

NCL30088で制御するLEDドライバ設計時に鍵となる4つの手順



ON Semiconductor®

www.onsemi.jp

APPLICATION NOTE

説明

NCL30088で駆動するフライバック・コンバータ(LEDストリングへの電力供給用)を短期間で設計するときの鍵となる手順について提案します。入力是一般的な商用ACコンセント、出力は10 Wという実用的な回路を例に説明します。仕様は以下のとおりとします。

- 最大出力電力： 10 W
- 入力電圧範囲： 90~265 V rms
- 出力電圧範囲： 12~20 V dc
- 出力電流： 500 mA

はじめに

NCL30088は、力率改善フライバック、非絶縁型バックブースト、SEPICを備えたコンバータのためのドライバです。電流モードの擬似共振アーキテクチャにより、ドレイン-ソース間電圧が最小(バレー)のときにMOSFETをターンオンして効率の最適化を図ります。ライン電圧が高いときには、2番目のバレーが検出されるまでMOSFETのターンオンを遅らせてスイッチング損失を低減します。2次側からのフィードバックがなくても、力率0.99、出力電流変動率±2%未満(標準値)という優れた値が得られるように、独自の内部回路で入力電流を制御します。また、強力な保護機能をいくつも備えているため、余分な部品やオーバデザインが必要なく、堅牢なLEDドライバを設計できます。保護機能の一部を以下に示します。

- **過熱時サーマル・フォールドバック**：NTCをSDピンに接続すると、温度が過剰になったときにLED電流を公称値の50%まで徐々に低下させることができます。電流が減少しても温度が第2レベルに達した場合は、動作を停止します(SD_OTP)。
- **過電圧保護(SD_OVP)**：ツェナ・ダイオードをSDピンに接続すれば、OVP保護を可変にできます(SD_OVP)。
- **サイクル単位でのピーク電流制限**：電流センス電圧が内部スレッショルド(V_{ILIM})を超えると、直ちにMOSFETがターンオフされます(サイクル単位での電流制限)。
- **巻線および出力ダイオードの短絡保護(WODSCP)**：CSピン電圧が4サイクル連続して($150\% \cdot V_{ILIM}$)を超えると、内蔵コンパレータがコントローラの動作を停止します。この機能により、巻線または出力ダイオードが短絡した場合や単にトランスが飽和した場合に、コンバータを保護することができます。

- **出力短絡保護(AUXSCP)**：ZCDピン電圧が90 msにわたって低いままの場合、4秒間経過するまでコントローラはパルス動作を停止します。
- **オープンLED保護**： V_{CC} ピン電圧がOVPスレッショルドを超えた場合、コントローラは停止し4秒間待機してからスイッチング動作を再開します。
- **フローティングピン/短絡ピンの検出**：回路はこれらの状況の大半を検出できるので、安全性試験に合格するうえで効果的です。

目的に合ったNCL30088バージョンを選択

4種類のNCL30088があります。違いは以下のとおりです。

- それぞれの保護モードがあります。WODSCP、AUXSCP、SD過熱(OTP)、SD過電圧(OVP)の各保護機能は、ラッチオフ型(AおよびCバージョン)または自動回復型(4秒遅延後に動作を再開 - BおよびDバージョン)となります。
- デューティ比の内部制限。NCL30088A/Bのデューティ比は内部で、ライン電圧が最小の場合に正弦波の上端で50%に制限されます。最小ライン・ピーク電圧がインダクタの減磁電圧を上回る場合は、これらのバージョンが推奨されます。つまり以下の場合です。

- ◆ $(\sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{LL} \geq V_{out} + V_f)$ の場合(非絶縁型コンバータ)

- ◆ $(\sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{LL} \geq \frac{n_p}{n_s} (V_{out} + V_f))$ の場合(フライバック方式)

$(V_{in,rms})_{LL}$ は、最小ライン実効電圧(一般に85~90 V rms)、 (V_f) は出力ダイオードの順方向電圧です。CおよびDバージョンでは、ライン電圧が最小の場合に正弦波の上端でデューティ比が60%に達することが許容されており、上記以外の場合はこれらのバージョンを優先してください(Table 1を参照)。

Table 1. SELECTING THE RIGHT NCL30088 VERSION

	WODSCP, AUXSCP, SD_OTP and SD_OVP Protection Mode	Output Voltage Range for Non-isolated Converters (Note1)	Output Voltage Range for Flyback Converters (Note 2)
NCL30088A (Note 3)	Latching Off	$V_{out} + V_f \leq \sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL}$	$V_{out} + V_f \leq \frac{n_s}{n_p}\sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL}$
NCL30088B	Auto-recovery	$V_{out} + V_f \leq \sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL}$	$V_{out} + V_f \leq \frac{n_s}{n_p}\sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL}$
NCL30088C (Note 3)	Latching Off	$V_{out} + V_f \leq \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL}$	$V_{out} + V_f \leq \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL}$
NCL30088D	Auto-recovery	$V_{out} + V_f \leq \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL}$	$V_{out} + V_f \leq \frac{n_s}{n_p} \cdot \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL}$

1. $(V_{in,rms})_{LL}$ is the lowest-line rms voltage (e.g., 85 V rms), (V_f) , the output diode forward voltage.
2. $(V_{in,rms})_{LL}$ is the lowest-line rms voltage (e.g., 85 V rms), (V_f) , the output diode forward voltage.
3. Please contact local sales representative for availability.

一例として、入力AC電圧90~265 V rms、出力150 Vの非絶縁型バックブースト・コンバータを設計

すると仮定しましょう。A/Bバージョンが使用できるかどうかを検討してみます。

$$\sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL} = \sqrt{2} \cdot 90 \cong 127V \leq V_{out} + V_f \cong 150V \tag{eq. 1}$$

Eq. 1は、AおよびBバージョンを使用する場合、非絶縁型コンバータ・アプリケーションでTable 1の条件が満たされないことを示しています。したがっ

て、A/Bバージョンは推奨できませんが、次式が成立するためCまたはDバージョンは問題ありません。

$$\frac{3}{2} \cdot \sqrt{2}(V_{in,rms})_{LL} = \frac{3}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot 90 \cong 191V \geq V_{out} + V_f \cong 150V \tag{eq. 2}$$

一般に、AおよびBバージョンは、入力AC電圧範囲の狭い非絶縁型コンバータまたはフライバックLEDドライバに向いています[絶縁型フライバック・コンバータの巻数比は多少自由が利きます。Table 1の条件を参照]。CおよびDバージョンは一般に、入力AC電圧範囲の広い非絶縁型コンバータ用に選択されます。

アプリケーションでデューティ比の限界を超える場合は、最小ライン電圧時にLED電流が公称値より小さくなりますが、入力電圧レベルが十分であれば

LED電流の目標値は達成されます。したがって、まずNCL30088AまたはNCL30088Bで設計に取りかかり、最小ライン電圧時にLED電流が小さすぎる場合にNCL30088CまたはNCL30088Dの使用を検討することができます。ところで、Figure 1に示すように、デューティ比制限の影響に関する兆候が観測されることがあります。ここでは、正常の負荷条件時に過電流保護機能によって入力電流がクランプされています。



Figure 1. Current Over-current Limitation (V_{ILIM} is the Over-current Threshold, R_{sense} the Current Sense Resistor)

本書ではフライバック・コンバータを取り上げます。この場合、適切なバージョンを選択するときは巻数比を検討しなければなりません。今回のケース

では、NCL30088Bが適切な選択肢であることがわかります。

LEDドライバの回路構成

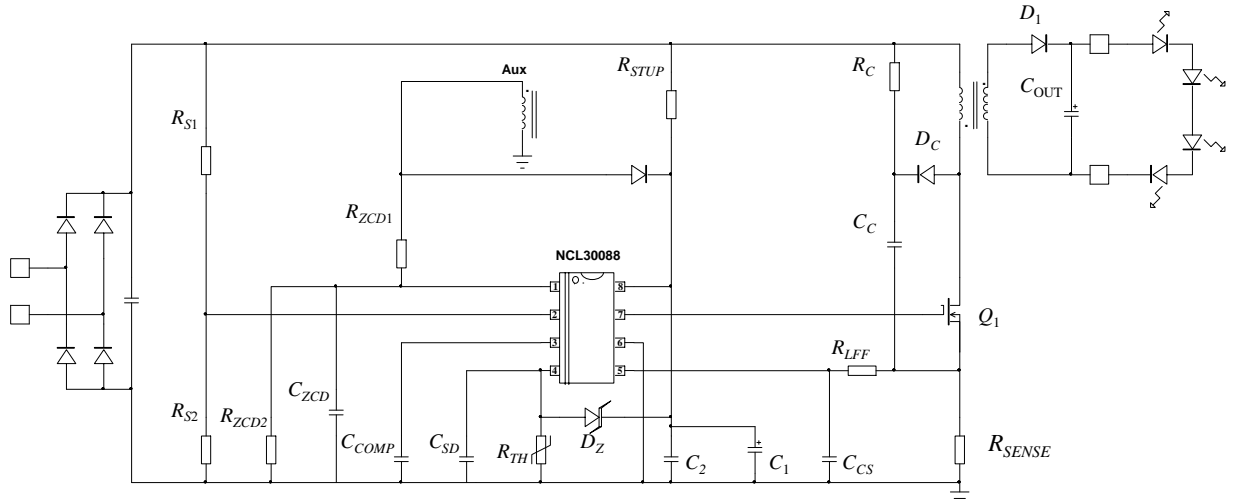


Figure 2. Basic Schematic

ステップ1：電力部品の選択

基本的に、トランス、出力コンデンサ、パワー半導体デバイスの諸元は通常の手順、つまりその他の力率改善型擬似共振フライバック・コンバータの場合と同じ手順で決定します。本章ではこのプロセスを詳述せず、要点のみ説明します。

トランスの選択

補助巻線の巻数を選択する

補助巻線はゼロ電流検出、およびV_{CC}電圧の供給に必要です。LEDドライバの出力電圧は一般に範囲が広がっています。補助巻線によって生成されるV_{CC}電圧も同様に変動します。NCL30088は、これらの変動に対処できるように大きなV_{CC}範囲を特徴としています。実際、起動後の動作範囲は9.4~25.5 Vです。

注意： (V_{CC(OVP)})_{min} = 25.5 Vは、V_{CC}過電圧保護の最低スレッシュホールドです。この安全機能はLEDストリング接続が偶発的に外れても回路を保護します。

補助巻線の巻数は、100/120 Hzリップルの影響を考慮して出力電圧が最大になるときに、補助電圧が(V_{CC(OVP)})_{min}よりもわずかに低くなるように選択することができます。この条件を式で表現すると以下ようになります。

$$\frac{n_{AUX}}{n_s} (V_{out,max} + V_f) \leq (V_{CC(OVP)})_{min} + V_f \quad (eq. 3)$$

以下のように変形できます。

$$n_{AUX} \leq n_s \cdot \frac{(V_{CC(OVP)})_{min} + V_f}{V_{out,max} + V_f} \quad (eq. 4)$$

今回の諸元を適用すると次のようになります。

$$n_{AUX} \leq n_s \cdot \frac{25.5}{20 + 1} \cong 1.3 \cdot n_s \quad (eq. 5)$$

現実的な条件を考慮してn_{AUX} = n_sとします。

この場合、不完全結合のために若干ずれますが、V_{CC}はV_{out}の範囲に収まります。

2次巻線の巻数を選択する

一般にトランスの2次側巻数N_{PS}と1次側巻数の比(N_{PS} = n_s / n_p)(n_pは1次側巻数、n_sは2次側巻数)は入力電流ストレスが軽減されるよう、可能な限り小さい値を選択します。ただし、N_{PS}は小さすぎではありません。オフ時間中に反射する電圧の大きさはN_{PS}によって決まる(Figure 3を参照)ため、N_{PS}は1次側のMOSFETにかかる電圧ストレスを制限できる程度に高くなければなりません。実際、1次側MOSFETと出力ダイオードが耐える電圧は次式のとおりです。

$$V_{DS,max} = \sqrt{2} (V_{in,rms})_{max} + \frac{V_{out} + V_f}{N_{PS}} + V_{Q-ov} \quad (eq. 6)$$

$$V_{diode,max} = N_{PS} \sqrt{2} (V_{in,rms})_{max} + V_{out} + V_f + V_{D-ov}$$

ここで

- N_{PS}はトランスの2次側巻数と1次側巻数の比 N_{PS} = n_s / n_pです。
- V_{Q-ov}はFigure 3に示したMOSFETの過電圧です。このオーバシュートの原因は漏れインダクタ・リセットにあります。Figure 2のD_C、C_C、R_Cから成るクランプ回路がこのオーバシュートを抑えます。
- V_{D-ov}は、MOSFETのターンオン時に出力ダイオードの両端に発生する同様なオーバシュートです。

このクランプ回路は、多くの場合 V_{Q-ov} が反射電圧の50%~100%の範囲になるように設計されます。

$$V_{Q-ov} = k_c \cdot \frac{V_{out} + V_f}{N_{PS}} \quad \text{with } 0.5 \leq k_c \leq 1.0 \quad (\text{eq. 7})$$

$V_{out(OVP)}$ レベルが最大出力電圧と考えれば、ドレイン・ノードにかかる最大電圧は次式で推定できます。

$$V_{ds,max} = \sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{HL} + \frac{(1 + k_c)(V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}} \leq 85\%V_{DSS} \quad (\text{eq. 9})$$

ここで V_{DSS} はMOSFETのブレイクダウン電圧です。

最終的に以下ようになります。

$$\frac{n_p}{n_s} \leq \frac{85\%V_{DSS} - \sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{HL}}{(1 + k_c)(V_{out(OVP)} + V_f)} \quad (\text{eq. 10})$$

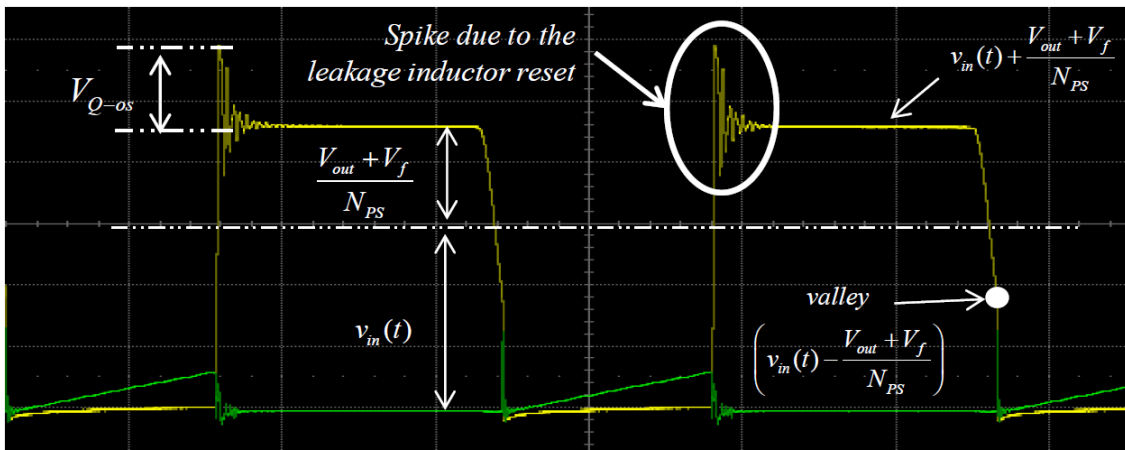


Figure 3. MOSFET Drain-source Voltage (Yellow Trace) and Current (Blue)

今回の設計例では、 $(V_{in,rms})_{HL}$ は265 V rms、 $(V_{out(OVP)} + V_f)$ は約28 Vです。
耐圧600 V MOSFETの場合は次式のとおりです。

$$\frac{n_p}{n_s} (1 + k_c) \leq \frac{85\% \cdot 600 - \sqrt{2} \cdot 265}{28} \cong 4.8 \quad (\text{eq. 11})$$

耐圧800 V MOSFETの場合は次式のとおりです。

$$\frac{n_p}{n_s} (1 + k_c) \leq \frac{85\% \cdot 800 - \sqrt{2} \cdot 265}{28} \cong 10.9 \quad (\text{eq. 12})$$

上の2つのうち、2番目(800 V MOSFET)を採用します。また、 $\left(\frac{n_p}{n_s} = 6\right)$ 、 $(k_c = 80\%)$ とします。

$\left(\frac{n_p}{n_s} (1 + k_c) = 6 \cdot 180\% = 10.8 \leq 10.9\right)$ なので、Eq. 12の要件を満たします。

AまたはBバージョンのどちらがTable 1の条件を満たしているかは簡単に確認できます。今回の設計例ではNCL30088Bを使用します。

1次インダクタンスを選択する

擬似共振動作を想定し、MOSFETドレインソース・バレーの検出に必要なわずかな遅延を無視すると、次のとおり1次インダクタンスによってスイッチング周波数が決まります。

$$V_{ds,max} = \sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{HL} + \frac{(1 + k_c)(V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}} \quad (\text{eq. 8})$$

一般にある何らかのディレーティングが要求されます。標準的な15%の安全係数は、MOSFET電圧がブレイクダウン電圧の85%を超えないという意味です。式で表現すれば以下ようになります。

$$f_{sw} = \frac{(V_{in,rms})^2}{2L_p P_{in,avg}} \cdot \left(\frac{V_{out} + V_f}{N_{PS} v_{in}(t) + V_{out} + V_f} \right)^2 \quad (\text{eq. 13})$$

スイッチング周波数は、実効ライン電圧に応じて上昇します。特定のライン電圧において、スイッチング周波数はライン電圧がゼロ・クロスする付近で一段と高くなり、 $(v_{in}(t))$ 項のためにライン電圧が上昇すると低下します。

高いライン電圧状態が検出されると(下記のNOTEを参照)、NCL30088は2つ目のバレーが検出されるまで、擬似共振モードでは動作せずにMOSFETのターンオンを遅らせます(Figure 4を参照)。これによって、スイッチング周波数の上限が低下し、高いライン電圧での効率が最適化されます。

注意: 入力電圧は、ブラウナウト保護、フィードフォワード、およびライン電圧範囲検出を行う V_S ピンによって検知されます。一般に、 V_S ピン電圧が2.4 Vを超えると、高いライン電圧状態が検出されます。詳細についてはデータ・シートを参照してください。

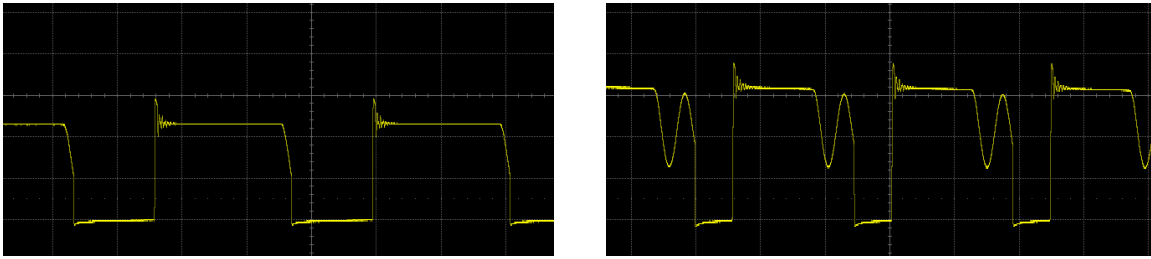


Figure 4. Quasi-Resonant Mode in Low Line (Left), Turn On at Valley 2 when in High Line (Right)

1次インダクタは、以下の点に留意しながら、目標とするスイッチング周波数範囲を基準にして選択します。

- スwitching周波数が高いと、ストレージ素子のサイズを小さくできます。
- 逆に、スイッチング周波数を高くすると、スイッチング・ノイズとスイッチング損失が増えます。また、スイッチング周波数で生成されたEMIや近傍の高調波成分のために、EMIフィルタリングがより困難になるおそれがあります。大部分の電源は150 kHzより高い周波数に適用される基準を満たす必要があります。SMPS設計では、 $F_{SW} = 130 \text{ kHz}$ を選択し、基本波成分を150 kHz未満に維持して、レギュレーション範囲に入らないようにすることがよくあります。また、第2高調波を除去しなくて済むように65 kHzを選択することもよくあります。

L_P については、経験に基づいて以下のとおり選択します。

- 入力AC電圧範囲が広い場合： L_P は、低いライン電圧(標準115 V rms)のときに、正弦波の大部分にわたってスイッチング周波数が65 kHz未満になるように選択します。実用面を考慮し、 $(V_{in, pk}/2) = (\sqrt{2} \cdot 115/2)$ からスイッチングが開始されるよう周波数目標値を選択できます。この任意選択は、

$$(I_{L, pk})_{max} = 2\sqrt{2} \cdot \frac{(P_{in, avg})_{max}}{(V_{in, rms})_{LL}} \cdot \left(1 + \frac{N_{PS}(V_{in, rms})_{LL}}{V_{out} + V_f}\right) \quad (\text{eq. 16})$$

$$(I_{L, pk})_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{(P_{in, avg})_{max}}{(V_{in, rms})_{LL}} \sqrt{1 + \frac{16\sqrt{2} \cdot (V_{in, rms})_{LL}}{3\pi \cdot \frac{V_{out} + V_f}{N_{PS}}} + \frac{6\pi \cdot (V_{in, rms})_{LL}^2}{4 \cdot \left(\frac{V_{out} + V_f}{N_{PS}}\right)^2}} \quad (\text{eq. 17})$$

当社のアプリケーションでは、84% ($(P_{in, avg})_{max} = 12 \text{ W}$)の効率を実現します。Eq. 16とEq. 17は、以下のようになります。

$$(I_{L, pk})_{max} = 2\sqrt{2} \cdot \frac{12}{90} \cdot \left(1 + \frac{90}{20 + 1}\right) \cong 0.65 \text{ A} \quad (\text{eq. 18})$$

$$(I_{L, rms})_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{12}{90} \cdot \sqrt{1 + \frac{16\sqrt{2} \cdot 90}{3\pi \cdot 6 \cdot 21} + \frac{6\pi \cdot 90^2}{4 \cdot (6 \cdot 21)^2}} \cong 350 \text{ mA} \quad (\text{eq. 19})$$

このライン電圧レベルよりも低いと入力電流は比較的小さく簡単にフィルタできるという考えを根拠にしたものです。バレー-2動作により、高いライン公称電圧(標準230 V rms)のときにスイッチング周波数が65 kHz以下であることを確認してください。

- 入力AC電圧範囲が狭い場合も同様に、 $(v_{in}(t) = V_{in, pk}/2)$ のときに公称ライン電圧でスイッチング周波数が65 kHz以下になるように L_P を選択してください。

今回は、入力AC電圧範囲が広い場合の設計例を示します。

115 V rmsでスイッチング周波数が $f_{sw, T} = 65 \text{ kHz}$ 以下になるように L_P を計算します。

$$L_P \geq \frac{(V_{in, rms})^2}{2f_{sw, T} P_{in, avg}} \cdot \left[\frac{V_{out} + V_f}{N_{PS} \frac{\sqrt{2} \cdot V_{in, rms}}{2} + V_{out} + V_f} \right]^2 \quad (\text{eq. 14})$$

具体的な値を代入すると以下のようになります。

$$L_P \geq \frac{115^2}{2 \cdot 65 \cdot 10^3 \cdot 12} \cdot \left(\frac{12 + 1}{\frac{\sqrt{2} \cdot 115}{6 \cdot 2} + 12 + 1} \right)^2 \cong 2 \text{ mH} \quad (\text{eq. 15})$$

最後に、1次電流の電流制約を検討しなければなりません。

トランスは、Wurth Elektronik社の750871144を選択しました。諸元は次のとおりです。 $L_p = 1.9\text{mH}$ 、 $n_p/n_{\text{AUX}} = n_p/n_s = 6$ です。

パワー・スイッチ

MOSFET

MOSFETの電圧制約についてはトランスのセクションで検討しました。導通損失はMOSFETの実効電流に依存し、次式から計算できます。

$$(I_{Q,rms})_{\max} = \frac{2(P_{in,avg})_{\max}}{\sqrt{3}(V_{in,rms})_{LL}} \sqrt{1 + \frac{8\sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{LL}}{3\pi \cdot \frac{V_{out} + V_f}{N_{PS}}}} \quad (\text{eq. 20})$$

MOSFET「NDD03N80」(DPAK、800 V、4.5 Ω)を選択しました。

出力ダイオード

出力ダイオードの電圧制約についても、前のセクションで検討しました。

損失は主にダイオードを流れる平均電流値によって発生します。この平均電流がそのままLED電流(今回の設計例では0.5 A)となります。

200 V、2 AのSMBパッケージ・ダイオード(MURS220)を選択しました。

スナバとクランプ回路

スナバ・コンデンサをMOSFETのピン間に配置すると、 dV/dt が小さくなってスイッチング・ノイズが減少します。今回の設計例では、47 pF、1000 Vコンデンサ(Figure 9の C_2)を配置します。最適動作を得るには、スナバ・コンデンサはMOSFETのドレイン・グランド間ではなく、ドレイン・ソース間に接続することを推奨します。

MOSFETがターンオフすると、インダクタの磁化エネルギーが2次側に運ばれて、出力が充電されます。漏れインダクタ電流は出力には使用できません。漏れインダクタ電流はMOSFETを迂回させなければなりません。そうしないと、MOSFETのドレイン

$$E_{R_C} = \frac{\frac{(1+k_c) \cdot (V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}} \cdot \left(\frac{(1+k_c) \cdot (V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}} + \sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{HL} \right) \cdot T_{SW}}{R_C} \quad (\text{eq. 21})$$

漏れインダクタに起因するエネルギーを処理しなければなりません。このエネルギーは1次電流が $\left(\frac{V_{ILIM}}{R_{sense}}\right)$ の制限値を超えたときに最大になります。

$$E_{L_{leak}} = \frac{1}{2} L_{leak} \left(\frac{V_{ILIM}}{R_{sense}} \right)^2 \cdot \frac{\frac{(1+k_c) \cdot (V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}}}{\frac{(1+k_c) \cdot (V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}} - \frac{(V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}}} = \frac{1+k_c}{2 \cdot k_c} L_{leak} \left(\frac{V_{ILIM}}{R_{sense}} \right)^2 \quad (\text{eq. 22})$$

Eq. 21で表現されるこのエネルギーは、Eq. 22で定義される漏れインダクタ・エネルギー以上でなければなりません。このことから、 R_C の最小値は次式のように導くことができます。

ン・ソース間電圧が破壊レベルまで上昇します。そこでクランプ回路が必要です。この回路には、ダイオード、抵抗、コンデンサ(Figure 2の D_C 、 R_C 、 C_C)が必要です。

- コンデンサ C_C は、MOSFETがターンオフしたときに漏れインダクタ・エネルギーを吸収する働きをします。このコンデンサの電圧定格はMOSFETのブレークダウン電圧以上でなければなりません。スナバ・コンデンサと同様に、 C_C のマイナス端子は、できるだけグランドではなくMOSFETのソース端子に接続してください。
- 抵抗 R_C は C_C の負荷であり、 C_C 電圧がドリフトしないでMOSFETが正しく保護されるレベルに安定するようにします(D_C があるため、MOSFETの電圧は C_C 電圧にクランプされる)。
- ダイオード D_C は、MOSFETがターンオンしたときに C_C が放電するのを防止します。通常は高速リカバリ・ダイオードを使用します。MOSFETのターンオフ時に C_C が急充電されると電流スパイクが生じるので、電流スパイクを抑えるために、小さな値の抵抗(Figure 9の R_{14})を挿入します。この直列抵抗を大きな値にしないでください。この抵抗を流れるリーク電流によって電圧降下が生じます。MOSFETの電圧は、(C_C 電圧+直列抵抗電圧)にクランプされます。今回の設計例では、最大リーク電流は $(V_{ILIM}/R_{sense}) = (1\text{ V} / 1.5\ \Omega \cong 667\text{ mA})$ です。また、22 Ω抵抗を挿入するので、オーバシュートは $(22\ \Omega \cdot 0.667 \cong 17\text{ V})$ 未満になります。

Eq. 8はMOSFETが耐えなければならない最大電圧 $\left(\sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{HL} + \frac{(1+k_c)(V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}}\right)$ を示しています。この電圧は C_C の最大電圧です。したがって、1スイッチング・サイクルで R_C が消費して入力へ再注入できるエネルギーは、次式で与えられます。

ここで、 V_{ILIM} は過電流保護スレッシュホールド、 R_{sense} は電流検知抵抗です。

ばなりません。このことから、 R_C の最小値は次式のように導くことができます。

$$R_C \leq \frac{\frac{(V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}} \cdot \left(\frac{(1+k_C) \cdot (V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{PS}} + \sqrt{2} \cdot (V_{in,rms}/HL) \right)}{\frac{1}{2 \cdot k_C} L_{leak} \left(\frac{V_{ILIM}}{R_{sense}} \right)^2 \cdot f_{SW}} \quad (\text{eq. 23})$$

コンデンサ C_C は、時定数($R_C \cdot C_C$)が、スイッチング周期(実用上、1 msの範囲)よりも長くなるように選択します。

今回の設計例では($k_C = 80\%$)を選択したので、次のようになります。

$$R_C \leq \frac{28 \cdot 6 \cdot ((180\% \cdot 28 \cdot 6) + \sqrt{2} \cdot 265)}{\frac{1}{2 \cdot 80\%} 20\mu \left(\frac{1}{1.5} \right)^2 \cdot 65k} \cong 315 \text{ k}\Omega \quad (\text{eq. 24})$$

この抵抗で消費される電力は $\frac{(180\% \cdot 28 \cdot 6)^2}{315k} \cong 290 \text{ mW}$ です。470 k Ω 、1/2 Wの抵抗を2本並列接続するので、並列抵抗値は、470 k \parallel 470 k = 235 k Ω となります。

C_C には4.7 nF、100 Vのコンデンサを実装しました。したがって、 R_C で計算される時定数は1.1 msです。

出力コンデンサ

PFCコンバータで供給される電力は、ライン周波数の2倍の周波数を持つ大きなAC成分を含んでいます。このAC成分は出力コンデンサである程度は打ち消されますが、コンデンサ値(C_{out})に反比例する若干のリップルが出力電流に現れます。

電流リップルは次式で求められます。

$$\frac{(\Delta I_{out})_{pk-pk}}{I_{out,nom}} = \frac{2}{\sqrt{1 + (4\pi \cdot f_{line} \cdot R_{LED} \cdot C_{out})^2}} \quad (\text{eq. 25})$$

Eq. 25から次の C_{out} の最小値を導くことができます (Eq. 26)。

$$C_{out,min} = \frac{\sqrt{\left[\frac{2}{\frac{(\Delta I_{out})_{pk-pk}}{I_{out,nom}}} \right]^2 - 1}}{4\pi \cdot f_{line,min} \cdot R_{LED,min}} \quad (\text{eq. 26})$$

$$(I_{C,rms})_{max} = \sqrt{\left[\frac{32\sqrt{2}}{9\pi} \cdot \left(\frac{n_P}{n_S} \right)^2 \cdot \frac{(P_{in,avg})_{max}^2}{V_{in,rms} \cdot \frac{V_{out} + V_f}{N_{PS}}} \left(1 + \frac{9\pi^2}{16\sqrt{2}} \cdot \frac{V_{in,rms}}{\frac{V_{out} + V_f}{N_{PS}}} \right) \right] - I_{out,nom}^2} \quad (\text{eq. 29})$$

出力コンデンサの過熱については、ラボで確認するのが得策です。

また、 C_{out} は、LEDの信頼性を損なう可能性がある過剰な電流リップルを抑えるのに十分な大きさでなければなりません。フリッカ・インデックスは一般に0.15未満で規定されます。この要件は、出力電流波形が正弦波である力率改善LEDドライバにおける100%ピーク・ツー・ピーク・リップルに相当します。

この基準(100%ピーク・ツー・ピーク・リップル)は次式で表現されます。

$$\frac{(\Delta I_{out})_{pk-pk}}{I_{out,nom}} = 1 \quad (\text{eq. 27})$$

今回の設計例では、LEDの動的抵抗の最小値は6 Ω と推定され、ライン周波数の最小値は50 Hzです。この場合、出力キャパシタの最小値は次式で求められます。

$$C_{out,min} = \frac{\sqrt{\left(\frac{2}{1} \right)^2 - 1}}{2 \cdot 100\pi \cdot 6} \cong 460 \mu\text{F} \quad (\text{eq. 28})$$

470 F、35 Vのコンデンサを使用することにします。

バルク・コンデンサの発熱:

流れる実効電流によってバルク・コンデンサが加熱しない程度にESRが小さいことも確認しなければなりません。このコンデンサの実効電流は、次式を使用して見積もることができます。

ステップ2： 出力電流の設定

出力電流は、データ・シートに記載されているように、次の公称出力電流 $I_{out,nom}$ に安定化されます。

$$I_{out,nom} = \frac{V_{REF}}{2N_{PS}R_{sense}} \quad (\text{eq. 30})$$

ここで

- N_{PS} はトランスの2次側巻数と1次側巻数の比 $N_{PS} = n_S / n_P$ です。
- R_{sense} は電流センス抵抗です(Figure 2を参照)。
- V_{REF} は出力電流の内部基準です。

したがって、トランスを設計すると、 N_{PS} はわかるので、電流センス抵抗だけで出力電流レベルが決まります。

$$R_{sense} = \frac{V_{REF}}{2N_{PS}I_{out,nom}} \quad (\text{eq. 31})$$

R_{sense} で消費される電力は、次式で計算できます。

$$P_{R_{sense}} = \frac{4}{3}R_{sense} \left(\frac{P_{in,avg}}{V_{in,rms}} \right)^2 \left[1 + \frac{8\sqrt{2} \cdot V_{in,rms}}{3\pi \cdot \frac{V_{out}}{N_{PS}}} \right] \quad (\text{eq. 32})$$

今回の設計例の諸元は以下のとおりです。

- $N_{PS} = 1/6$
- $I_{out,nom} = 500 \text{ mA}$
- $(P_{in,avg})_{max} = 12 \text{ W}$
- $(V_{in,rms})_{LL} = 90 \text{ V}$
- $V_{out,min} = 10 \text{ V}$

したがって、次のようになります。

$$R_{sense} = \frac{250 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \frac{1}{6} \cdot 500 \cdot 10^{-3}} = 1.5 \Omega \quad (\text{eq. 33})$$

および

$$P_{R_{sense}} = \frac{4}{3} \cdot 1.5 \left(\frac{12}{90} \right)^2 \left(1 + \frac{8\sqrt{2} \cdot 90}{3\pi \cdot \frac{10}{1/6}} \right) \cong 100 \text{ mW} \quad (\text{eq. 34})$$

3 Ω抵抗を2本、並列に配置します。

入力電圧検知とフィードフォワード:

入力電流の整形(PFC)に必要な正弦波基準を生成するために、 V_S ピンに入力電圧の一部を印加しなければなりません。生成された電流基準は、ライン電圧

の半周期で平均したときに出力電流基準(V_{REF})に等しくなるようにさらに調整されます。この平均化処理は、内蔵OTA(オペレーショナル・トランスコンダクタンス・アンプ)と、COMPピン(ピン3)-グラウンド間に接続されたコンデンサで行われます。COMPに推奨される最小容量は1 μFです。

COMPピンのコンデンサ

COMPピンとグラウンドの間には1 μFのコンデンサを配置します。

入力電圧の検知

$$\frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \cdot \sqrt{2}(V_{in,rms})_{BOH} = V_{BO(on)} \quad (\text{eq. 35})$$

ここで、 $V_{BO(on)}$ は内部スレッシュホールド(標準1 V)であり、この電圧よりも V_S ピン電圧が高くないと回路は動作できません。

言い換えると次式のようになります。

$$R_{S1} = R_{S2} \left(\frac{\sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{BOH}}{V_{BO(on)}} - 1 \right) \quad (\text{eq. 36})$$

R_{S2} 値は50 kΩの範囲内で、損失とノイズ耐性の間で良好なトレードオフを提供します。今回は47 kΩにしました。今回の設計システムでは、ライン電圧が81 V rmsを超えるると起動すると考えられます。

$$R_{S1} = 47 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{\sqrt{2} \cdot 81}{1} - 1 \right) \approx 5.4 \text{ M}\Omega \quad (\text{eq. 37})$$

一般に、高電圧レールと低電位ノードの間に抵抗を1本だけ配置するのは推奨されません。複数本の抵抗を直列に配置してください。今回の設計例では、 R_{S1} に2,700 kΩの抵抗を2本使用します。

フィードフォワード

NCL30088は、力率改善とLED電流の適切な安定化のために、電流セットポイント($V_{control}$)を計算します。ところでMOSFETは、電流センス電圧が $V_{control}$ を超えた瞬間にはターンオフできません。現実には、1次電流が上昇し続ける伝播遅延 t_{prop} (Figure 5)が存在するからです。その結果、1次電流のピーク値は、正確に予想値($V_{control} / R_{sense}$)にならず、それよりも高い値になります。したがって出力電流も影響を受けます。最適な安定化性能を得るには、 t_{prop} に起因する、ピーク電流上昇を補償する必要があります。

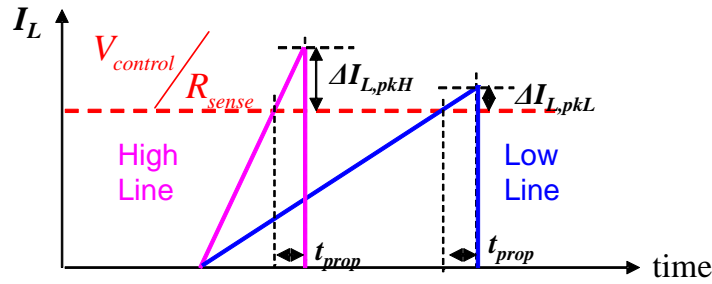


Figure 5. Propagation Delay Effect on Peak Current

NCL30088はオン時間中に、CSピンから V_S ピン電圧に比例した電流を供給することにより、伝播遅延を補償します。CSピンとセンス抵抗の間に抵抗 R_{LFF} を配置すると、次のオフセット電圧が得られます。

$$V_{CS(offset)} = K_{LFF} v_S(t) R_{LFF} \quad (\text{eq. 38})$$

V_S ピン電圧 $v_S(t)$ は次式で求まります。

$$v_S(t) = \frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} v_{in}(t) \quad (\text{eq. 39})$$

CSピンのオフセットで

$(R_{sense} \cdot \Delta I_{L,pk} = \frac{R_{sense} \cdot v_{in}(t) \cdot t_{prop}}{L_P})$ を補償しなければならぬため、オフセット抵抗値は次のとおり計算できます。

$$R_{LFF} = \left(1 + \frac{R_{S1}}{R_{S2}}\right) \frac{t_{prop} R_{sense}}{L_P K_{LFF}} \quad (\text{eq. 40})$$

ここで

- K_{LFF} は、 V_S ピン電圧からCSピン電流への変換比です。標準値は20 μS です。
- R_{S1} および R_{S2} は入力電圧センス抵抗です(Figure 2を参照)。

パラメータ t_{prop} には、コントローラの内部遅延(約50 ns)とMOSFETのターンオフ時間が含まれます。したがって、このパラメータは、どのMOSFETをどのように駆動するか(例えばゲート抵抗の値)によって変動します。そのため、LEDドライバ設計を検討する前にこのパラメータの正確な値を予測するのは困難です。

Table 2.

R_{S1}	R_{S2}	C_{COMP}	R_{SENSE}	R_{LFF}	C_{CS}
5400 k Ω (two 2.7 M Ω placed in series)	47 k Ω	1 μF	1.5 Ω (two 3 Ω resistors in parallel)	820 Ω	-

NCL30088独自の安定化技法は、きわめて精密なLED電流制御を保証します。

しかし、LED電流の偏差をもたらす原因を検討する必要があります。詳細は[3]に記載されています。以下に要点だけを示します。

- NCL30088はコンバータから供給される全電流(すなわち、LED電流 + V_{CC} 電流)を安定化します。

しかし、目安として $t_{prop} = 200$ nsを使用して R_{LFF} を計算できます。

その後で、ライン電圧範囲全域にわたって出力電流特性がほぼ平坦になるように、実験でオフセット抵抗値を微調整することができます。

Eq. 40を使用して、今回の設計例での R_{LFF} の値をとりあえず計算します。

$$R_{LFF} = \left(1 + \frac{R_{S1}}{R_{S2}}\right) \frac{t_{prop} R_{sense}}{L_P K_{LFF}} = \quad (\text{eq. 41})$$

$$= \left(1 + \frac{5400}{47}\right) \frac{200n \times 1.5}{1900\mu \times 20\mu} \cong 915\Omega$$

重要: NCL30088データ・シートに記載されているように、 R_{LFF} は250 Ω よりも大きな値を選択しなければなりません。そうしないと、CSピンが接地されているという誤った状態が検出されるおそれがあります。

CSピンのコンデンサを選択する

電流センス電圧の形状は出力電流の安定化に影響を及ぼします。CSピンのフィルタ(R_{LFF} 、 C_{CS})が大きすぎると、出力電流のセットポイントが変化します(I_{out} が予測値よりも高くなる)。したがって、一度 R_{LFF} の値が決まったら、 C_{CS} の値は極力小さくしておくことが重要です。そうすれば、最適な出力電流安定化が実現できます。 C_{CS} は10~100 pFの範囲にすべきです。

最終的にTable 2のようになりました。

したがって、実際の出力電流は次のようになります。

$$I_{out,nom} = \frac{N_P \cdot V_{REF}}{2 \cdot N_S \cdot R_{sense}} - \frac{N_{Aux}}{N_S} I_{CC} \quad (\text{eq. 42})$$

一般に、 $\left(\frac{N_{Aux}}{N_S} I_{CC}\right)$ の項は、目標とするLED電流に比べて小さいので無視できます。そうでない場合は、 R_{sense} の値を小さくして、回路の消費電流を補う必要があります。

- 出力電流の値は、センス抵抗(R_{sense})に左右されま
す。精密抵抗を選択し、余分な直列抵抗が加わら
ないよう配線経路を短くしてください。仮に R_{sense}
が1 Ωで、配線経路の抵抗値が20 mΩとすると、

センス抵抗は1Ωではなく1.02 Ωということになり
ます。つまり、出力電流が目標値よりも2%低くな
ります。

- 誘導性センス抵抗は避けてください。次式に示す
ように、直列インダクタによってCSピン電圧にオ
フセットが生じるため、出力電流が目標値よりも
低くなるからです。 $\left(\frac{I_{R_{sense}}}{L_p} \cdot v_{in}(t)\right)$ ここで $I_{R_{sense}}$
は、 R_{sense} 寄生インダクタンスです。

ステップ3: SDピンの管理

NCL30088のサーマル・フォールドバック/シャッ
トダウン・ブロックは、NCL30082から受け継いだ
ものであり、その機能と設計についてはアプリケー
ション・ノートAND9131JP/D([2])に解説されていま
す。ここでは要点のみ示します。

SDピンに接続する過電圧検知用ツェナ・ダイオードを選 択する

V_{CC} ピンとSDピンの間にツェナ・ダイオードを配
置できます。この回路構成にすると、SDピン電圧が
2.5 Vを超えるとOVP障害が検出されます。この場合
NCL30088は、十分に安定したツェナ電圧が得られ
るよう、最小700 μAの電流をツェナ・ダイオードに
流します([1]を参照)。 V_{CC} でのSD OVPスレッシュヨ
ルドは次のとおりです。

$$(V_{CC})_{SD,OVP} = V_Z + V_{OVP} \quad (\text{eq. 43})$$

ここで、 V_{OVP} は2.5 VのSD OVPスレッシュヨ
ルドです。

SD OVP障害は、 V_{CC} が $(V_{CC})_{SD,OVP}$ を超えた場合に
検出されます。

例えば、18 Vの降伏電圧を示す(700 μA電流でのバ
イアス印加時)ツェナ・ダイオードを使用した場合
は、 V_{CC} が(18.0 + 2.5 = 20.5 V)を超えたときに
SD_OVP保護がトリップします。この場合、
NCL30088B/Dは自動回復までの4秒遅延の間、動作
を停止します。4秒経過すると、動作を再開しよ
うとします。障害が解消されない場合は、SD OVP障
害が再度検出されて動作が4秒間停止します。これ
が繰り返されると、最終的にNCL30088Bまたは
NCL30088Dはデューティ比が非常に低い安全なパー
スト・モードに入ります。NCL30088Aおよび
NCL30088Cの場合は、SD OVP障害が検出され
ると、ラッチ・オフ状態となりますが、LEDドライバ
が取り外されて V_{CC} が $V_{CC(reset)}$ よりも低くなると、
その瞬間に、障害が解消され、動作を再開できま
す。

このようなプログラム可能な保護機能は、 V_{CC} が
 $V_{CC(OVP)}$ (標準26.8 V)を超えたときにトリップする、
固定 V_{CC} OVP保護では出力電圧が十分に低いレベル
にクランプされない場合に有用です。これは今回の
設計例には当てはまりません。したがってツェナ・
ダイオードは使用しません。

サーミスタを選択する

負温度係数(NTC)サーミスタの抵抗値は、温度が
上昇すると減少します。NTCをSDピンとグランド間
に配置すると過熱状態が検出されます。高温にな
ると、それに反応してLED電流が公称値の50%まで徐
々に減少します。電流が減少してもまだ温度が上昇
する場合は、最終的に回路の動作が停止します。
一般に、電流がフォールドバックされるとLEDの順
方向電圧が低下するので、LED電流が50%低下する
と、消費電力は50%以上低下します。

より具体的に、Figure 6に示すとおり、NTCサーミ
スタの抵抗値 R_{th} に対する特性を示します。

- 出力電流は、 R_{th} が $R_{TF(start)}$ よりも小さくなると徐
々に減少し始め、 R_{th} が $R_{TF(stop)}$ よりも小さくなる
まで減少し続けます。
- このとき、 R_{th} が $R_{TF(stop)}$ と $R_{OTP(off)}$ の間にある限
り、出力電流は公称値の50%に維持されます。
逆に、温度が低下して R_{th} が $R_{TF(stop)}$ よりも大き
くなると、上述の特性に従って出力電流が増加しま
す。 R_{th} が $R_{TF(start)}$ を超えると、フル電流出力状態
に回復します。
- R_{th} が $R_{OTP(off)}$ よりも小さくなると、LEDドライバ
は完全に動作が停止しますが、温度が低下して R_{th}
が $R_{OTP(on)}$ を超えると、その瞬間、回路動作が再開
します(NCL30088BおよびNCL30088Dのみ、Aおよ
びCバージョンはラッチ・オフ)。
- さらに R_{th} が大きくなると電流安定化も上昇し、
 R_{th} が $R_{TF(start)}$ まで達すると、その瞬間にLEDドラ
イバはフル出力電流を供給します。

AND9200/D

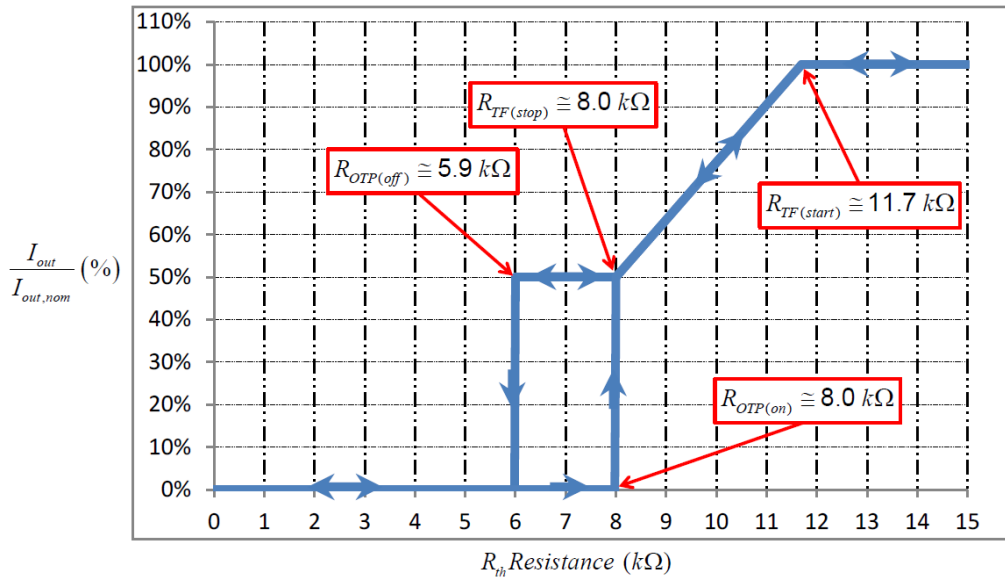


Figure 6. Thermal Foldback Characteristics and Over-temperature Protection

一例としてAVX社のサーミスタNB12P00104JBBを使用すると、次のような特性になります。

- 周囲温度が約82°Cのとき、出力電流が減少し始めます。
- 周囲温度が約104°Cのときに動作が停止します。
- 周囲温度が約90°Cのときに動作が回復します。

SDピンに接続するコンデンサを選択する

小容量コンデンサをSDピンとグランド間に配置すれば、SDピンに周囲のノイズが混入しなくなります。ただしこのコンデンサの値は、OTPブランク時

間を経過するまでに公称レベルまで充電できるように、4.7 nFより大きくしないでください。

注意： 起動時に、コントローラは最小250 μs (OTPブランク時間)の遅延が経過するまでSD機能が動作しないようにして、C_{SD}が過熱スレッシュホールド0.5 Vよりも高い電圧まで適切に充電されるのに十分な時間を確保します。OTPブランク時間を確保しないと、高温状態にあるNTCサーミスタの低い抵抗値がSDピン電圧の低下原因と見なされてしまいます。

最終的にTable 3のようになりました。

Table 3.

Dz	R _{th}	C _{SD}
N/A	NB12P00104JBB (AVX)	1 nF

ステップ4： 補助巻線とV_{CC}の管理

V_{CC}コンデンサを再充電する

通常の動作では、Figure 2に示すとおり補助巻線からV_{CC}電圧が供給されます。補助巻線の巻数(n_{aux})は、「ステップ1」のトランス・セクションで計算されます。オン時間中にFigure 2のダイオードD_{AUX}が補助電圧を整流してV_{CC}を供給することに注意してください。したがって、ターンオン・スパイクを無視すると、D_{AUX}は次の電圧に耐えられなければなりません。

$$V_{D_{AUX}} = V_{CC} + \left(\frac{n_{AUX}}{n_P} \cdot \sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{HL} \right) \quad (\text{eq. 44})$$

V_{CC}の最大値は、V_{CC(OVP)}スレッシュホールドに設定できる最大電圧(28.5 V)です。したがって下のようになります。

$$V_{D_{AUX}} = (V_{CC(OVP)})_{max} + \left(\frac{n_{AUX}}{n_P} \cdot \sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{HL} \right) \quad (\text{eq. 45})$$

今回の設計例では、次のようになります。

$$\begin{aligned} V_{D_{AUX}} &= (V_{CC(OVP)})_{max} + \left(\frac{n_{AUX}}{n_P} \cdot \sqrt{2} \cdot (V_{in,rms})_{HL} \right) \equiv \\ &\equiv 28.5 + \left(\frac{1}{6} \cdot \sqrt{2} \cdot 265 \right) \equiv 91 \text{ V} \end{aligned} \quad (\text{eq. 46})$$

ターンオン・スパイクが発生するので、かなり余裕を見ておく必要があります。計算された V_{RRM} の最低2倍の耐圧を持つダイオードを選択すればよいでしょう。

今回は、250 V、0.2 AのダイオードBAV21を使用します。

V_{CC}コンデンサ値と起動回路

オフのとき(V_{CC} が18 Vの起動レベルに達するまで)、NCL30088の消費電流は、標準13 μ A、最大30 μ Aと非常に小さくなっています)。したがって、インピーダンスが高く電力損失の低い抵抗を使用し、起動時に V_{CC} コンデンサを充電できます。

しかし、 V_{CC} 過電圧状態のような障害が発生すると、LEDドライバは動作を停止し、4秒の遅延時間が

経過するまで回復の試みが行われなくなります。そうすると、障害が存在する限り、低デューティ比のバースト・モード動作に入ることになります。その場合、 V_{CC} は上昇と低下を繰り返します。この間、(オフ・モード)消費電流が若干増加します(最大75 μ A)。したがって、75 μ A以上の起動電流(Figure 7の $I_{startup}$)が推奨されます。そうでないと、4秒の遅延時間が経過する前に、 V_{CC} が低下して回路がリセットされるおそれがあります。

アプリケーション・ノートAND9131JP/D [2]に詳述したとおり、起動抵抗 $R_{startup}$ は、バルク・レールまたは半波側に接続できます(Figure 7)。半波側に接続したほうが、起動抵抗での消費電力を低減できます。

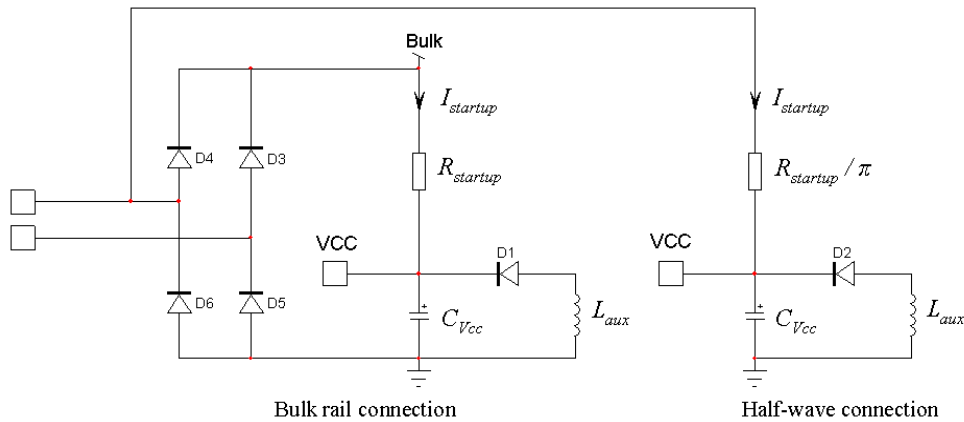


Figure 7. The Startup Resistor can be Connected to the Bulk Rail or to the Half Wave

V_{CC}コンデンサを計算する

V_{CC} コンデンサ値(C_{VCC})は、補助巻線電圧 V_{aux} がコントローラの電源になるまでは、コントローラに電力を供給できるほどの容量がなければなりません。コンデンサ C_{VCC} だけでコントローラに電力が供給される時間を t_{reg} で表します(Figure 8)。

起動レベルである $V_{CC(on)}$ まで V_{CC} コンデンサが充電されると、回路は動作を開始します。 V_{CC} コンデンサは、 t_{reg} の時間にわたって、回路の消費電流(データ・シートに規定されている I_{CC2})とMOSFETの駆動に必要な電流を供給すると同時に V_{CC} 電圧をUVLOレベル($V_{CC(off)}$)よりも高く維持できなければなりません。

t_{reg} の間はLEDドライバの出力電流がすべて出力コンデンサで吸収される(LEDストリングに電流がま

たく流れない)と想定することにより、その長さを推定できます。 t_{reg} は、出力電圧が V_{CC} コンデンサの充電が開始されるレベルに達するまで続きます。一般に、コンデンサ V_{CC} に蓄積された電荷がほぼすべて放電(すなわちUVLOレベルに近い値にまで放電)されるようにして、コンデンサ C_{VCC} の容量が極力小さくなるよう試みます。そのときの出力電圧はほぼ($V_{out} = (V_{CC(off)})_{max} \frac{n_s}{n_{aux}}$)となり、 t_{reg} は次のとおり計算できます。

$$t_{reg} \cong \frac{C_{out}}{I_{out}} \left((V_{CC(off)})_{max} \frac{n_s}{n_{aux}} \right) \quad (eq. 47)$$

今回は、UVLOヒステリシスの最小値 ($V_{CC(on)} - V_{CC(off)}$ の最小値)を使用すれば、次のようにコンデンサ V_{CC} の最小値が求まります。

$$C_{VCC} \geq \frac{(I_{CC2} + Q_g f_{sw}) t_{reg}}{(V_{CC(HYS)})_{min}} \cong \frac{n_s \cdot C_{out}}{n_{aux}} \cdot \frac{(I_{CC2} + Q_g f_{sw}) \cdot (V_{CC(off)})_{max}}{I_{out} \cdot (V_{CC(HYS)})_{min}} \quad (eq. 48)$$

ここで

- I_{CC2} は、DRVピンが無負荷のとき65 kHzでのNCL30088の消費電流です(最大4 mA)。

- Q_g はMOSFETの全ゲート電荷量です。
- $(V_{CC(HYS)})_{min}$ はUVLOヒステリシスの最小値です(8 V)。

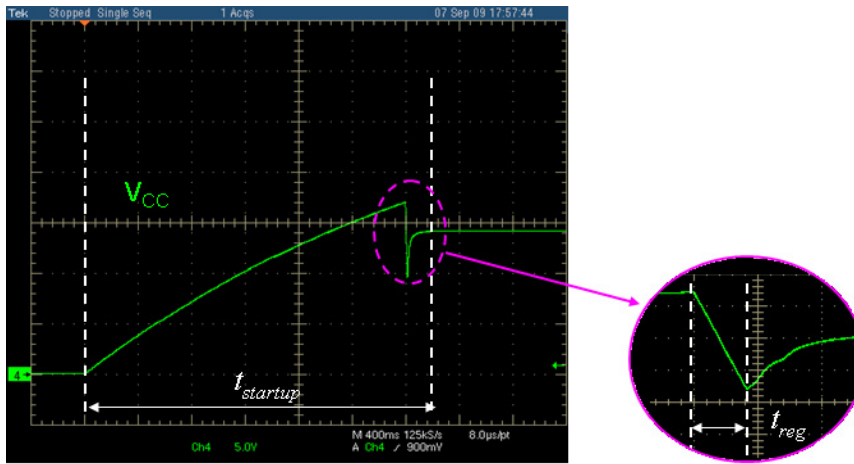


Figure 8. V_{CC} Waveform during Startup

V_{CC}コンデンサの値がわかれば、C_{VCC}の充電に必要な起動電流を、最大許容起動時間(規定されている場合)の関数として計算できます。このセクションの冒頭で述べたように、障害モードのときに回路がリセ

ットされないようにするために、起動電流は75 μA未満にする必要があることを忘れないでください。起動電流は次式で表現できます。

$$I_{\text{startup}} = \frac{(V_{\text{CC(on)}})_{\text{max}} C_{\text{VCC}}}{t_{\text{startup}}} + (I_{\text{CC(start)}})_{\text{max}} \text{ if } \frac{(V_{\text{CC(on)}})_{\text{max}} C_{\text{VCC}}}{t_{\text{startup}}} + (I_{\text{CC(start)}})_{\text{max}} \geq 75 \mu\text{A} \quad (\text{eq. 49})$$

$$I_{\text{startup}} = 75 \mu\text{A otherwise}$$

ここで

- (V_{CC(on)})_{max}は、V_{CC}の起動スレッシュホールドの最大値です。
- (I_{CC(start)})_{max}は、NCL30088の起動消費電流の最大値です(30 μA)。
- t_{startup}は起動時間の目標値です。

今回の設計例では、MOSFETのゲート電荷量を19 nC、動作周波数を65 kHz、起動時間の目標値を0.5 sとして、Eq. 50およびEq. 51のように計算されます。

$$t_{\text{reg}} \approx \frac{C_{\text{out}}}{I_{\text{out}}} \left((V_{\text{CC(off)}})_{\text{max}} \frac{n_s}{n_{\text{aux}}} \right) = \frac{470 \mu\text{F}}{500 \text{ mA}} (9.4 \cdot 1) \approx 9 \text{ ms} \quad (\text{eq. 50})$$

$$C_{\text{VCC}} \geq \frac{(I_{\text{CC2}} + Q_{\text{g}}f_{\text{sw}})t_{\text{reg}}}{(V_{\text{CC(HYS)}})_{\text{min}}} \approx \frac{(4\text{m} + 19\text{n} \cdot 65\text{k})9\text{m}}{8} \approx 6 \mu\text{F} \quad (\text{eq. 51})$$

10 μF、35 Vのコンデンサを選択することになります。したがって次のように計算されます。

$$I_{\text{startup}} = \frac{(V_{\text{CC(on)}})_{\text{max}} C_{\text{VCC}}}{t_{\text{startup}}} + (I_{\text{CC(start)}})_{\text{max}} \approx \frac{20 \cdot 10\mu}{0.5} + 30\mu = 430 \mu\text{A} \geq 75 \mu\text{A} \quad (\text{eq. 52})$$

起動抵抗の計算

バルク接続

起動中は、バルク・レールの電圧がライン・ピーク電圧になります(LEDドライバが動作を開始すると、入力電圧が整流正弦波になる)。R_{startup}の値は次式で求められます。

$$R_{\text{startup}} = \frac{\sqrt{2} \cdot (V_{\text{in,rms}})_{\text{LL}}}{I_{\text{startup}}} \quad (\text{eq. 53})$$

ここで

- I_{startup}は起動電流です。
- (V_{in,rms})_{LL}は最小ライン実効電圧です。

バルク・レールに接続された起動抵抗で消費される最大電力は次のとおりです。

$$P_{\text{startup}} = \frac{(\sqrt{2} \cdot (V_{\text{in,rms}})_{\text{HL}} - V_{\text{CC}})^2}{R_{\text{startup}}} \leq \frac{2 \cdot (V_{\text{in,rms}})_{\text{HL}}^2}{R_{\text{startup}}} \quad (\text{eq. 54})$$

ここで、(V_{in,rms})_{HL}は最大ライン実効電圧です。

半波接続

抵抗を半波側に接続する場合：

$$R_{\text{startup1/2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot (V_{\text{in,rms}})_{\text{LL}}}{\pi (I_{\text{Cvcc}} + I_{\text{CC(start)}})} = \frac{R_{\text{startup}}}{\pi} \quad (\text{eq. 55})$$

半波側に接続された起動抵抗で消費される最大電力は次のとおりです。

$$P_{\text{startup}1/2} = \frac{\left(\frac{\sqrt{2} \cdot (V_{\text{in,rms}})_{\text{HL}}}{\pi} - V_{\text{CC}}\right)^2}{R_{\text{startup}1/2}} \leq \frac{2}{\pi^2} \frac{(V_{\text{in,rms}})_{\text{HL}}^2}{R_{\text{startup}}} = \frac{2}{\pi} \frac{(V_{\text{in,rms}})_{\text{HL}}^2}{R_{\text{startup}}} \quad (\text{eq. 56})$$

今回の設計例：

半波回路構成を選択しました。計算から起動電流を430 μA以上になければならないため、以下のよう導くことができます。

$$R_{\text{startup}1/2} = \frac{(V_{\text{in,rms}})_{\text{LL}} \sqrt{2}}{I_{\text{startup}}} = \frac{90\sqrt{2}}{430\mu} \cong 94 \text{ k}\Omega \quad (\text{eq. 57})$$

最大入力電圧のときに起動抵抗で消費される電力は次のとおりです。

$$P_{\text{startup}1/2} \leq \frac{\left(\frac{(V_{\text{in,rms}})_{\text{HL}} \sqrt{2}}{\pi}\right)^2}{R_{\text{startup}1/2}} = \frac{\left(\frac{265\sqrt{2}}{\pi}\right)^2}{94} \text{ k} \cong 151 \text{ mW} \quad (\text{eq. 58})$$

33 kΩ、1/4 W抵抗を3個、直列に配置します。

ZCDネットワーク

Figure 2のR_{ZCD1}は次のように制限します。

- 減磁中にZCDピンに流れ込む電流。
データ・シートに記載されているように、この電流は5 mA未満でなければなりません。
- オン時間中にZCDピンから流れ出す電流。この電流が2mAを超えてはなりません。

オン時間中、ZCDピン電流は最大ライン電圧のときに最大になります。

Table 4.

C _{VCC}	R _{startup1/2}	R _{startup}	D _{AUX}	R _{ZCD1} / R _{ZCD2}	C _{ZCD}
10 μF / 35 V	three 33 kΩ, 1/4 W resistors in series	N/A	BAV21	33 kΩ / 10 kΩ	22 pF

$$I_{\text{ZCD,on}} = \frac{n_{\text{aux}}}{n_{\text{p}}} \frac{\sqrt{2} \cdot (V_{\text{in,rms}})_{\text{HL}}}{R_{\text{ZCD1}}} \leq 2\text{mA} \quad (\text{eq. 59})$$

減磁中は、V_{CC}が最大値のとき(すなわち、OVPレベルにあるとき)に、補助巻線電圧が最大になります。次式で計算されます。

$$I_{\text{ZCD,dmg}} = \frac{V_{\text{CC(OVP)max}} + V_f}{R_{\text{ZCD1}}} \leq 5\text{mA} \quad (\text{eq. 60})$$

ここで、V_{CC(OVP)max}は、V_{CC} OVP保護機能がトリップする、V_{CC}の最大値です(28.5 V)。

最適な出力電流安定化を実現するために、ZCDピン電圧は5 V以下に維持することを推奨します。これがFigure 2のR_{ZCD2}の目標です。

$$\frac{R_{\text{ZCD2}} (V_{\text{CC,max}} + V_f)}{R_{\text{ZCD1}} + R_{\text{ZCD2}}} \leq 5\text{V} \quad (\text{eq. 61})$$

ここで、V_{CC,max}は、通常動作時のV_{CC}の最大電圧値です(今回の設計例では20 V)。

この抵抗は、コンデンサC_{ZCD}と組み合わせることにより、電圧ゼロ・クロス現象を遅らせるとともに、ドレイン電圧がバレーにあるときのターンオンの調整にも役立ちます。

最終的にTable 4のようになりました。

AND9200/D

一般商用ACコンセントに接続する10 WのLEDドライバの詳細接続図

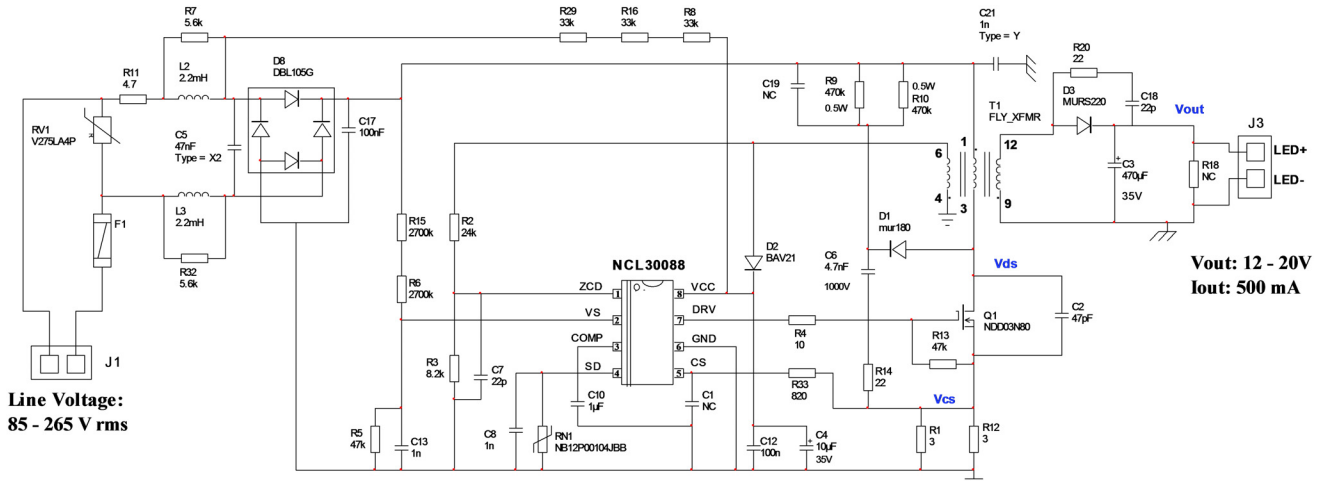


Figure 9. Application Schematic

実験データ

出力電流安定化

Figure 10に公称値に対する比率で表現した出力電流を示します。温度特性が非常に平坦であることがわかります。

サーマル・フォールドバックは約80°Cで始まります。その結果、出力電流は徐々に低下して、92°C付

近で公称値の50%に達します。回路は約105°Cで動作を停止します(SDピンの過熱保護が動作)。温度が約90°Cまで下がると動作を再開します。この温度スレッシュホールドはSDピンに接続されたサーミスタによって異なります。以下の特性はAVX製サーミスタNB12P00104JBBで得られました。

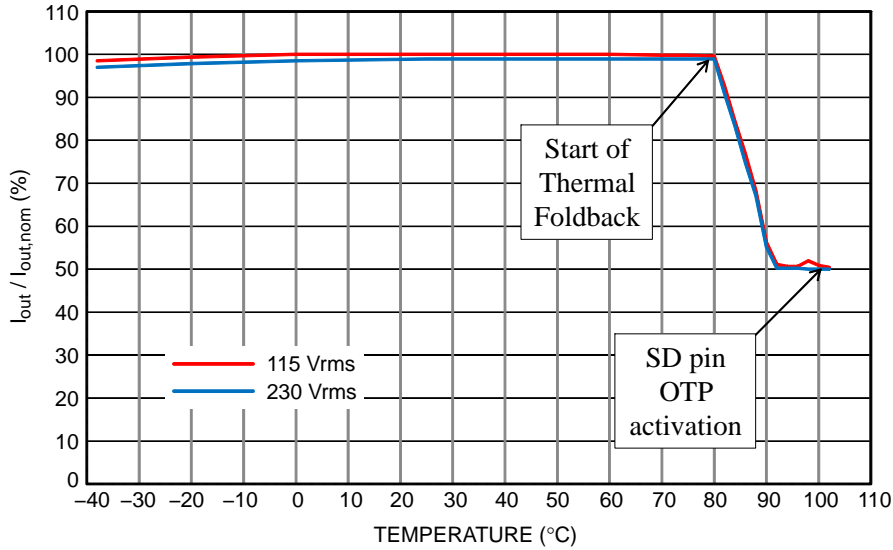


Figure 10. LED Current Characteristics over the Temperature Range

力率

Figure 11に、2つの異なるライン電圧(115 V rmsと230 V rms)で測定した力率を示します。力率は-40~80°Cの想定温度範囲の全域できわめて安定し

ています。80°Cを超えると、出力電流を低減するサーマル・フォールドバックによって性能が影響を受けます。

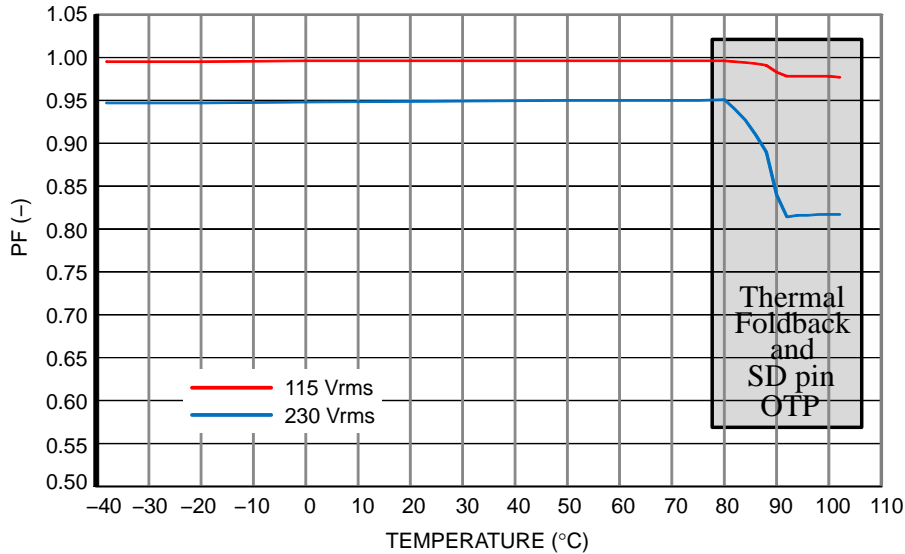


Figure 11. Power Factor Performance over the Temperature Range

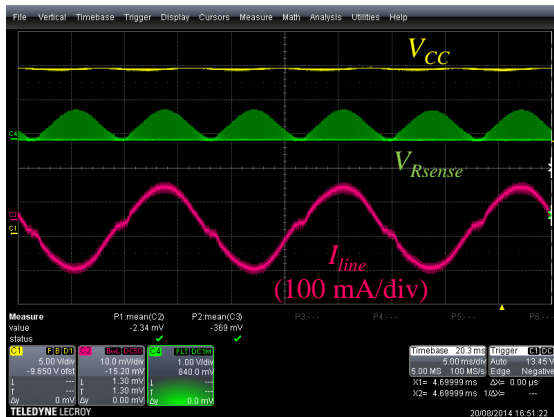


Figure 12. Current Waveform at 115 V rms

障害状況

NCL30088は多数の保護機能を備えています。以下の図は、LEDストリングの短絡/開放または出力ダイオードの故障への対応能力を示したものです。試験はBバージョン(NCL30088B)で実施しました。アプリケーション・ノート [AND9204/D](#)で、安全試験におけるNCL30088の動作について解説しています [4]。

LEDストリング開放状況

LEDストリングの接続が外れるとVCC電圧が上昇し、VCCが26.8 V (標準値)を超えるとVCC(OVP)保護機能がトリップします。その瞬間、回路は4秒の自動回復遅延の間、動作を停止します。LEDが元どおりに接続されると、LEDドライバは通常動作を回復します。

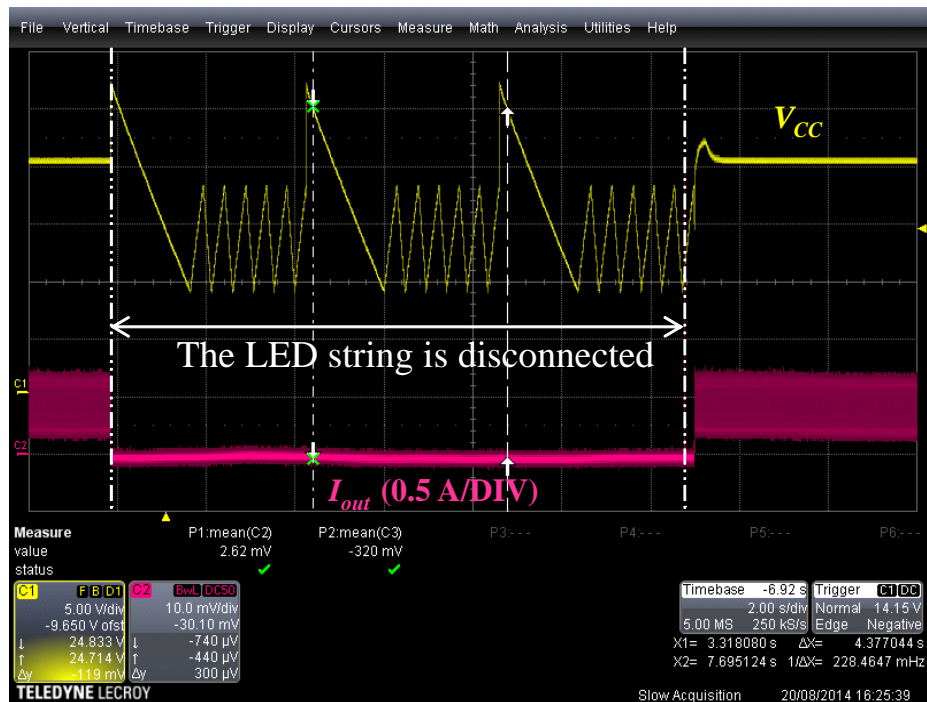


Figure 13. The System Enters a Safe Low Duty-ratio Burst Mode when the LED String is Disconnected (the LED Driver is Unloaded for about 15 s for this Test)

Figure 13のケースでは、 $V_{CC(OVP)}$ 保護機能しか動作していません。 V_{CC} ピンとSDピンの間にツェナ・ダイオードを配置すれば、障害検出のための V_{CC} スレッシュホールドをもっと低く設定できることに注意してください(NCL30088データ・シートでSDピンのOVP機能を参照)。また、 $V_{CC(OVP)}$ 保護はNCL30088のすべてのバージョンで自動回復型ですが、SDピンのOVPはラッチオフ型(NCL30088AまたはNCL30088C)または自動回復型(NCL30088BまたはNCL30088D)であることに注意してください。

LEDストリング短絡状況

Figure 14に示すように、出力が短絡するとAUX_SCP保護機能が動作し、LEDドライバは低デューティ比の安全なバースト・モードに入ります。短絡が除去されると通常動作を回復します。Dバージョンでも動作は同じです。NCL30088AおよびNCL30088Cは、出力短絡が検出されるとラッチ・オフすることに注意してください。したがって、これらのバージョンでは、LEDドライバの接続を外して V_{CC} が $V_{CC(reset)}$ よりも低くなるまで回復は不可能です。条件が満たされると障害が解消され、回路は動作を再開できます。

AND9200/D

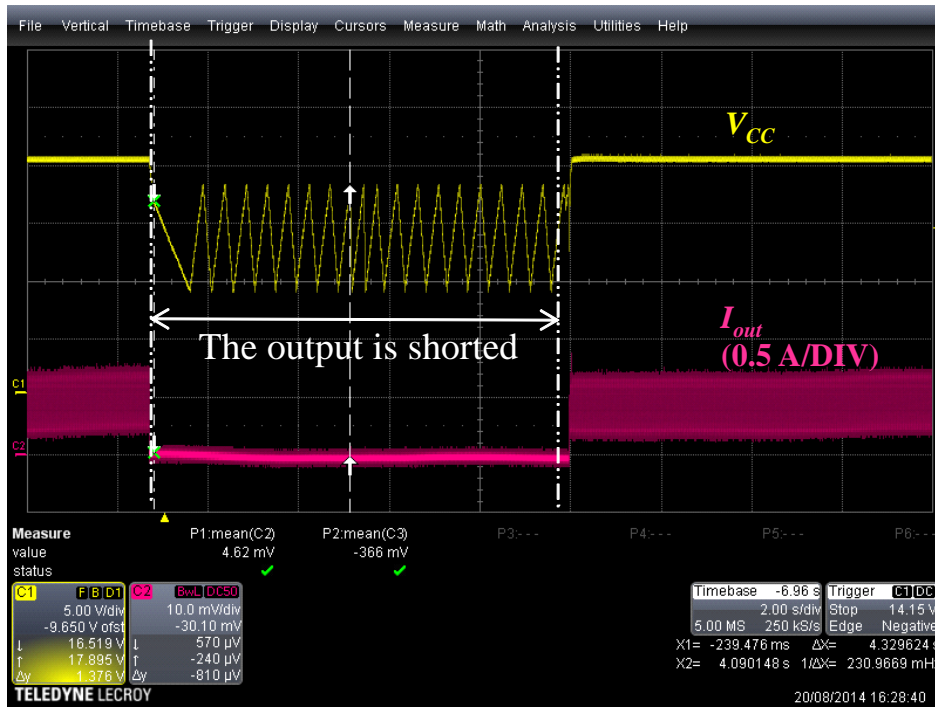


Figure 14. The System Enters a Safe Low Duty-ratio Burst Mode when the Output is Shorted (the LED Driver Output is Shorted for about 10 s for this Test)

出力ダイオードの短絡

LEDドライバは、不完全なDRVパルスが4回検出された直後に動作を停止します(Figure 16を参照)。この状況では、NCL30088BおよびNCL30088Dは4秒の自

動回復遅延時間が経過した時点で、動作の再開を試みます。NCL30088AおよびNCL30088Cは、システムがリセットされるまでラッチ・オフしたままです。

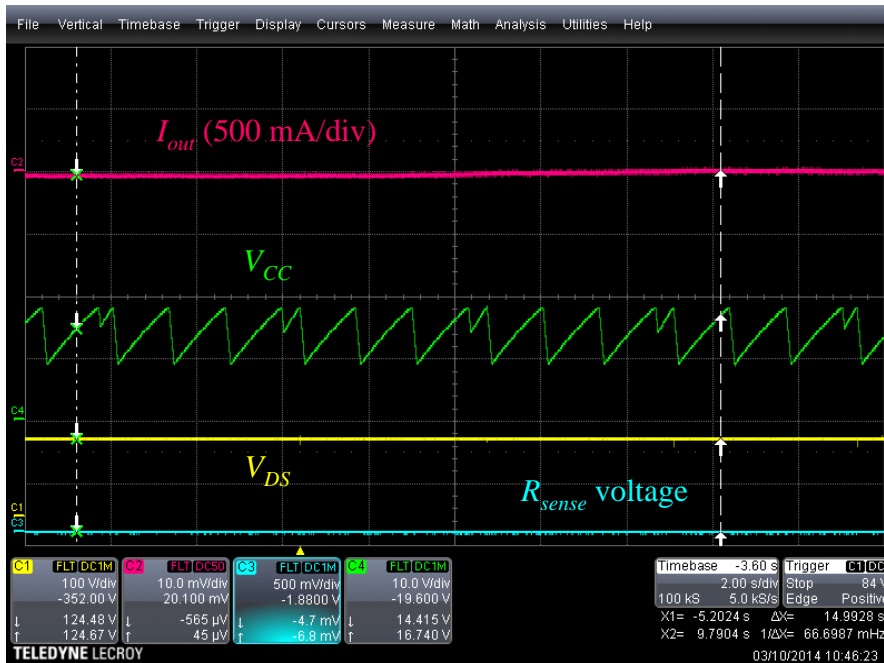


Figure 15. NCL30088B Operation when the Output Diode is Shorted

AND9200/D

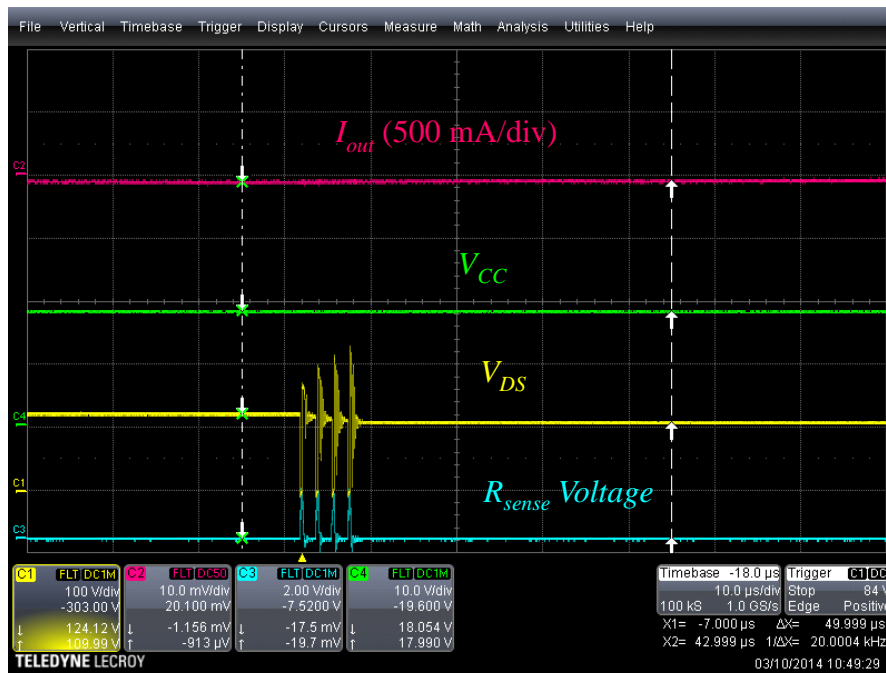


Figure 16. The Winding or Output Diode Short Circuit Protection (WODSCP) Trips as soon as 4 Consecutive Faulty DRV Pulses are Detected

参考資料

- [1] NCL30088 Data Sheet, [http://www.onsemi.com/pub link/Collateral/NCL30088-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/NCL30088-D.PDF)
- [2] Stéphanie Cannenterre, Application Note AND9131/D, Designing a LED Driver with the NCL30080/81/82/83, [http://www.onsemi.com/pub link/Collateral/AND9131JP-D.PDF](http://www.onsemi.com/pub_link/Collateral/AND9131JP-D.PDF)
- [3] Stéphanie Cannenterre, Understanding sources of LED current deviations...
- [4] Joel Turchi, “NCL30088 and NCL30085 Safety Tests Consideration”, Application Note <http://www.onsemi.com/pub link/Collateral/AND9204-D.PDF>

ON Semiconductor及びONのロゴはSemiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) 若しくはその子会社の米国及び/または他の国における登録商標です。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。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いたします。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諾しません。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、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
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 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

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2190
Japan Customer Focus Center
Phone: 81-3-5817-1050

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>
For additional information, please contact your local Sales Representative