

NCL30080/81/82/83を使用したLEDドライバの設計



ON Semiconductor®

www.onsemi.jp

APPLICATION NOTE

はじめに

LED照明が低消費電力アプリケーションで活用されるようになり、ランプ設計に際して様々な相反する要件への対応が課題となっています。多くの場合、サイズはA19やGU10など既存の電球や取付器具のサイズによる制約を受けます。熱特性、信頼性、安全性、EMC要件も設計の課題です。NCL3008Xコントローラ・ファミリは、小型の低ワット数LEDドライバを最少の外付部品点数で設計するのに必要なあらゆる機能と保護回路を内蔵しています。

概要

NCL3008Xは、4種類のコントローラを2種類の異なるパッケージ(Micro 8とTSOP6)に封入したファミ

リです。8ピン・パッケージに封入された製品は、追加分の2本のピンを調光と過熱/過電圧保護の目的で使用しています。6ピン・パッケージの製品は、少ない部品点数でLEDドライバを製作するのに必要なすべての基本制御機能と保護機能を内蔵しています。

Table 1. PRODUCT MATRIX

Product	Package	Thermal Foldback	Analog/Digital Dimming	5 Step LOG Dimming
NCL30080A/B	TSOP6	No	No	No
NCL30081A/B	TSOP6	No	No	Yes
NCL30082A/B	Micro-8	Yes	Yes	No
NCL30083A/B	Micro-8	Yes	Soft-start	Yes

NCL3008XのAバージョンでは、いくつかの保護機能はラッチされます。一方、Bバージョンではどの障害が発生した場合でも、自動的に回復可能です。

これらのコントローラには、制御アルゴリズムが組み込まれており、1次側からの供給に対するフライバック・コンバータの出力電流を正確に安定化できます。この結果、オプトカップラや関連回路が不要になります。この制御方式では、昇降圧とSEPICの各トポロジもサポートしています。出力電流安定化は、85~265 Vrmsのライン電圧範囲全体で、±2%の水準で達成されます。

この電力制御では、臨界導通モード(CrM)アプローチと低点スイッチングを使用して、効率とEMIフィルタリングを最適化します。コントローラは、簡潔なCrM動作で通常達成できる範囲に比べて、周波数をより厳格な範囲内に維持する動作を実現する目的で、適切な低点を選択します。

定電流制御

フライバック・コンバータ内では、リーク・インダクタンスにより一次電流の減衰と二次電流の上昇が緩やかになります。したがって、一次側から二次側への電流転送が遅延し、二次側のピーク電流が次のとおり減少します。

$$I_{D,pk} < \frac{I_{L,pk}}{N_{sp}} \quad (\text{eq. 1})$$

リーク・インダクタンスがリセットされると、ダイオード電流がピークに達します。したがって、出力電流を正確に安定化するには、リーク・インダクタ電流を考慮に入れる必要があります。クランプ・ネットワークの電流をセンスする方法でこれを達成できます。実際には、クランプ・コンデンサの一方のノードはバルク電圧 V_{bulk} ではなく、 R_{sense} に接続されています。その結果、CSピンの電圧を読み取ると、一次電流の全体像(Figure 3の赤い線)を得ることができます。

ダイオードが導通した時点で、二次側の電流は $I_{D,pk}$ から0まで直線的に減少します。ダイオード電流がターンオフすると、インダクタ($L_p + L_{leak}$)と集中コンデンサで形成される共振ネットワークに基づき、ドレイン電圧の発振が開始されます。この電圧はフライバック・モードで結線された補助巻線に反映されます。したがって、補助巻線の電圧を観測すると、二次側ダイオードの導通終了の時期を検出できます。定電流制御ブロックは、出力電流 I_{out} を一定に保つために、リーク・インダクタ電流と、出力整流器の導通の終了を取得し、ドレイン電流を制御します。次の式が得られます。

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

センス抵抗を選択して出力電流値を設定します。

$$R_{\text{sense}} = \frac{V_{\text{ref}}}{2N_{\text{sp}}I_{\text{out}}} \quad (\text{eq. 3})$$

(eq.2)から分かる最初の要点は、出力電流がインダクタ値に依存しないことです。さらに、リセット時間コントローラが把握しているため、リーク・インダクタンスは出力電流値に影響しません。

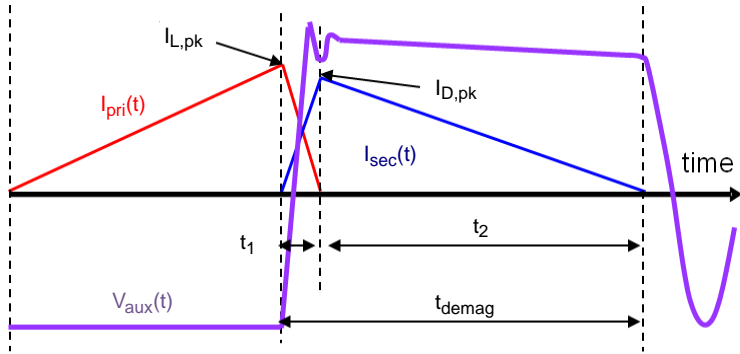


Figure 1. Fly-back Currents and Auxiliary Winding Voltage in DCM

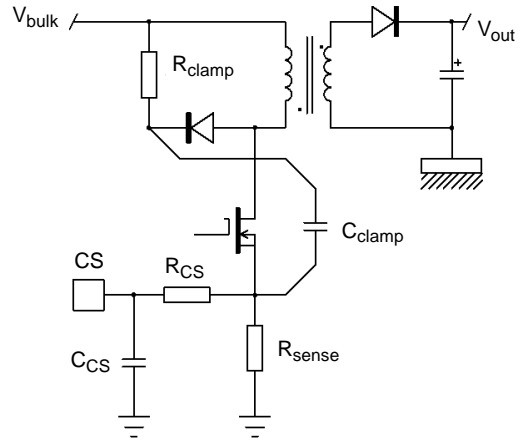


Figure 2. Fly-back Converter

正確な電流制御のための設計ルール

二次側電流を正確に安定化するために、電流センス電圧の波形を一次側電流と同じにする必要があります

ます。Figure 3には、正確に出力電流を安定化するための電流センス波形が緑色で表示されています。

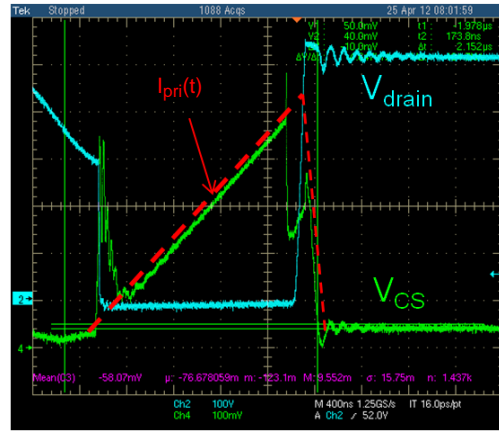
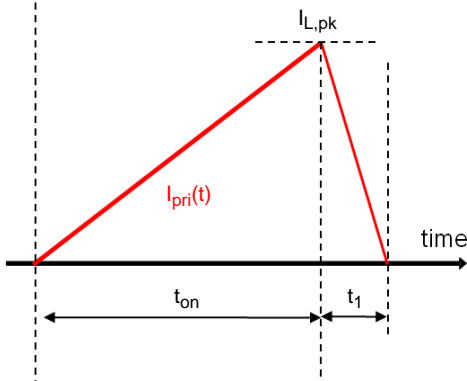


Figure 3. Current Sense Voltage Waveform for an Accurate Current Regulation

電流センス電圧の波形は出力電流の安定化に影響します。事実、コントローラは電流センス電圧がリーク・インダクタンスのリセット $V_{\text{CS(low)}}$ のしきい値といつクロスするかを監視し、この情報に基づいて出力電流の設定ポイントを計算します。したがって

、CS電圧の形状は、出力電流の設定ポイントに影響します。CSピンのフィルタ (R_{LFF} 、 C_{CS}) が大きすぎる場合は、出力電流の設定ポイントが変化します (I_{out} が、予測値より大きくなる)。Figure 5に、そのような状況での電流センスの波形を示します。

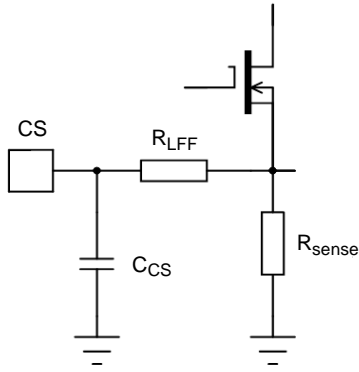


Figure 4. Current-sense Pin

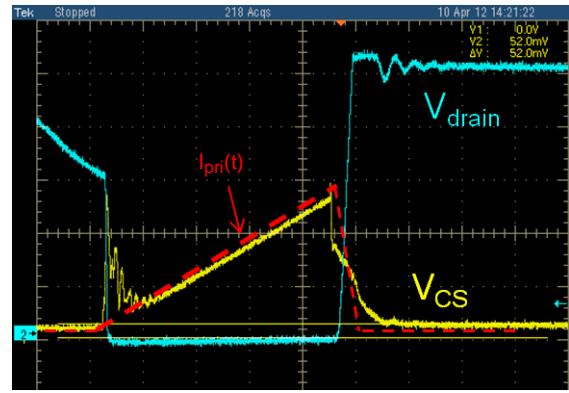


Figure 5. CS Pin Filter Not Optimized: CS Shape Differs from Primary Current Shape

ZCDピンの電圧を使用して、二次側電流が0になるとそれを検出します。内部のブランキング・タイム t_{BLANK} が所定の時間を経過した時点で、発振がまだ減衰していない場合は、リーク・インダクタンスと集中コンデンサによって引き起こされたリングングをフィルタするために、この動作が重要です。

正確に電流を安定化するために、減磁は t_{BLANK} より長くする必要があります。そうしないと、コントローラは二次側電流が0になる厳密な瞬間を正しく検出できず、電流の安定化が大きく劣化します。

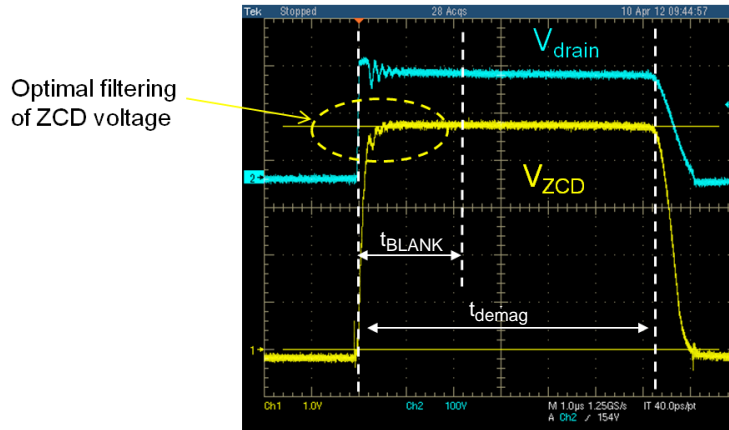


Figure 6. Optimal Filtering of ZCD Pin Voltage

LEDドライバの仕様

この資料で記述する設計手法を明確に説明するために、フライバックLEDドライバに関する次の仕様を考察します。

Table 2. LED DRIVER SPECIFICATION

Description	Symbol	Value	Units
LED Driver Specification			
Minimum Input Voltage	$V_{in,min}$	85	V rms
Maximum Input Voltage	$V_{in,max}$	265	V rms
Minimum Output Voltage	$V_{out,min}$	12	V
Maximum Output Voltage	$V_{out,max}$	24	V
Output Voltage at which the OVP is Activated	$V_{out(OVP)}$	28	V
Output Current (Nominal)	I_{out}	0.5	A
Output Rectifier Voltage Drop (Estimated)	V_f	0.6	V
Input Voltage for Brown-in	$V_{in(start)}$	72	Vrms
Start-up Time	$t_{startup}$	≤ 1.5	s

Table 2. LED DRIVER SPECIFICATION (continued)

Description	Symbol	Value	Units
Other Parameters			
Estimated Efficiency	η	85	%
Estimated Lump Capacitor	C_{lump}	50	pF
Switching Frequency at $P_{out,max}$, $V_{in,min}$	F_{sw}	45	kHz
Estimated Bulk Voltage Ripple	V_{ripple}	30	V

コントローラ周辺の部品値の計算

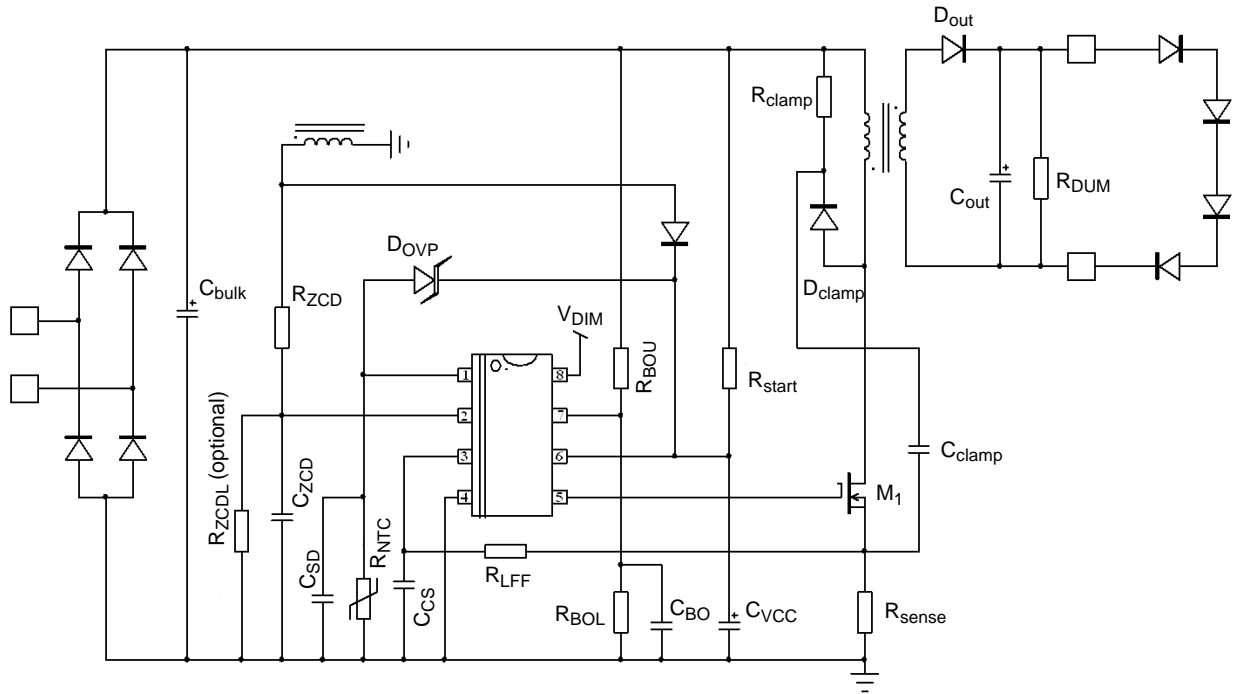


Figure 7. Generic Application Schematic

抵抗 R_{ZCD} は、ZCDピンに流入する電流を制限します。また、この抵抗とコンデンサ C_{ZCD} の組み合わせによって、ゼロ電圧クロス・イベントの発生が遅延し、ドレイン電圧が低点にある瞬間にターンオンが発生するように調整できます。

R_{ZCD} を計算するには、オン時間とオフ時間中の補助巻線の電圧値を最初に計算する必要があります。

オン時間中に、この電圧の振幅は最大入力電圧に対応して、次のとおりその最大値に達します。

$$V_{aux(low)} = -N_{auxp} V_{in,max} \sqrt{2} \quad (eq. 4)$$

オフ時間中は、補助巻線の最大電圧を計算するために、最大出力電圧値を検討する必要があります。

$$V_{aux(high)} = \frac{N_{auxp}}{N_{sp}} (V_{out} + V_f) \quad (eq. 5)$$

ここで、

N_{auxp} は補助と一次側の巻線比で、 $N_{auxp} = N_{aux}/N_p$ で表すことができます。

次に、補助巻線電圧の最大値を使用して、次のように R_{ZCD} を計算します。

$$R_{ZCD} \geq \max \left(\frac{V_{aux(high)}}{I_{ZCD(max+)}} , \frac{V_{aux(low)}}{I_{ZCD(max-)}} \right) \quad (eq. 6)$$

設計例:

最大入力電圧は、 $V_{in,max} = 265 \text{ V rms}$ です。

$N_{auxp} = 0.17$ となります。

データシートから次のように計算できます。

$$I_{ZCD(max)} = -2, +5 \text{ mA}$$

$$V_{aux(high)} = \frac{N_{auxp}}{N_{sp}} (V_{out,max} + V_f) = \frac{0.17}{0.17} (28 + 0.5) = 28.5 \text{ V} \quad (eq. 7)$$

$$V_{aux(low)} = -N_{auxp} V_{in,max} \sqrt{2} = -0.17 \times 265 \times \sqrt{2} = -63.7 \text{ V} \quad (eq. 8)$$

$$R_{ZCD} \geq \max \left(\frac{V_{aux(high)}}{I_{ZCD(max+)}} , \frac{V_{aux(low)}}{I_{ZCD(max-)}} \right) = \max \left(\frac{28.5}{5m}, \frac{-63.7}{-2m} \right) = \max(5.7k, 31.8k) = 31.8k\Omega \quad (eq. 9)$$

NTCの選択

設計者が重視するパラメータに応じて、サーミスタを選択する方法は複数あります。サーマル・フォールドバックの開始温度 $T_{TFstart}$ と、設計パラメータに従って過熱保護(OTP)をトリガする必要がある温度 T_{OTP} に注目します。

SDピンの電圧が1 V以下になった時点で、コントローラは出力電流を減らし始めます。この電圧は次のとおりSDピンとグランド間の抵抗に対応します。 $R_{SD} \leq 11.76 \text{ k}\Omega$ 、 $R_{SD} \leq 8 \text{ k}\Omega$ の時点で、電流の現象が停止します。出力電流は、その公称値の50%にクランプされます。 $R_{SD} \leq 5.88 \text{ k}\Omega$ のとき、コントローラは過熱を検出し、シャットダウンします。

出発点として、温度要件を満たすのに必要な材質の感度指標、言い換えると定数Bを計算してみることもできます。Bに関する式は、サーミスタ・メーカーのアプリケーション・ノートまたはデータシートに記載されています。Bの値を計算するには、温度 T_1 および T_2 の時点で、サーミスタの抵抗 R_1 と R_2 を計算する必要があります。

$$B = \frac{T_1 T_2}{T_2 - T_1} \ln\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (\text{eq. 10})$$

この例では、この式を次のように変換できます。

$$B_x = \frac{T_{OTP} T_{TFstart}}{T_{OTP} - T_{TFstart}} \ln\left(\frac{R_{TFstart}}{R_{OTP}}\right) \quad (\text{eq. 11})$$

ここで、

$T_{TFstart}$ は、サーマル・フォールドバックの開始温度

$R_{TFstart}$ は上記で説明した対応する抵抗

$R_{TFstart} = 11.76 \text{ k}\Omega$

T_{OTP} はOTPをトリガする必要がある温度

R_{OTP} は上記で説明した対応する抵抗

$R_{OTP} = 5.88 \text{ k}\Omega$

一般的に、メーカーで提示されるBは、25°Cと85°Cのときに計算されたものです。Bの値は、計算時の温度によって異なります。このため、近似値を使用し、計算した B_x の±5%の範囲内にある材質を検討する可能性があります。

次に、この B_x 値を使用して、必要なサーミスタの25°Cの時点での抵抗を近似計算します。

$$R_{25} = \frac{R_{TFstart}}{e^{B_x \left(\frac{1}{T_{TFstart}} - \frac{1}{25+273} \right)}} \quad (\text{eq. 12})$$

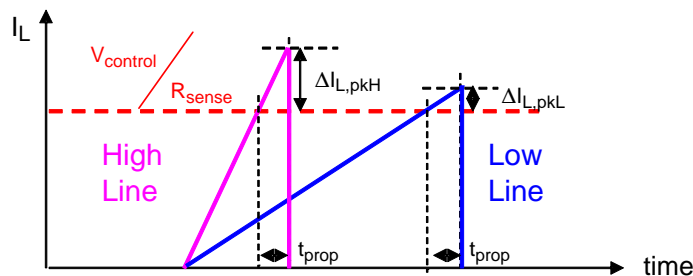


Figure 8. Propagation Delay Effect on Peak Current

設計例:

$$B_x = \frac{T_{OTP} T_{TFstart}}{T_{OTP} - T_{TFstart}} \ln\left(\frac{R_{TFstart}}{R_{OTP}}\right) = \frac{348 \times 368}{368 - 348} \ln\left(\frac{11.76\text{k}}{5.88\text{k}}\right) = 4438 \text{ K} \quad (\text{eq. 13})$$

$$R_{25} = \frac{R_{TFstart}}{e^{B_x \left(\frac{1}{T_{TFstart}} - \frac{1}{25+273} \right)}} = \frac{11.76\text{k}}{e^{4438 \left(\frac{1}{348} - \frac{1}{298} \right)}} = 99.9 \text{ k}\Omega \quad (\text{eq. 14})$$

最後に、 $B_{25/85} = 4220$ 、 $R_{25} = 100 \text{ k}\Omega$ というNTCを選択します。

抵抗対温度 $R(T)$ を示すメーカーの表から、次の値を得ることができます。

$R_{75} = 13.16 \text{ k}\Omega$ 、 $R_{80} = 11.06 \text{ k}\Omega$ は、温度フォールドバック・ポイントが75~80°Cの間にあることを意味します。

$R_{95} = 6.74 \text{ k}\Omega$ 、 $R_{100} = 5.76 \text{ k}\Omega$ は、OTPトリップ・ポイントが95~100°Cの間にあることを意味します。

また、NTCの $R(T)$ 特性を修正するために、NTCと並列に抵抗を配置することもできます。

SDピンのコンデンサの選択

SDピンのコンデンサは4.7 nF以下にする必要があります。その結果、コントローラは R_{SD} が約8 kΩの場合も含め、あらゆる条件下で起動できるようになります。

実際、起動時にコントローラはDRVパルスを開始する前に最小μsにわたって待機します。これは電流源が C_{SD} を充電できるようにするためです。仮に、過度に大きいコンデンサを使用する場合は、180 μsのタイマが終了する前に、SDピンの電圧が0.5 Vまで上昇することができません。したがって、コントローラは過熱条件を検出することになります。

CSピン・ネットワークの設計(R_{LFF} 、 C_{CS})

電流センス電圧がプログラムした内部しきい値 $V_{control}$ に達してからMOSFETがオフ状態になるまでの伝播遅延 t_{prop} は、出力電流の安定化に影響するため、考慮に入れなければなりません。 t_{prop} に起因するピーク電流の増加を補償する必要があります。

伝播遅延の効果を補償するには、MOSFETのオン時間中のみ、CSピンのライン電圧に比例するオフセット電流を印加します。 $V_{pinVIN} > 5V$ の場合、オフセット電流はクランプされます。 $I_{offset(MAX)} = 76.5 \mu A$ (代表値)。

オフセット電圧の大きさを調整するには、CSピンとセンス抵抗の間に抵抗 R_{LFF} を接続します。

$$V_{CS(offset)} = K_{LFF} V_{pinVIN} R_{LFF} \quad (eq. 15)$$

出発点として、次の式を使用してオフセット抵抗の値を推定できます。

$$R_{LFF} = \left(1 + \frac{R_{BOU}}{R_{BOL}} \right) \frac{t_{prop} R_{sense}}{L_p K_{LFF}} \quad (eq. 16)$$

ここで、 K_{LFF} は、VINピンでの電圧から電流への変換比であり、NCL30080/81/82/83のデータシートに記載されています。この代表的な値は $17 \mu A/V$ です。

R_{BOU} と R_{BOL} はブラウンアウト抵抗で、その大きさは次の段落で計算します。

パラメータ t_{prop} には、コントローラの伝播遅延(データシートに掲載されている代表値は $50 ns$)と、MOSFETのゲート駆動の伝播遅延が含まれます。したがって、この値は選択したMOSFET、およびDRVピンとMOSFETのゲート間に追加した外部素子(直列抵抗、PNPトランジスタなど)によって異なります。その結果、LEDドライバの設計開始に先立ってこのパラメータを正確に決定するのは困難です。

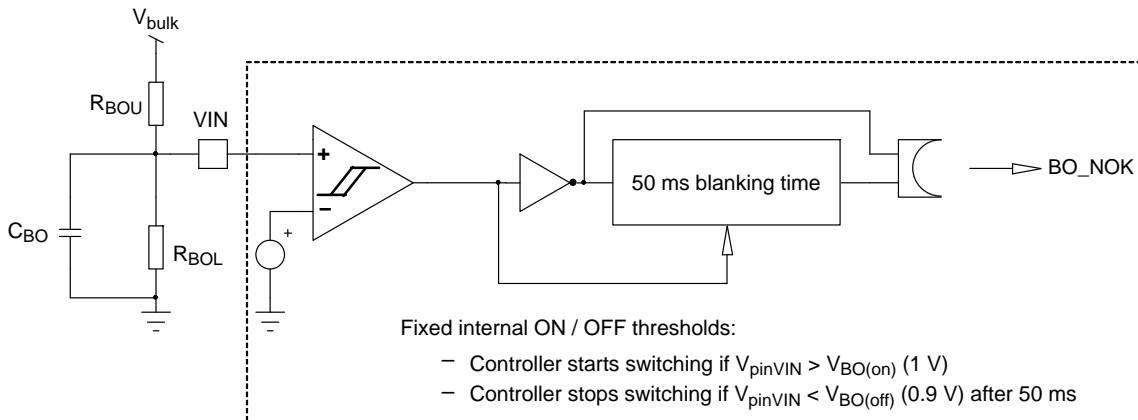


Figure 9. Brown-out Circuit

最初に、 R_{BOL} の値を $10 \sim 100 k\Omega$ の範囲で選択します。抵抗ネットワーク内での電力損失を低減するために、抵抗の値を $62 \sim 100 k\Omega$ の範囲内で選択するのが妥当です。

この設計では、 $R_{BOL} = 100 k\Omega$ を選択します。

その後、コントローラがスイッチングを開始する必要がある入力電圧 $V_{in(start)}$ を選択します。

上側のブラウンアウト抵抗 R_{BOU} の値は、次の式を使って計算できます。

最初の近似計算として、 R_{LFF} を計算するために、次の値を出発点にします： $t_{prop} = 150 ns$

次に、フラットな出力電流を得るために、実験に基づいてオフセット抵抗の値を調整することができます。

(eq.16)を使用して、この設計で採用する R_{LFF} の最初の値を計算することができます。

$$R_{LFF} = \left(1 + \frac{R_{BOU}}{R_{BOL}} \right) \frac{t_{prop} R_{sense}}{L_p K_{LFF}} = \left(1 + \frac{9.9Meg}{100k} \right) \frac{150n \times 1.5}{1900\mu \times 17\mu} = 696 \Omega \quad (eq. 17)$$

ラボでの実験後に、 R_{LFF} の値を大きくして 820Ω にしました。

CSピンのコンデンサの選択

電流センス電圧の波形は、出力電流の安定化に影響します。CSピンのフィルタ(R_{LFF} 、 C_{CS})が大きすぎる場合は、出力電流の設定ポイントが変化します(I_{out} が、予測値より大きくなる)。したがって、 R_{LFF} を選択した後は、出力電流の安定化を良好にするために、 C_{CS} を小さい値に維持することが重要です。 C_{CS} は $10 \sim 100 pF$ の範囲にする必要があります。

ブラウンアウト抵抗の選択

$V_{CC} > V_{CC(on)}$ および $V_{pinVIN} > V_{BO(on)}$ の時点で、コントローラはスイッチングを開始します。

$$R_{BOU} = R_{BOL} \left(\frac{V_{in(start)} \sqrt{2}}{V_{BO(on)}} - 1 \right) \quad (eq. 18)$$

コントローラはブラウンアウト条件を検出し、VINピンの電圧が $50 ms$ にわたって $V_{BO(off)}$ 以下にとどまる場合はシャットダウンします。したがって、コントローラがスイッチングを停止する時点のライン電圧 $V_{in(stop)}$ を推測できます。

$$V_{in(stop)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{R_{BOU} + R_{BOL}}{R_{BOL}} V_{BO(off)} \quad (\text{eq. 19})$$

設計例:

$$V_{in(start)} = 71 \text{ V rms}$$

$$R_{BOL} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{BOU} = R_{BOL} \left(\frac{V_{in(start)} \sqrt{2}}{V_{BO(on)}} - 1 \right) = 100k \left(\frac{71\sqrt{2}}{1} - 1 \right) = 9.94 \text{ M}\Omega \quad (\text{eq. 20})$$

$R_{BOU} = 9.9 \text{ M}\Omega$ を選択します。

$$V_{in(stop)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{R_{BOU} + R_{BOL}}{R_{BOL}} V_{BO(off)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{9.9M + 100k}{100k} 0.9 = 63.6 \text{ Vrms} \quad (\text{eq. 21})$$

$V_{in} < 63.6 \text{ Vrms}$ の時点で、コントローラは停止します。

調光ピン(NCL30082のみ)

NCL30082のDIMピンには、イネーブルしきい値 $V_{DIM(EN)}$ があります。パルスを開始するには、DIMピンの電圧が $V_{DIM(EN)}$ を上回る必要があります。

DIMピンはアナログとPWMの調光機能を兼ね備えています。

このピンに V_{DIM100} 未満の信号が印加された場合、コントローラは印加電圧に比例して出力電流を小さくします。次の式に、出力電流とDIMピンの電圧との関係を示します。

$$I_{out}(\%) = \frac{100}{175} V_{DIM} - 0.4 \quad (\text{eq. 22})$$

通常のPWM調光を実施するには、“L”状態の値として $V_{DIM(EN)}$ 以下の信号、および“H”状態の値として V_{DIM100} を上回る信号を印加します。PWM調光を実施する場合に出力電流をさらに小さくする(Figure 10に示す深いPWM調光)ために、“H”状態の値が V_{DIM100} 以下の方波信号を印加することもできます。

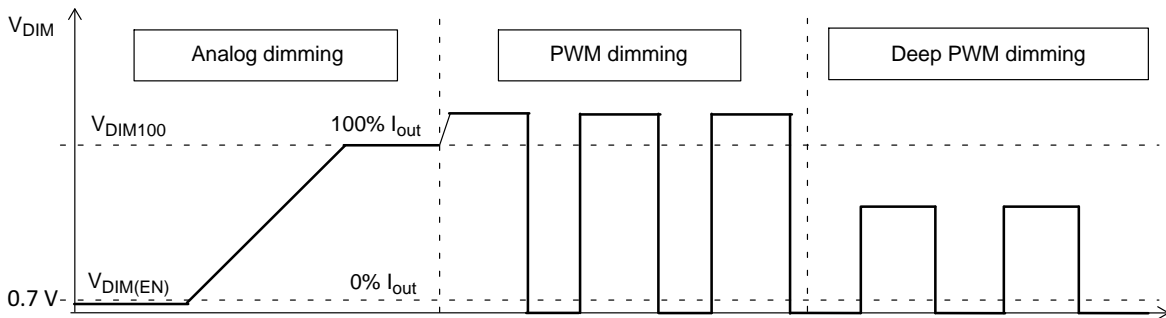


Figure 10. Analog / PWM Dimming

スタートアップ・ネットワーク

NCL3008Xは、スタートアップ時に低電流を消費します(代表値は14 μA 、最大値は30 μA)。したがって、必要なスタートアップ時間によっては、大きい値のスタートアップ抵抗を使用して、スタートアップ・ネットワーク内の消費電力を小さくすることもできます。ただし、障害モードでのスタートアップを実施する間は、4 sの自動回復タイマーがカウントを実行しているときに、デバイスの消費電流はわずかに大きく(最大値60 μA)なります。

電源設計者は、Figure 11に記載したスタートアップ電流 I_{startup} が、常に60 μA を上回っていることを確認する必要があります。

スタートアップ抵抗 R_{startup} は、バルク・レールと半波のどちらかに接続できます(Figure 11)。スタートアップ抵抗を半波に接続すると、スタートアップ抵抗で消費される電力を削減できます。

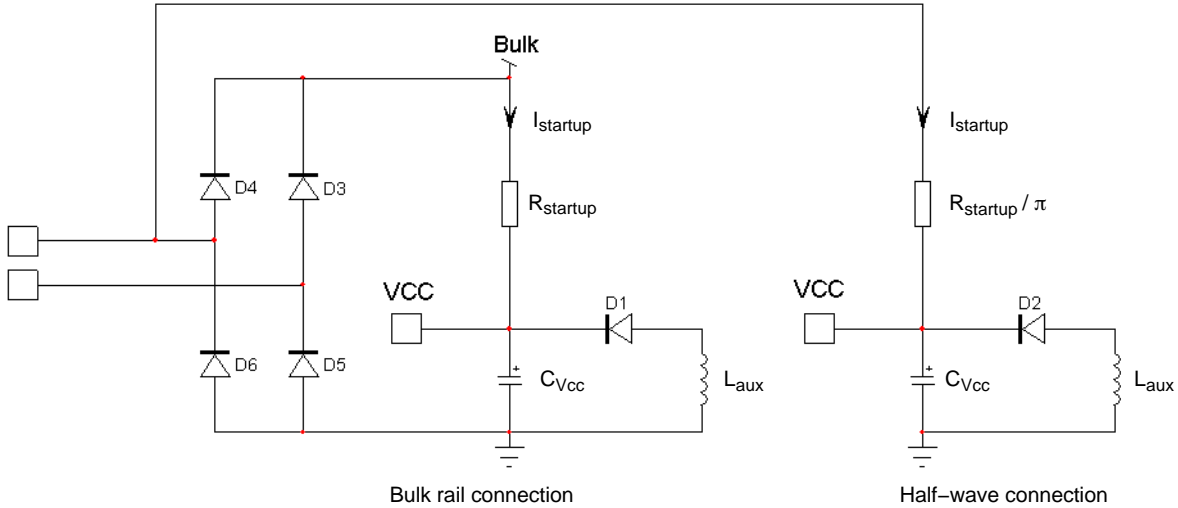


Figure 11. The Startup Resistor can be Connected to the Bulk Rail or to the Half Wave

スタートアップ・コンデンサの計算

スタートアップ・コンデンサは、 V_{CC} が $V_{\text{CC(off)}}$ 以下に低下する前に、電源がループを閉じることができる値に計算されます。したがって、補助巻線電圧 V_{aux} が十分高い電圧になってコントローラに電力を供給できるようになるまでは、 C_{Vcc} は単独でコントローラに電力を供給する必要があります。コントローラが C_{Vcc} 単体から電力を供給される期間を、 t_{reg} と記述します(Figure 12)。

スタートアップ時は、出力電圧がLEDストリングの順方向しきい値を上回るまでは、LEDストリング

にほとんど電流が流れません。したがって、全電流が出力コンデンサの充電に使用されると考えることができます。その結果、時間 t_{reg} を概算で次のように推定できます。

$$t_{\text{reg}} = \frac{C_{\text{out}}}{I_{\text{out}}} (V_{\text{out1}} + V_i) \frac{N_{\text{auxp}}}{N_{\text{sp}}} \quad (\text{eq. 23})$$

ここで、 V_{out1} は、補助巻線がコントローラへの電力供給を開始する時点での電圧に対応します。



Figure 12. V_{CC} Waveform during Startup

スタートアップ・コンデンサの値は、次のように計算できます。

$$C_{V_{CC}} \geq \frac{(I_{CC2} + Q_g F_{sw}) t_{reg}}{V_{CC(ON),min} - V_{CC(OFF),max}} \quad (\text{eq. 24})$$

スタートアップ時に $C_{V_{CC}}$ を単独で充電するのに必要な電流は、次のとおりです。

$$I_{C_{V_{CC}}} = \frac{V_{CC(ON),max} C_{V_{CC}}}{t_{startup}} \quad (\text{eq. 25})$$

設計例:

4個の10 W LEDを駆動するこのドライバに対して、3 A、800 VのMOSFET (ST MicroelectronicsのSTP3NK80)を選択します。

合計ゲート電荷は、 $Q_g = 19 \text{ nC}$ です。

低いライン電圧で負荷出力が最大の場合のスイッチング周波数は、 $F_{sw} = 55 \text{ kHz}$ です。

$V_{in} = 90 \text{ Vrms}$ の場合は、LEDドライバの合計スタートアップ時間を1.5秒以下にする必要があります。

$V_{out1} = 15 \text{ V}$ を選択します。

データシートから、次のパラメータの値を読み取ることができます。

- $I_{CC2} = 2.1 \text{ mA}$
- $V_{CC(ON),min} = 16 \text{ V}$
- $V_{CC(ON),max} = 20 \text{ V}$
- $V_{CC(OFF),max} = 9.4 \text{ V}$

次のように推測できます。

$$t_{reg} = \frac{C_{out}}{I_{out}} (V_{out1} + V_f) \frac{N_{auxp}}{N_{sp}} = \frac{120 \times 10^{-6}}{0.470} (15 + 0.6) \frac{0.17}{0.17} \approx 4 \text{ ms} \quad (\text{eq. 26})$$

$$C_{V_{CC}} = \frac{(I_{CC2} + Q_g F_{sw}) t_{reg}}{V_{CC(ON),min} - V_{CC(OFF),max}} = \frac{(2.1\text{m} + 19\text{n} \times 55\text{k}) \times 4\text{m}}{16 - 9.4} = 1.91 \text{ }\mu\text{F} \quad (\text{eq. 27})$$

$C_{V_{CC}}$ として $2.2 \text{ }\mu\text{F}$ のコンデンサ1個を選択できそうですが、NCL30083のステップ調光を使用する状況も考慮する必要があります。この場合は、ブラウンアウト条件が検出されるたびに、個別ステップで出力電流が減少します。したがって、 $4.7 \text{ }\mu\text{F}$ のコンデンサ1個を選択します。

$C_{V_{CC}}$ を充電するのに必要な電流は、次のとおりです。

$$I_{C_{V_{CC}}} = \frac{V_{CC(ON),max} C_{V_{CC}}}{t_{startup}} = \frac{20 \times 4.7\mu}{1.5} \approx 63 \text{ }\mu\text{A} \quad (\text{eq. 28})$$

スタートアップ抵抗の計算

● **バルク接続:**

抵抗をバルク・レールに接続している場合は、次の式を使用して抵抗の値を計算できます。

$$R_{startup} = \frac{V_{in,min} \sqrt{2}}{I_{C_{V_{CC}}} + I_{CC(start)}} \quad (\text{eq. 29})$$

ここで、

$I_{C_{V_{CC}}}$ は、 V_{CC} ピンのコンデンサを充電するのに必要な電流

$I_{CC(start)}$ は、スタートアップ時にコントローラが消費する電流

$V_{in,min}$ は最小入力電圧

バルク・レールに接続されているスタートアップ抵抗が消費する最大電力は、次のとおりです。

$$P_{startup} = \frac{(V_{in,max} \sqrt{2} - V_{CC})^2}{R_{startup}} \quad (\text{eq. 30})$$

● **半波接続:**

抵抗を半波に接続する場合は、次のようになりません。

$$R_{startup1/2} = \frac{V_{in,min} \sqrt{2}}{I_{C_{V_{CC}}} + I_{CC(start)}} = \frac{R_{startup}}{\pi} \quad (\text{eq. 31})$$

半波に接続されているスタートアップ抵抗が消費する最大電力は、次のとおりです。

$$P_{startup1/2} = \frac{\left(\frac{V_{in,max} \sqrt{2}}{\pi} - V_{CC} \right)^2}{R_{startup1/2}} \quad (\text{eq. 32})$$

設計例:

データシートから、 $I_{CC(start)}$ の代表値は $14 \text{ }\mu\text{A}$ と読み取れます。

次のように推論できます。

$$R_{startup} = \frac{V_{in,min} \sqrt{2}}{I_{C_{V_{CC}}} + I_{CC(start),max}} = \frac{85 \sqrt{2}}{63\mu + 14\mu} = 1.56 \text{ M}\Omega \quad (\text{eq. 33})$$

$$R_{startup1/2} = \frac{V_{in,min} \sqrt{2}}{I_{C_{V_{CC}}} + I_{CC(start)}} = \frac{85 \sqrt{2}}{63\mu + 14\mu} \approx 497 \text{ k}\Omega \quad (\text{eq. 34})$$

最大入力電圧のときに各抵抗が消費する電力は、次のとおりです。

$$P_{startup} = \frac{(V_{in,max} \sqrt{2} - V_{CC})^2}{R_{startup}} = \frac{(265 \sqrt{2} - 20)^2}{1.56 \times 10^6} = 81 \text{ mW} \quad (\text{eq. 35})$$

$$P_{startup1/2} = \frac{\left(\frac{V_{in,max} \sqrt{2}}{\pi} - V_{CC} \right)^2}{R_{startup1/2}} = \frac{\left(\frac{265 \sqrt{2}}{\pi} - 20 \right)^2}{497\text{k}} = 20 \text{ mW} \quad (\text{eq. 36})$$

スタートアップ抵抗を半波に接続すると、 60 mW の電力を節約できます。したがって、LEDドライバの設計ではこのアプローチを選択します。

フライバック・トランスの設計

トランスは、MOSFET、出力整流器、RCDクランプ・ネットワークの選択に影響するので、電源設計の重要な部分と言えます。トランスの設計は、性能とソリューション・コストの兼ね合いです。例えば、ドレイン-ソース間の電圧値としてより大きい値を許容する場合は、ブレークダウン電圧がより大きいMOSFETを使用することを意味しますが、その結果、ブレークダウン電圧がより小さい出力整流器の使用を許容することになります。また、この場合はRCDクランプでの電力損失が減少すると同時に、より大きい値のクランプ抵抗を使用することもできます(トランスのリーク・インダクタンスを制御可能な状態に維持できることが前提)。より高い出力電圧を反映して、必要な一次側最大ピーク電流も小さくなりますが、二次側ピーク電流は大きくなります。

巻線比の計算

NCL3008Xに実装されている定電流アルゴリズムは、MOSFETのデューティ・サイクルが50%以上の場合に出力電流の安定化をより適切に実現します。1st Valley (最初の低点)で動作する疑似方形波共振(QR)フライバック・コンバータのデューティ・サイクルは、次のように計算できます。

$$D = \frac{V_{out} + V_f}{N_{sp} V_{in} + V_{out} + V_f} \quad (\text{eq. 37})$$

デューティ・サイクルは、出力負荷と入力電圧によって異なります。実際は、あらゆる入力電圧/出力負荷の条件で $D > 0.5$ を達成できるわけではありません。したがって、選択した動作ポイント、たとえば最大出力負荷と最小入力電圧で50%以上のデューティ・サイクルを達成できるように、トランスを設計することにします。

$$N_{sp} < \frac{\frac{V_{out,max} + V_f}{0.5} - (V_{out,max} + V_f)}{V_{in,min} \sqrt{2}} \quad (\text{eq. 38})$$

このLEDドライバでは、 $V_{out,max}$ および $V_{in,min}$ の地点で、約55%のデューティ・サイクルを達成する方針を採用します。

$$N_{sp} = \frac{\frac{V_{out,max} + V_f}{0.55} - (V_{out,max} + V_f)}{V_{in,min}} = \frac{\frac{24 + 0.6}{0.55} - (24 + 0.6)}{85 \sqrt{2}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow N_{sp} = 0.167 \quad (\text{eq. 39})$$

一次側最大ピーク電流とインダクタンス

ピーク電流が最大値に達するのは、最大入力電圧、および最大出力負荷 $P_{out,max}$ の地点です。この動

作ポイントに対応するスイッチング周波数 $F_{sw,min}$ を選択すると、最大ピーク電流および一次側インダクタンスの値を計算できます。

$$I_{L,pk} = 2 \frac{P_{out,max}}{\eta} \left(\frac{1}{V_{in,min} \sqrt{2} - V_{ripple}} + \frac{N_{sp}}{V_{out(OVP)} + V_f} \right) + \pi \sqrt{\frac{2P_{out,max} C_{lump} F_{sw,min}}{\eta}} \quad (\text{eq. 40})$$

$$L_p = \frac{2P_{out,max}}{I_{L,pk}^2 F_{sw,min} \eta} \quad (\text{eq. 41})$$

ここで、

V_{ripple} はバルク電圧のリップル

C_{lump} はMOSFETのドレイン・ノードにおける合計静電容量です。最初の近似計算では、 C_{OSS} の値を使用します。

$V_{out(OVP)}$ は過電圧保護をトリガする必要がある出力電圧

η は電源の推定効率

式(40)と(41)を使用して、最大ピーク電流とフライバック・トランスの一次側インダクタンスを計算できます。

$$I_{L,pk} = 2 \frac{P_{out,max}}{\eta} \left(\frac{1}{V_{in,min} \sqrt{2} - V_{ripple}} + \frac{N_{sp}}{V_{out(OVP)} + V_f} \right) + \pi \sqrt{\frac{2P_{out,max} C_{lump} F_{sw,min}}{\eta}} =$$

$$= 2 \frac{28 \times 0.5}{0.85} \left(\frac{1}{85 \sqrt{2} - 30} + \frac{0.167}{28 + 0.6} \right) + \pi \sqrt{\frac{2 \times 28 \times 0.5 \times 50p \times 50k}{0.85}} \Rightarrow I_{L,pk} = 0.59 \text{ A} \quad (\text{eq. 42})$$

$$L_p = \frac{2P_{out,max}}{I_{L,pk}^2 F_{sw,min} \eta} = \frac{2 \times 28 \times 0.5}{0.59^2 \times 50k \times 0.84} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow L_p = 1900 \mu\text{H} \quad (\text{eq. 43})$$

MOSFETのブレイクダウン電圧の選択

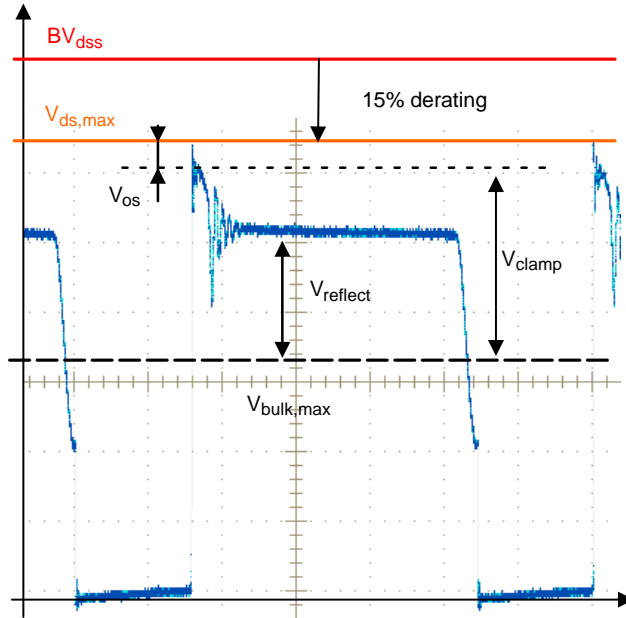


Figure 13. MOSFET Drain-source Voltage at High Line

Figure 13に、1st Valleyで動作しているMOSFETのドレイン-ソース間電圧の波形を示します。

$V_{out(OVP)}$ のレベルが最大出力電圧であると想定して、ドレイン・ノードが到達する最大電圧を推定できます。

$$V_{ds,max} = V_{in,max} \sqrt{2} + \frac{(V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{sp}} k_c + V_{os} \quad (\text{eq. 44})$$

ここで、 k_c は、クランプ係数($k_c = V_{clamp} / V_{reflect}$) [1]です。 k_c は、反射された電圧の1.3~1.5倍の範囲内に維持する必要があります。

V_{os} は、クランプ・ダイオードの回復時間に起因するドレイン電圧のオーバーシュートです。

ドレイン-ソース間最大電圧を計算した後、MOSFETのブレイク電圧を選択するために、15%の安全係数を適用します。つまり、次のようになります。

$$B_{V_{dss}} \geq \frac{V_{ds,max}}{(1-0.15)} \quad (\text{eq. 45})$$

次の表に、市場に供給されているMOSFETのブレイクダウン電圧に対して15%のディレーティング係数を考慮した上で、ドレイン-ソース間の最大電圧を示します。

Table 3. $V_{ds,max}$ AFTER 15% DERATING HAS BEEN APPLIED TO BV_{dss}

Breakdown Voltage (BV_{dss})	Maximum drain-source voltage ($V_{ds,max}$)
500 V	425 V
600 V	510 V
650 V	553 V
800 V	680 V

(eq.44)を使用して、設計で使用するMOSFETの $V_{ds,max}$ を計算します。

$$\begin{aligned} V_{ds,max} &= V_{in,max} \sqrt{2} + \frac{(V_{out(OVP)} + V_f)}{N_{sp}} k_c + V_{os} = \\ &= 265 \sqrt{2} + \frac{(28 + 0.6)}{0.167} 1.6 + 20 = 668 \text{ V} \end{aligned} \quad (\text{eq. 46})$$

Table 3を参照して、800 VのMOSFETを選択します。

MOSFETの R_{Dson} の選択

LED電球内のスペースは非常に制限されており、パワーMOSFETや出力整流器にヒートシンクを取り付けるスペースはありません。したがって、ヒートシンクを使用せずにあらゆる状況で電力消費に対応できるMOSFETを選択します。

選択するパッケージの熱抵抗 $R_{\theta JA}$ を把握した上で、選択した最大周囲温度 $T_A(MAX)$ でパッケージが消費できる電力を最初に計算します。

$$P_{pack} = \frac{T_{J(MAX)} - T_A(MAX)}{R_{\theta JA}} \quad (\text{eq. 47})$$

低い電圧ラインと最大負荷で動作できる擬似方形波共振電源では、MOSFETの損失になるのは主に導通損失です。 $T_{J(MAX)}$ におけるMOSFETの R_{Dson} は、次のように推定できます。

$$R_{Dson}(T_J) = \frac{P_{pack}}{I_{pri,rms}^2} \quad (\text{eq. 48})$$

(eq.48)では、 $I_{pri,rms}$ は、次のように、入力電圧が最小、出力負荷が最大の場合のフライバック・トランスにおける一次側のrms電流を意味します。

$$I_{pri,rms} = I_{L,pk} \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{I_{L,pk} L_p F_{sw,min}}{V_{in,min} \sqrt{2} - V_{ripple}} \right)} \quad (\text{eq. 49})$$

MOSFETに関して、TO-220FP絶縁型パッケージを選択します。メーカーのデータシートから $R_{\theta JA} = 62.5^\circ\text{C/W}$ となります。このデバイスの最大接合部温度が 125°C であることを想定します。最大周囲温度は 80°C です。

$$P_{pack} = \frac{T_{J(MAX)} - T_{A(MAX)}}{R_{\theta JA}} = \frac{125 - 80}{62.5} = 0.72 \text{ W} \quad (\text{eq. 50})$$

一次側のピーク電流と一次側のインダクタンスは (42) と (43) で計算しました。一次側のrms電流値を次のように推論できます。

$$\begin{aligned} I_{pri,rms} &= I_{L,pk} \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{I_{L,pk} L_p F_{sw,min}}{V_{in,min} \sqrt{2} - V_{ripple}} \right)} = \\ &= 0.62 \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{0.59 \times 1900\mu \times 50k}{82\sqrt{2} - 30} \right)} = 0.268 \text{ A} \end{aligned} \quad (\text{eq. 51})$$

$T_J = 125^\circ\text{C}$ における R_{DSon} の値を次のように推論できます。

$$R_{DSon(125^\circ\text{C})} = \frac{P_{pack}}{I_{pri,rms}^2} = \frac{0.72}{0.268^2} = 10 \Omega \quad (\text{eq. 52})$$

MOSFETのメーカーは一般に、 25°C における R_{DSon} を規定します。

25°C における R_{DSon} の値は、 $T_J = 125^\circ\text{C}$ の場合の値の約半分なので、 $R_{DSon(25^\circ\text{C})} \leq 5 \Omega$ のMOSFETを選択します。

出力ダイオードの選択

出力ダイオードを選択するには、ダイオードの動的抵抗 r_d と相互作用する二次側のrms電流に起因する損失も考慮することが重要です。

$$P_{diode} = V_f I_{out} + r_d I_{sec,rms}^2 \quad (\text{eq. 53})$$

ダイオードの動的抵抗は、ダイオードのデータシートに記載されているI-V曲線から求めること、または測定することができます。

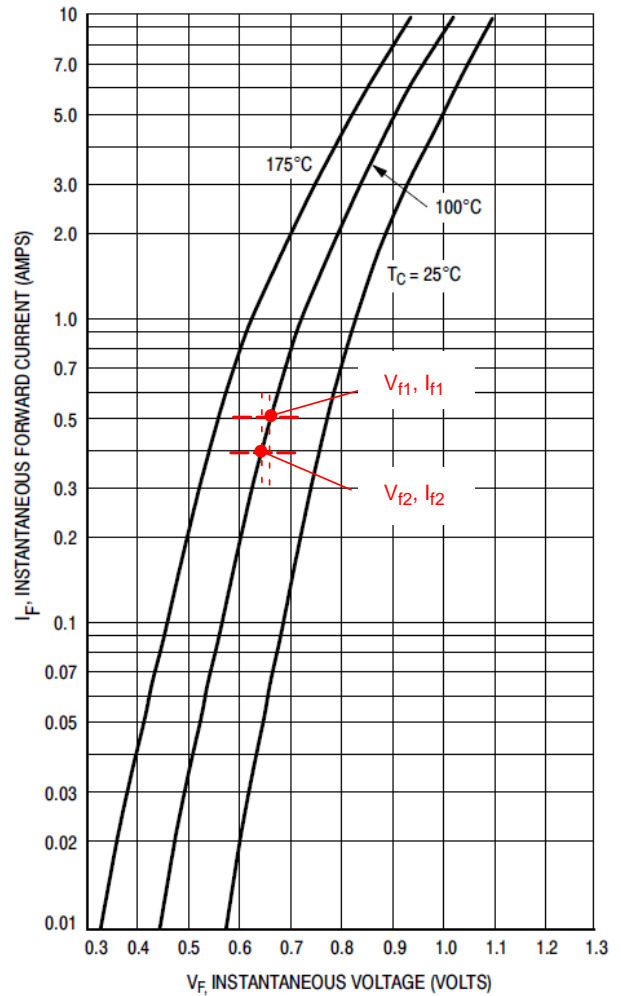


Figure 14. MURS220 Curves

$I_{f1} = I_{out}$ における順方向電圧降下に注目し、次いで以前の動作ポイントよりわずかに下にある動作ポイントを選択し、 V_{f2} 、 I_{f2} を書き留めます。これらの値から、次のように動的抵抗を計算できます。

$$r_d = \frac{V_{f1} - V_{f2}}{I_{f1} - I_{f2}} \quad (\text{eq. 54})$$

SMBパッケージに封入されたMURS220ダイオードを選択します。Figure 14の曲線から、動的抵抗を $r_d = 167 \text{ m}\Omega$ として読み取ります。

トランスの二次側を流れる電流のrms値は、次のようになります。

$$I_{\text{sec,rms}} = \frac{I_{L,\text{pk}}}{N_{\text{sp}}} \sqrt{\frac{1}{3} \left(1 - \frac{I_{L,\text{pk}} L_p F_{\text{sw,min}}}{V_{\text{in,min}} \sqrt{2} - V_{\text{ripple}}} \right)} = \quad (\text{eq. 55})$$

$$= \frac{0.59}{0.167} \sqrt{\frac{1}{3} \left(1 - \frac{0.59 \times 1900\mu \times 50\text{k}}{82\sqrt{2} - 30} \right)} = 1.25 \text{ A}$$

$I_{\text{out}} = 0.5 \text{ A}$ 、および $T_J = 100^\circ\text{C}$ におけるMURS220ダイオードの順方向電圧降下は 0.65 V です(Figure 14)。ダイオードが消費する電力は、次のように推論できます。

$$P_{\text{diode}} = V_f I_{\text{out}} + r_d I_{\text{sec,rms}}^2 = \quad (\text{eq. 56})$$

$$= 0.65 \times 0.5 + 0.167 \times 1.25^2 = 0.59 \text{ W}$$

電源設計者は出力ダイオードを選択するときに、ダイオードのパッケージが計算した電力消費に耐える($P_{\text{pack}} > P_{\text{diode}}$)ことを確認する必要があります。

SMBパッケージの熱抵抗 $R_{\theta\text{JA}} = 100^\circ\text{C/W}$ 、およびダイオードの 150°C という最大接合部温度を考慮に入れ、(eq.47)を使用してパッケージの最大消費電力を次のように計算します。

$$P_{\text{pack}} = \frac{T_{J(\text{MAX})} - T_{A(\text{MAX})}}{R_{\theta\text{JA}}} = \frac{150 - 80}{100} = 0.7 \text{ W} \quad (\text{eq. 57})$$

ワースト・ケースにおける出力ダイオードの電力損失は 0.59 W であり、周囲温度が 80°C の場合、このパッケージは 0.7 W を消費できるので、この設計が安全であると考えられます。

結論

このアプリケーション・ノートでは、NCL30080/81/82/83を使用して動作する一次側定電流フライバック・コンバータの数値を定義するための主要な式と設計条件を記載しました。12 W、および広いメイン電圧ラインに対応するLEDドライバを実装する形で、設計手法を示しました。Table 4に、NCL3008Xコントローラ周辺で使用する部品を選択するときに役立つ式を要約します。この資料で設計した10 W LEDドライバの性能に関する詳細については、AND9132/D [2]を参照してください。

Table 4. GENERAL EQUATIONS SUMMARY

ZCD Pin	ZCD Pin Resistor	$R_{\text{ZCD}} \geq \max \left(\frac{V_{\text{aux(high)}}}{5\text{m}}, \frac{V_{\text{aux(low)}}}{2\text{m}} \right)$
SD Pin	NTC B_x Coefficient and Resistance at 25°C	$B_x = \frac{T_{\text{OTP}} T_{\text{TFstart}}}{T_{\text{OTP}} - T_{\text{TFstart}}} \ln \left(\frac{11.76\text{k}}{5.88\text{k}} \right)$ $R_{25} = \frac{11.76\text{k}}{e^{B_x \left(\frac{1}{T_{\text{TFstart}}} - \frac{1}{25+273} \right)}}$
	SD Pin Capacitor	$C_{\text{SD}} \leq 4.7 \text{ nF}$
CS Pin	LFF Resistor	$R_{\text{LFF}} = \left(1 + \frac{R_{\text{BOU}}}{R_{\text{BOL}}} \right) \frac{t_{\text{prop}} R_{\text{sense}}}{L_p 17\mu}$
	CS Pin Capacitor	10 – 100 pF
VIN Pin	Lower Resistor	10 – 100 k Ω
	Upper Resistor	$R_{\text{BOU}} = R_{\text{BOL}} \left(\frac{V_{\text{in(start)}} \sqrt{2}}{V_{\text{BO(on)}}} - 1 \right)$
DIM Pin	Output Current Variation with DIM Pin Voltage	$I_{\text{out}}(\%) = \frac{100}{175} V_{\text{DIM}} - 0.4$
Startup Network	V_{CC} Capacitor	$C_{V_{\text{CC}}} \geq \frac{(I_{\text{CC2}} + Q_g F_{\text{sw}}) t_{\text{reg}}}{V_{\text{CC(on),min}} - V_{\text{CC(off),max}}}$
	Startup Resistor	$R_{\text{startup}} = \frac{V_{\text{in,min}} \sqrt{2}}{I_{\text{Cvcc}} + 14\mu}$ (Bulk connection) R_{startup}/π (Half-wave connection)
	Startup Current	$I_{\text{start}} \geq 60 \mu\text{A} !$

AND9131/D

Table 4. GENERAL EQUATIONS SUMMARY (continued)

Sense Resistor	Set the Output Current Value	$R_{\text{sense}} = \frac{0.25}{2N_{\text{sp}} I_{\text{out}}}$
Transformer Design	Turn-ratio	$N_{\text{sp}} < \frac{V_{\text{out,max}} + V_f}{0.5} - (V_{\text{out,max}} + V_f) \frac{1}{V_{\text{in,min}} \sqrt{2}}$
	Maximum Primary Peak Current	$I_{\text{L,pk}} = 2 \frac{P_{\text{out,max}}}{\eta} \left(\frac{1}{V_{\text{in,min}} \sqrt{2} - V_{\text{ripple}}} + \frac{N_{\text{sp}}}{V_{\text{out(OVP)}} + V_f} \right) + \pi \sqrt{\frac{2P_{\text{out,max}} C_{\text{lump}} F_{\text{sw,min}}}{\eta}}$
	Primary Inductance	$L_p = \frac{2P_{\text{out,max}}}{I_{\text{L,pk}}^2 F_{\text{sw,min}} \eta}$
MOSFET Selection	Breakdown Voltage	$B_{\text{Vdss}} \geq \frac{V_{\text{ds,max}}}{(1 - 0.15)}$ $V_{\text{ds,max}} = V_{\text{in,max}} \sqrt{2} + \frac{(V_{\text{out(OVP)}} + V_f)}{N_{\text{sp}}} K_c + V_{\text{os}}$
	$R_{\text{DS(on)}}$ at $T_J = 125^\circ\text{C}$	$R_{\text{DSon}(125^\circ\text{C})} = \frac{P_{\text{pack}}}{I_{\text{pri,rms}}^2}$ $I_{\text{pri,rms}} = I_{\text{L,pk}} \sqrt{\frac{1}{3} \left(\frac{I_{\text{L,pk}} L_p F_{\text{sw,min}}}{V_{\text{in,min}} \sqrt{2} - V_{\text{ripple}}} \right)}$ $P_{\text{pack}} = \frac{125 - T_{\text{A(MAX)}}}{R_{\theta\text{JA}}}$
Output Diode	Diode Losses	$P_{\text{diode}} = V_f I_{\text{out}} + r_d I_{\text{sec,rms}}^2$ $I_{\text{sec,rms}} = \frac{I_{\text{L,pk}}}{N_{\text{sp}}} \sqrt{\frac{1}{3} \left(1 - \frac{I_{\text{L,pk}} L_p F_{\text{sw,min}}}{V_{\text{in,min}} \sqrt{2} - V_{\text{ripple}}} \right)}$

AND9131/D

参考文献

[1] Christophe Basso, "Switch-mode Power Supplies", McGraw-Hill, 2008.

[2] Stephanie Cannenterre, "Performance of a 10 W LED driver controlled by the NCL30080-81-82-83", AND9132/D

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

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
Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative