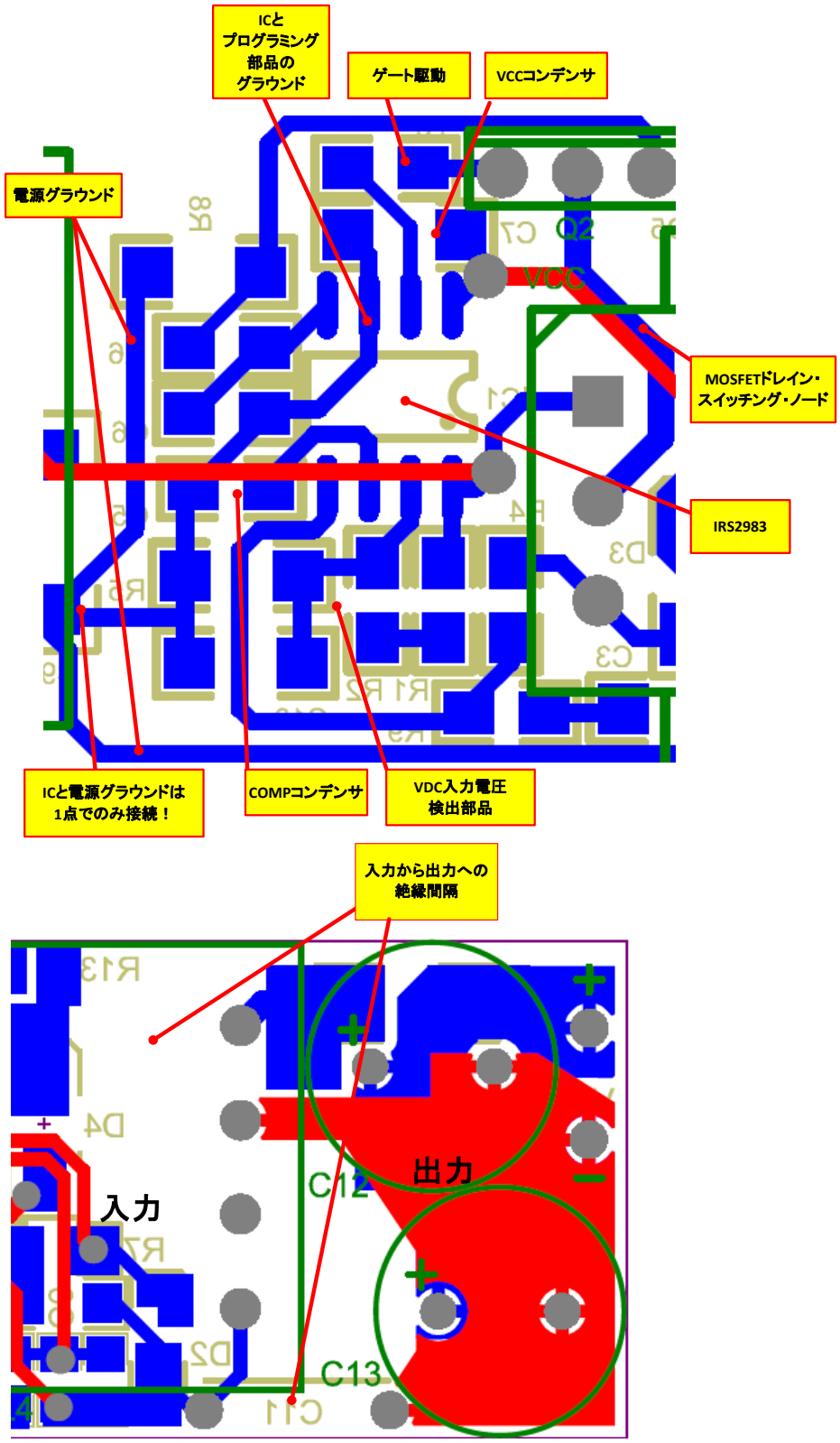


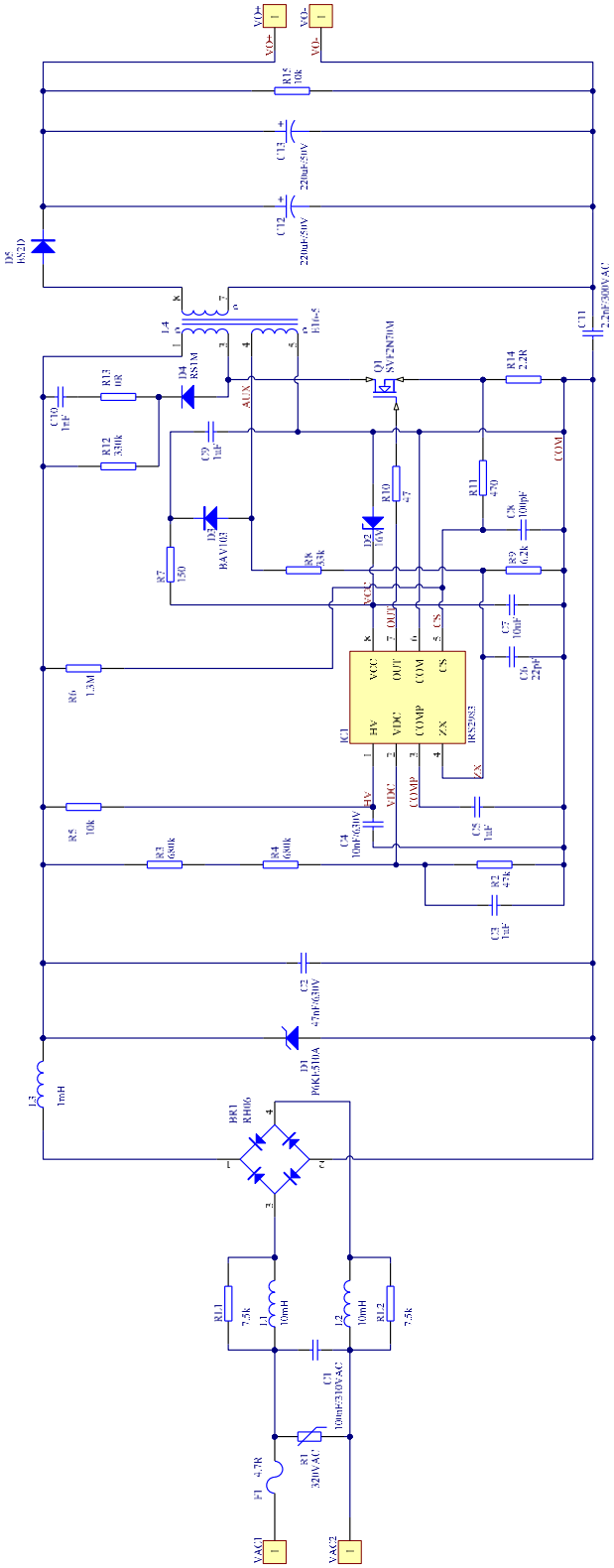
図21：プリント回路基板レイアウトのガイドライン

12. 結論

このアプリケーション・ノートに示された情報は、オフラインの安定化された 1 次側の絶縁型フライバック・コンバータの設計を改善させる助けとなり、潜在的な回路の問題を解消することに役立つでしょう。IC の使用や設定の単純化、フライバック・コイルの正確な設計と組み立て、VCC 電源の設計、スナバ回路の設計、EMI やサージの考察、適切なプリント回路基板レイアウトのガイドラインは、設計時間を短くし、性能を最大化し、最終設計の製造性や丈夫さを最大化します。最後に、このアプリケーション・ノートに記述されたすべての必要な計算を含むエクセル・スプレッドシートの設計ツール（“IRS2983 Design Calculator.xls”）も利用できます。

13. 付録 1：リファレンス・デザイン

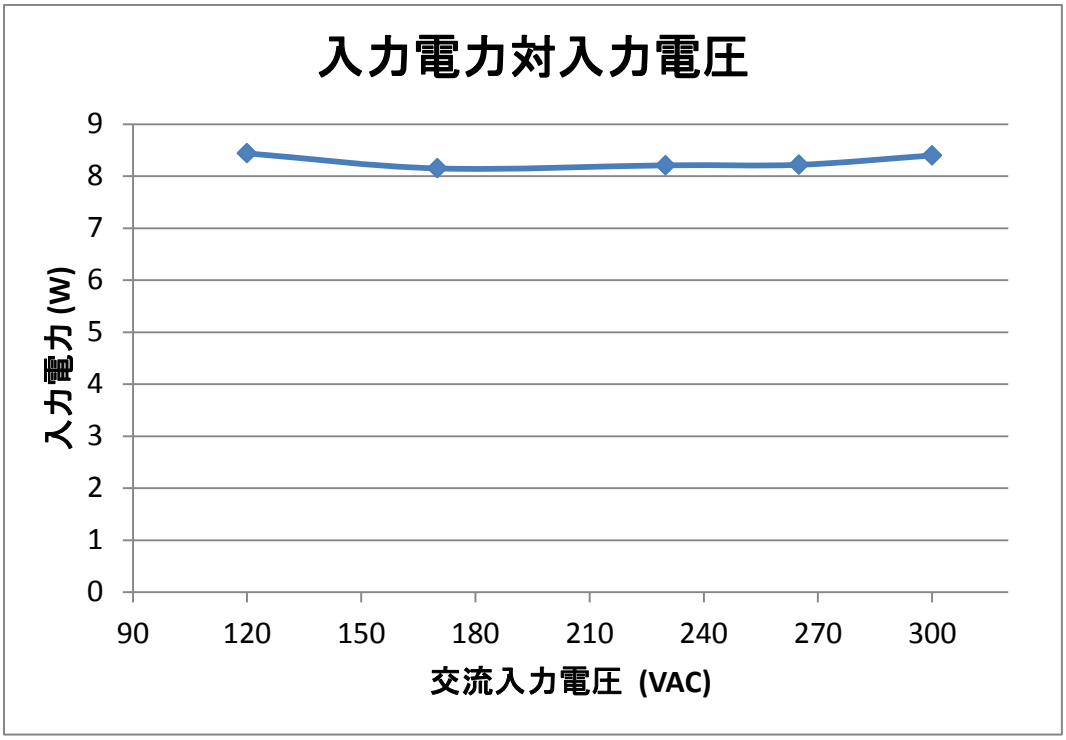
a. 回路図（PIN＜9W、VIN = 交流120V～300V、VOUT = 24V、IOUT = 280mA）

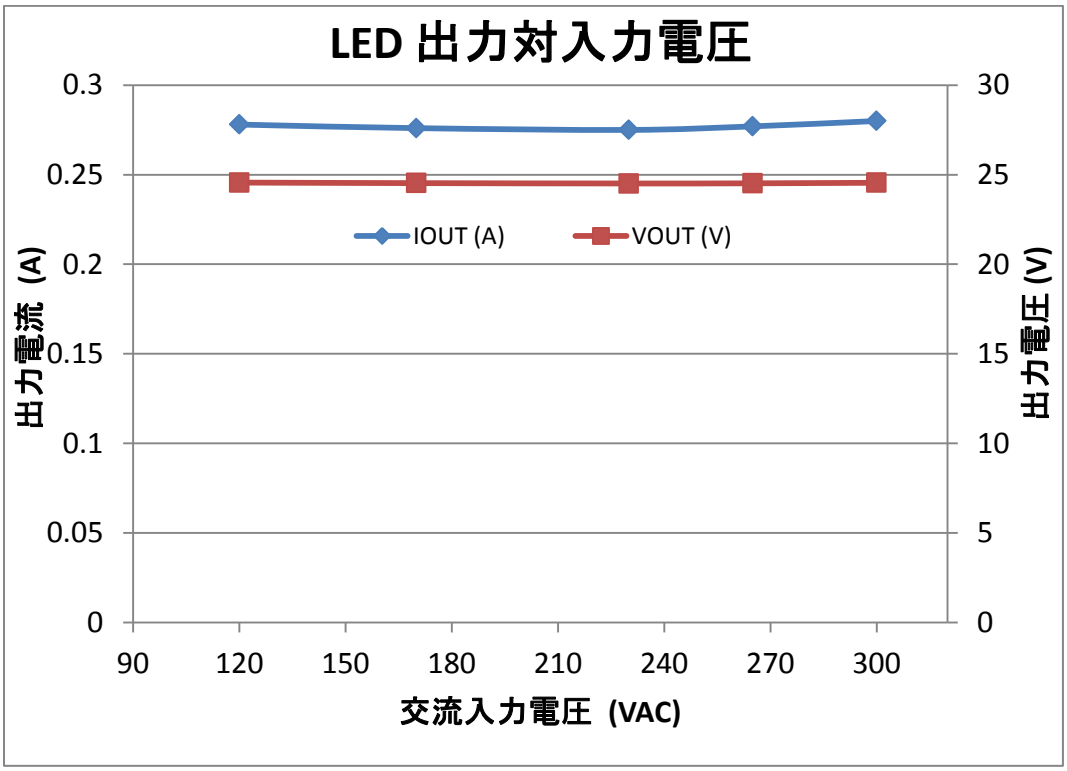


b. 部品表BOM（PIN＜9W、VIN = 交流120V～300V、VOUT = 24V、IOUT = 280mA）

番号	概要	型番	メーカー	数量	記号
1	RECT BRIDGE GP 600V 0.5A MINIDIP	RH06-T	Diodes Inc	1	BR1
2	CAP FILM 0.1UF 630VDC RADIAL	BFC233820104	Vishay BC Components	1	C1
3	CAP CER 0.047UF 630V X7R 1210	C3225X7R2J473K200AM	TDK Corporation	1	C2
4	CAP CER 1UF 25V 10% X5R 0805	C2012X5R1E105K085AC	TDK Corporation	2	C3、C5
5	CAP CER 10000PF 630V X7R 1206	C3216X7R2J103M115AA	TDK Corporation	1	C4
6	CAP CER 22PF 50V 5% NP0 0805	C0805C220J5GACTU	Kemet	1	C6
7	CAP CER 10UF 25V 20% X6S 1206	C3216X6S1E106M160AB	TDK Corporation	1	C7
8	CAP CER 100PF 50V 5% NP0 0805	C0805C101J5GACTU	Kemet	1	C8
9	CAP CER 1UF 50V 10% X7R 1206	CL31B105KBHNNNE	Samsung Electro-Mechanics America, Inc	1	C9
10	CAP CER 1000PF 630V 20% X7R 1206	C3216X7R2J102M115AA	TDK Corp	1	C10
11	CAP CER 2200PF 300VAC 20% RADIAL	VY2222M35Y5US63V7	Vishay	1	C11
12	CAP ALUM 220UF 50V 20% RADIAL	ECA-1HHG221	Panasonic Electronic Components	2	C12、C13
13	TVS 600W 510V UNIDIRECT DO-15	P6KE510A-TP	Micro Commercial Co	1	D1
14	DIODE ZENER 16V 500MW MINIMELF	ZMM5246B-7	Diodes Inc	1	D2
15	DIODE SW 200V 250MA SOD80C	BAV103-GS18	Vishay	1	D3
16	DIODE FAST RECOVERY 1KV 1A SMA	RS1M-13-F	Diodes Inc	1	D4
17	DIODE SUPER FAST REC 2A 200V SMB	ES2D-13-F	Diodes Inc	1	D5
18	RES 4.7 OHM 1/2W 5% AXIAL	NFR25H0004708JR500	Vishay BC Components	1	F1
19	Flyback Control IC	IRS2983	International Rectifier	1	IC1
20	CHOKE RF 10000UH 10% RADIAL	RL895-103K-RC	Bourns Inc.	2	L1、L2
21	INDUCTOR 1000UH .16A 10% AXIAL	AIAP-01-102-K-T	Abracon Corporation	1	L3
22	Flyback inductor EE16/8/5 Horizontal	NA	NA	1	L4
23	700V 2A MOSFET N-Channel IPAK	NA	NA	1	Q1
24	VARISTOR 510V 1.75KA DISC 7MM	S07K320E2	Epcos Inc.	1	R1
25	RES 47K OHM 1/8W 1% 0805 SMD	ERJ-6ENF4702V	Panasonic Electronic Components	1	R2
26	RES 680K OHM 1/8W 1% 0805 SMD	ERJ-6ENF6803V	Panasonic Electronic Components	2	R3、R4
27	RES 10K OHM 1/8W 5% 0805 SMD	ERJ-6GEYJ103V	Panasonic Electronic Components	1	R5
28	RES 1.3M OHM 1/8W 5% 0805 SMD	ERJ-6GEYJ135V	Panasonic Electronic Components	1	R6
29	RES 150 OHM 1/4W 5% 1206 SMD	ERJ-8GEYJ151V	Panasonic Electronic Components	1	R7
30	RES 33K OHM 1/8W 5% 0805 SMD	ERJ-6GEYJ333V	Panasonic Electronic Components	1	R8
31	RES 6.2K OHM 1/8W 5% 0805 SMD	ERJ-6GEYJ622V	Panasonic Electronic Components	1	R9
32	RES 47 OHM 1/8W 5% 0805 SMD	ERJ-6GEYJ470V	Panasonic Electronic Components	1	R10
33	RES 470 OHM 1/8W 5% 0805 SMD	ERJ-6GEYJ471V	Panasonic Electronic Components	1	R11
34	RES 330K OHM 1/2W 5% 1210 SMD	ERJ-P14J334U	Panasonic Electronic Components	1	R12
35	RES 10 OHM 1/8W 5% 0805 SMD	ERJ-6GEYJ100V	Panasonic Electronic Components	1	R13
36	RES 2.2 OHM 1/4W 1% 1206 SMD	ERJ-8RQF2R2V	Panasonic Electronic Components	1	R14
37	RES 10K OHM 1/4W 5% 1206 SMD	ERJ-8GEYJ103V	Panasonic Electronic Components	1	R15
38	RES 7.5K OHM 1/8W 5% 0805 SMD	ERJ-6GEYJ752V	Panasonic Electronic Components	2	RL1、RL2

c. 評価結果（PIN＜9W、VIN = 交流120V～300V、VOUT = 24V、IOUT = 280mA）





14. 付録 2：米国ワイヤー・ゲージ規格の表

米国ワイヤー・ゲージ規格（AWG）	等価ワイヤー直径（mm）	等価ワイヤー面積（mm^2）
50	0.0251	0.00049
49	0.0282	0.00062
48	0.0315	0.00078
47	0.0356	0.00100
46	0.0399	0.00125
45	0.0447	0.00157
44	0.0503	0.00199
43	0.0564	0.00250
42	0.0632	0.00314
41	0.0711	0.00397
40	0.0799	0.00501
39	0.0897	0.00632
38	0.101	0.00797
37	0.113	0.01
36	0.127	0.0127
35	0.143	0.016
34	0.16	0.0201
33	0.18	0.0254
32	0.202	0.032
31	0.227	0.0404
30	0.255	0.0509
29	0.286	0.0642
28	0.321	0.081
27	0.361	0.102
26	0.405	0.129
25	0.455	0.162
24	0.511	0.205
23	0.573	0.258
22	0.644	0.326
21	0.723	0.41
20	0.812	0.518
19	0.912	0.653
18	1.024	0.823
17	1.15	1.04
16	1.291	1.31

米国ワイヤー・ゲージ規格（AWG）	等価ワイヤー直径（mm）	等価ワイヤー面積（mm^2）
15	1.45	1.65
14	1.628	2.08
13	1.828	2.62
12	2.053	3.31
11	2.305	4.17
10	2.588	5.26
9	2.906	6.63
8	3.264	8.37
7	3.665	10.5
6	4.115	13.3
5	4.621	16.8
4	5.189	21.2
3	5.827	26.7
2	6.544	33.6
1	7.348	42.4
0	8.251	53.5

15. 参考文献

[1] IRS2983 LED Flyback Control IC Datasheet

16. 改訂履歴

日付	改訂	変更前	著者
2014年1月30日	1	初版	Ektoras Bakalakos