

Application Note

TPS92205x と TPS92365x による最高の調光性能を実現する照明 LED ドライバの設計の最適化



Lucia Gao

概要

高度な LED ライティング設計で重要な課題は、高性能調光能力を実現することです。多くの照明アプリケーションにおいて不可欠な要件には、シームレスな変化を伴う広い調光範囲、長期にわたる輝度の安定性を確保するための精密な LED 電流制御、そして色温度変化などの動的な照明効果への対応が含まれます。TPS92205x および TPS92365x の 65V、1 ~ 4A 昇降圧 LED ドライバ ファミリは、アナログ、PWM、フレキシブル、ハイブリッド調光方式を内蔵しており、定在時および即時照明の両方のアプリケーションに最適です。このアプリケーション ノートでは、調光性能を最適化する方法について説明します。まず、誘導性高速調光や誘導性パルス調光などの革新的な調光制御手法を紹介します。また、LED 電流調光直線性曲線の実験結果も示します。さらに、最適な調光性能を実現するためにペリフェラル回路設計を最適化することを重視したアプリケーション向けのガイダンスも提供します。

目次

1 概要.....	2
2 精密な調光制御機能と強化型調光比.....	2
3 調光性能向上に役立つ主な要因.....	4
3.1 LED 電流セトリング タイムの短縮とオーバーシュート電流の抑制.....	5
3.2 LED スtring オフ状態のグロウ抑制.....	9
3.3 スイッチング開始電圧の調整.....	11
3.4 低 LED フルスケール電流改善.....	11
4 アプリケーション回路の設計ガイダンス.....	14
4.1 CSP と CSN C_{FLT} と R_{FLT} の設計.....	14
4.2 UVP および OVP 抵抗の設計.....	15
5 まとめ.....	16
6 参考資料.....	16

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 概要

LED 照明技術は、シンプルなおん / オフ スイッチングから、高精度、ダイナミック、高品質の光出力を実現できる洗練されたインテリジェントな照明システムへと急速に進化してきました。屋内の建築用照明やプロジェクタから、マシンビジョンやカメラのフラッシュ システムに至るまで、多様化が進むアプリケーションに LED ドライバを導入する過程で、調光性能に関する要件が大幅に高まっています。最新の照明設計では、広い調光比の実現、高精度の LED 電流レギュレーションの維持、滑らかでフリッカのない遷移の実現が重要な要件になりつつあります。

このアプリケーション ノートは、TPS92205x および TPS92365x ファミリの 65V、1 ~ 4A 昇降圧 LED ドライバを使用して、調光性能を最適化することを重視しています。誘導性高速調光や誘導性パルス調光などの高度な調光制御手法を紹介し、調光品質に影響を及ぼす主要な要因について考察し、ペリフェラル回路の最適化のための実践的な設計ガイダンスを紹介します。実験結果を含めて、提案する方法を検証し、実現可能な調光性能の向上を示します。

2 精密な調光制御機能と強化型調光比

単一の大出力 LED または直列接続 LED スtring に使われる大電力の照明 LED ドライバは、屋内 / 屋外照明、プロジェクタ、レーザー TV、プリンタ、およびマシンビジョン、カメラフラッシュ、火災警報などの即時照明のシナリオで広く使用されています。

LED 照明システムを設計する場合、特に業務用照明やスマート照明など高品質の照明を必要とするアプリケーションの場合、電源トポロジの選択、調光の手法、調光の直線性と比、効率、熱管理など、いくつかの重要な要因を考慮する必要があります。定電流 LED ドライバは、長期的に一貫した輝度と色温度を維持する上で重要な役割を果たします。スマート照明の開発に伴い、ユーザー体験の向上はますます重要になっています。視覚的な不快感を引き起こす可能性のある急激な光の変化を防止するには、ソフト調光が不可欠です。より広い調光比では、光レベルをより細かく制御すると同時に、RGB 色の混合や滑らかな色温度遷移などの動的な照明効果が、より豊かな照明性能に役立ちます。シンプルなオン / オフ操作に加えて、さまざまなライト、色、調光レベルを組み合わせることで、カスタマイズされた照明シーンを作成できます。さらに、フリッカに関連する問題を排除し、視覚的な快適性を保護するには、通常はより高い PWM 周波数によって実現されるフリッカフリー出力が必要になります。

TPS92205x および TPS92365x ファミリーは、65V、1 ~ 4A 昇降圧 LED ドライバです。PWM 調光、アナログ調光、フレキシブルな調光、ハイブリッド調光など、さまざまな調光方式をサポートしています。アナログ調光は連続的な出力電流を採用しており、フリッカが減少する可能性があります。PWM 調光の出力電流は不連続であり、LED の色温度変化もあります。高速カメラのような低フリッカ アプリケーションでは、フリッカ ストリップを排除するために、>20kHz の PWM 周波数が必要になります。

TI の最新ソリューションである TPS92205x と TPS92365x ファミリーは、高度なテクノロジーを通じて照明性能を強化します。誘導性高速調光により、エラー アンプはサンプル ホールドを有効にし、電流セトリング タイムを短縮できます。図 1-1 は、EN/PWM の波形と、IFD を使用した場合と使用しない場合のインダクタ電流 (I_L) の波形を比較したものです。さらに、誘導性パルス調光を使用すると、調光精度と調光比をさらに向上させることができます。非常に小さいデューティ サイクルの従来型の PWM 調光では、パルス オン時間が非常に短い場合、インダクタ電流の立ち上がり時間がインダクタのスルー レートとパルス オン時間によって制限され、ピーク電流が制限されます。インダクタのパルス調光は、予測可能なピーク電流が増加する予測型パルス拡張メカニズムを導入することで、この問題に対処しています。図 1-2 に、ハイブリッド調光を使用した TPS922053 の調光直線性曲線を示します。

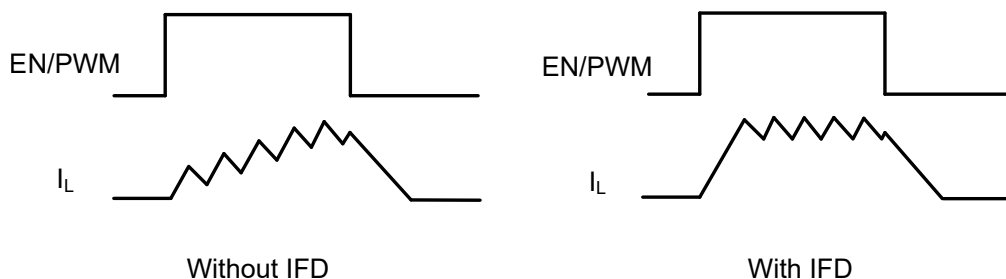


図 2-1. EN/PWM と I_L の波形 (IFD あり / なし)

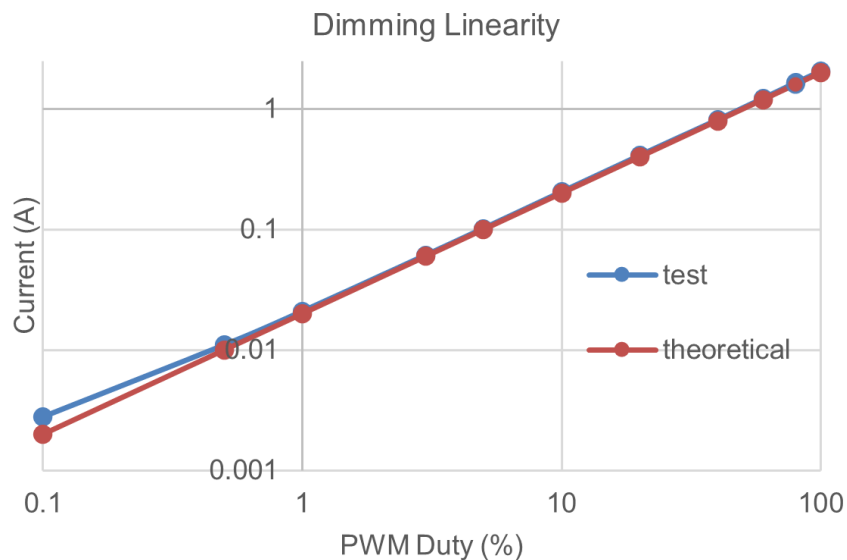


図 2-2. ハイブリッド調光を使用した TPS922053 の調光直線性曲線

3 調光性能向上に役立つ主な要因

TPS92205x を使用した代表的なアプリケーション回路図を、図 3-1 に示します。外部部品のパラメータを調整することで、LED ドライバの調光性能をさらに最適化できます。

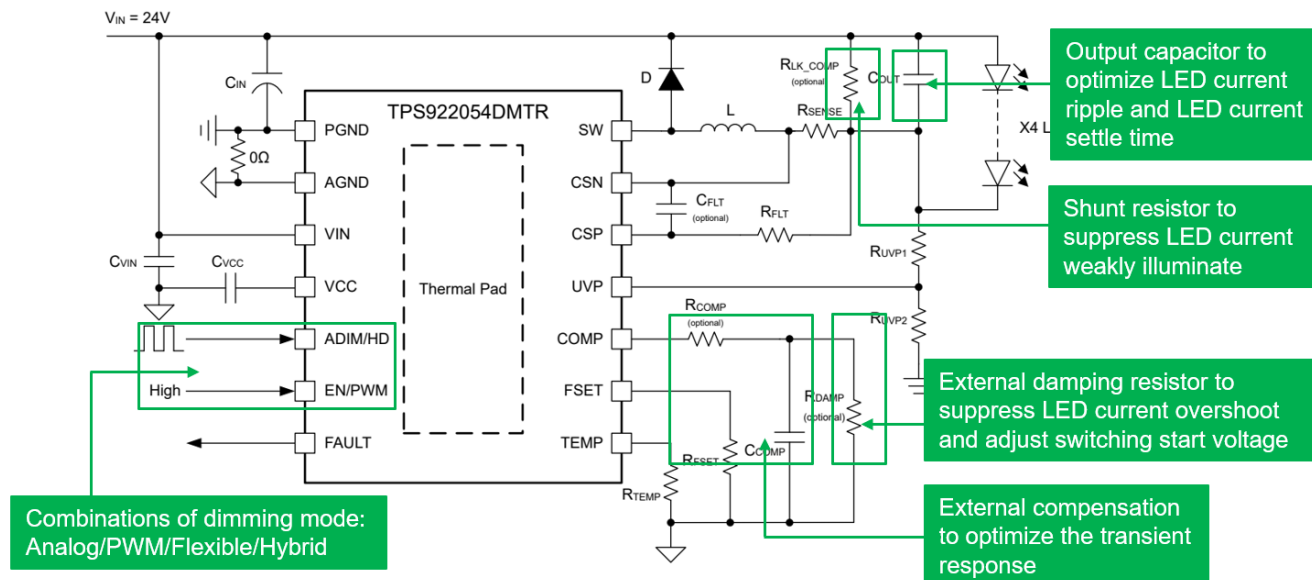


図 3-1. TPS92205x を使用した代表的なアプリケーション回路図

TPS92205x および TPS92365x デバイスは、アダプティブ オフ時間電流モード制御を採用しています。図 3-2 にブロック図を示します。平均出力電流レギュレーションのため、CSP ピンと CSN ピンの間で検出される電圧が、エラー アンプ経由で内部の電圧リファレンス V_{REF} と比較されます。エラーアンプの出力 V_{COMP} は、外部補償回路を通過して、PWM コンパレータのピーク電流帰還と比較されます。各スイッチング サイクル中、内部 NMOS FET がオンになると、内部 FET を通じてピーク電流が検出されます。PWM コンパレータの入力でピーク電流の検出値が V_{COMP} に達すると、NMOS FET がオフになり、適応型オフ時間カウンタがカウントを開始します。適応型オフ時間カウンタがカウントを停止すると、NMOS FET がオフのままになるまでカウンタはリセットされます。カウントオフ時間は、FSET ピンに接続される外付け抵抗と入力/出力フィードフォワードによって決定されます。

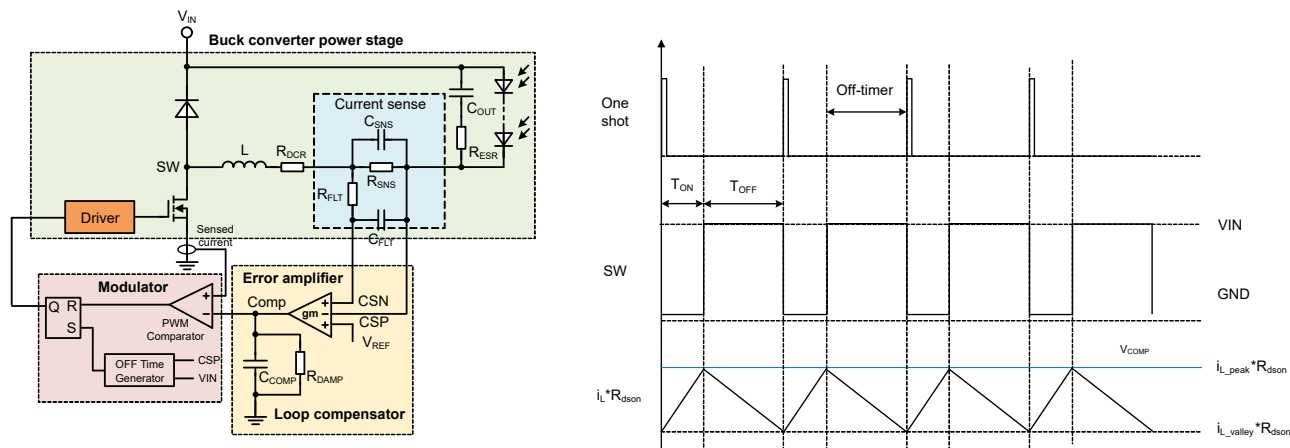


図 3-2. アダプティブ オフ時間電流モード制御

3.1 LED 電流セトリング タイムの短縮とオーバーシュート電流の抑制

出力コンデンサ C_{OUT} により、LED スtring を介した高周波電流リップルが低減されます。過度の電流リップルにより、LED String の RMS 電流が増加し、LED の温度が上昇します。ただし、出力コンデンサを大きくすると、エッジ間応答時間 (PWM 制御から LED 電流まで) も長くなります。DLP プロジェクタやレーザー TV のようなアプリケーションでは、レーザードライバの性能に影響を及ぼす立ち上がり時間と立ち下がり時間の厳格な要件が存在します。図 3-3 にレーザードライバの性能に関する主要なパラメータを示します。図 3-4 と図 3-5 に EN/PWM の立ち上がりおよび立ち下がりエッジ中の実効 $C_{OUT} = 4\mu\text{F}$ および $C_{OUT} = 34\mu\text{F}$ での EN/PWM、 I_L および I_{LED} の波形を示します。テスト条件: $V_{IN} = 24\text{V}$ 、4 個の WLED、最大 2A の LED 電流および $\text{Freq}_{\text{PWM}} = 1\text{kHz}$ 。誘導性高速調光では、PWM オフ期間中 COMP ピンの電圧はほぼ一定に保たれるため、PWM がオフからオンに移移したときにインダクタ電流がターゲットまで急速に上昇できます。さらに、実験結果は、 C_{OUT} が大きいほど、LED 電流セトリング タイムが長くなることを示しています。表 3-1 に、さまざまな C_{OUT} 値における立ち上がり / 立ち下がり時間の比較を示します。

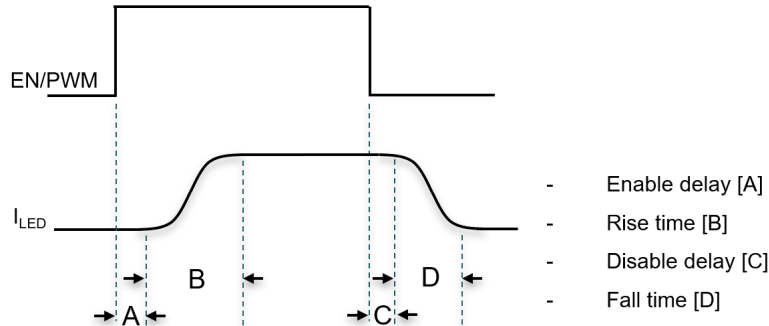


図 3-3. 応答時間の主要なパラメータ

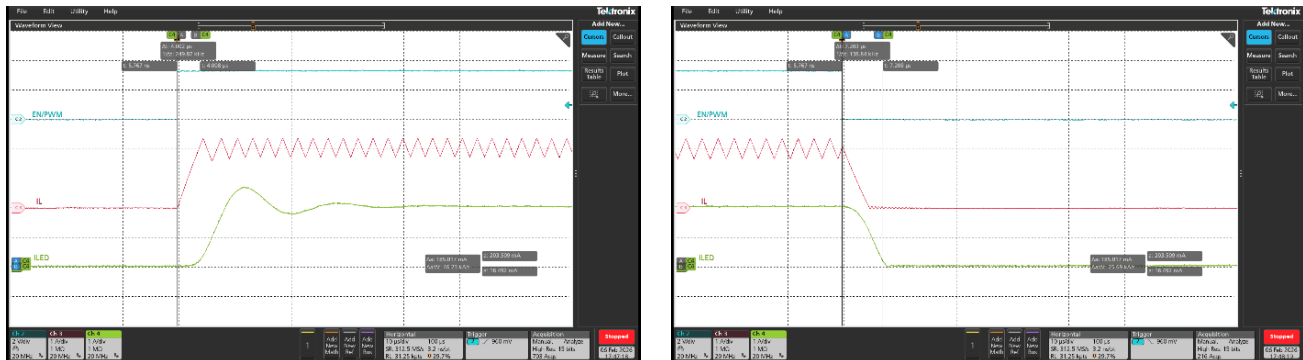


図 3-4. $C_{OUT} = 4\mu\text{F}$ での I_L 、SW、 I_{LED} の波形

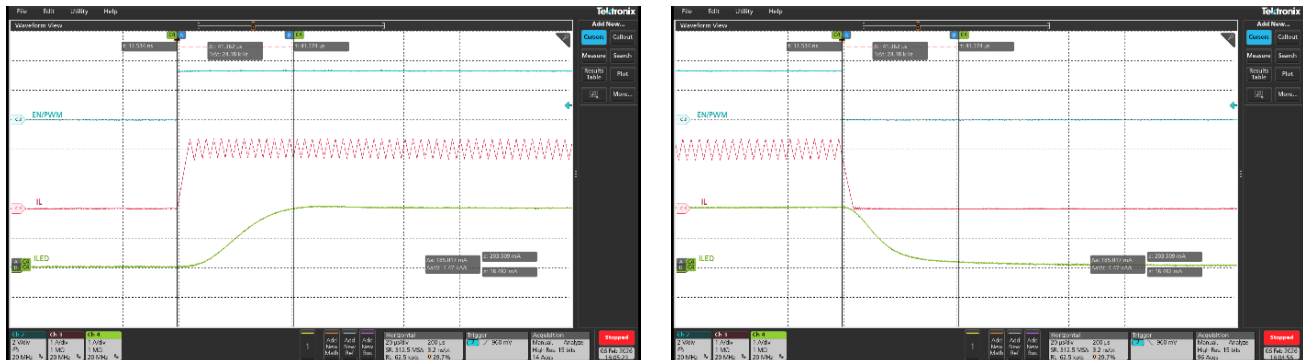


図 3-5. $C_{OUT} = 34\mu\text{F}$ での I_L 、SW、 I_{LED} の波形

表 3-1. さまざまな C_{OUT} の立ち上がり / 立ち下がり時間の比較

C_{OUT_eff}	t_{rise}	t_{fall}
34 μ F	41 μ s	41 μ s
4 μ F	7 μ s	7 μ s

広い動作範囲にわたって安定した動作を実現するため、シンプルな積分補償器を推奨します。図 3-6 に、TPS922051 のさまざまな補償コンデンサを対象にした、ループ ゲインと位相マージンのシミュレーションしたボード線図を示します。シミュレーション条件: $V_{IN} = 24V$ 、6 個の WLED、最大 2A の LED 電流。

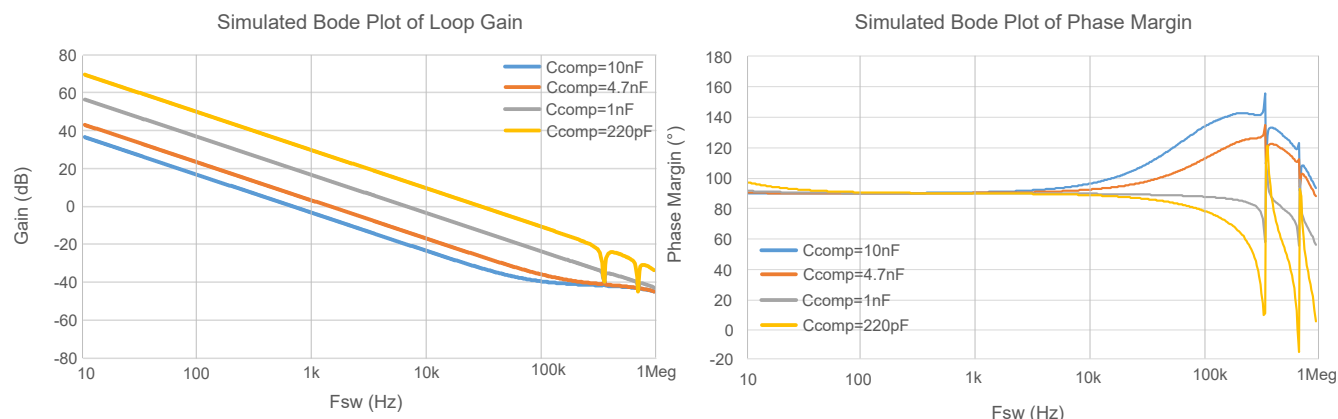


図 3-6. ループ ゲインと位相マージンのボード線図のシミュレーション

降圧コンバータは単極システムとして動作し、スイッチング動作によって位相遅れが追加されます。補償コンデンサの選択は、過渡応答と PWM 調光性能の両方に影響を及ぼします。PWM 信号 (PDIM) の立ち上がり時における LED 電流のオーバーシュートを抑制するため、より大きな容量の補償コンデンサ (クロスオーバー周波数がより低いもの) の使用が推奨されます。過渡応答を改善するためには、より小さな (クロスオーバー周波数がより高い) 補償コンデンサが推奨されます。

TPS922051/0 の場合、誘導性高速調光 (IFD) が実装されています。これは、PWM オフ期間中に COMP ピンの電圧がほぼ一定に保たれ、PWM が再度オンになったときにインダクタ電流がターゲットまで急速に上昇することを意味します。

ただし、起動中 (または PWM オフ時間が非常に長い場合) は、comp 電圧が 0V から開始し、IFD の効果が減少します。これが応答時間が長いことを説明しています。さまざまな C_{COMP} 値 (220pF、1nF、6.8nF) における PWM 調光性能 (長い PWM オフ時間による) を図 3-7、図 3-8、図 3-9 に示します。テスト条件: $V_{IN} = 24V$ 、6 個の WLED、最大 2A の LED 電流、 $Freq_{PWM} = 10Hz$ 。

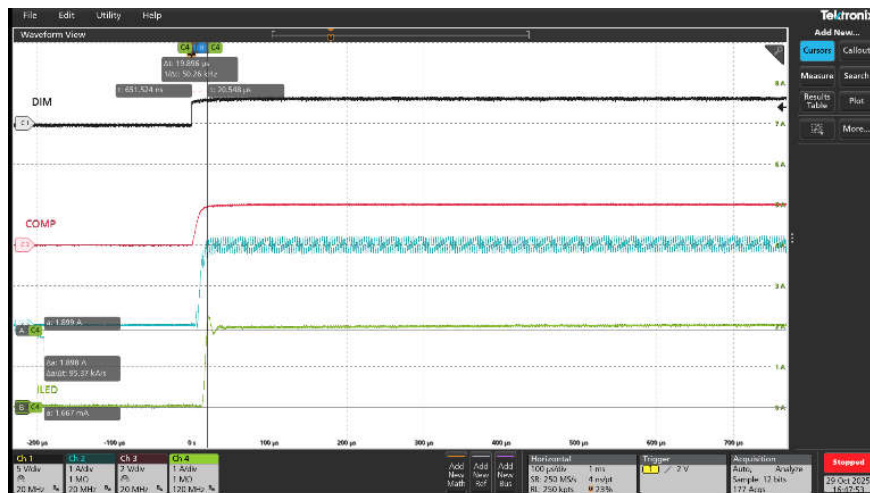


図 3-7. $C_{COMP} = 220\text{pF}$ での DIM、COMP、IL、ILED のスタートアップ波形

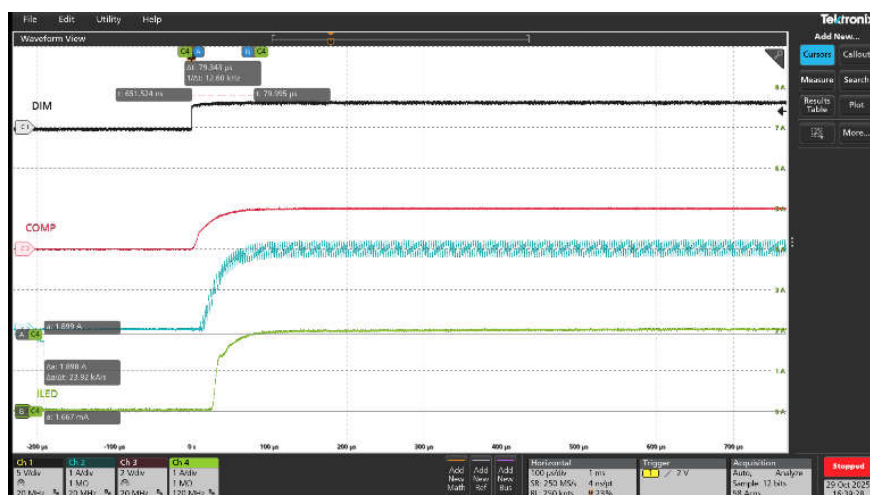


図 3-8. $C_{COMP} = 1\text{nF}$ での DIM、COMP、IL、ILED のスタートアップ波形

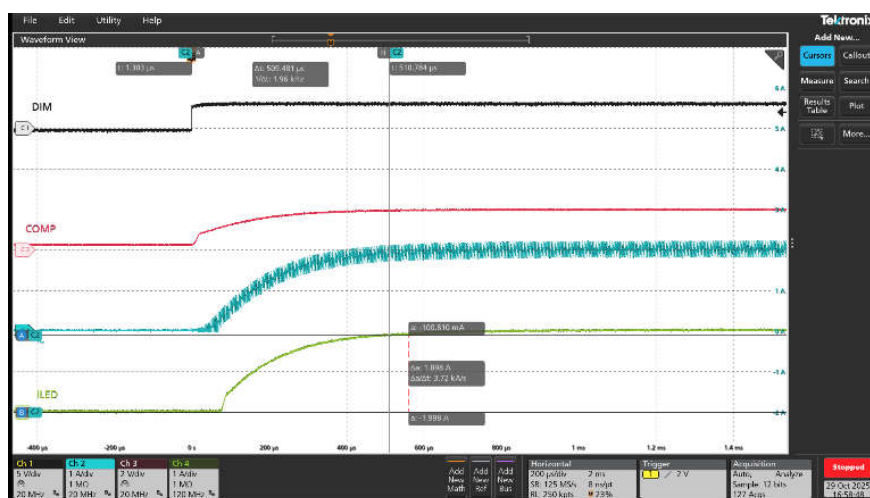


図 3-9. $C_{COMP} = 6.8\text{nF}$ での DIM、COMP、IL、ILED のスタートアップ波形

これらの結果は、 C_{COMP} が小さいほど、イネーブル遅延に立ち上がり時間を加えた値が速くなることを示しています (DIM が High にプルアップされた状態から LED 電流がターゲットに達するまで)。バーコードリーダーのようなアプリケーション

では、ターゲットの物体が移動し、グローバル シャッターが使用されます。PWM は何時間も Low のままで、1 つのパルスの間アクティブにできる可能性があります。LED 電流は、最初のパルスに対して、高速な応答時間 (通常 10 ~ 20us 未満) で準備する必要があります。この場合、応答時間を改善するための効果的な方法は、 C_{COMP} を最適化することです。

ダンピング抵抗 R_{DAMP} は、COMP ピンとグラウンドの間に接続されます。PWM 調光の場合、 R_{DAMP} は、DIM が Low から High に遷移したときに電流オーバーシュートを抑制するのに役立ちます。 R_{DAMP} を小さくすると、PWM オフ時に V_{COMP} がより多く放電できるため、EN/PWM が High になったときの LED 電流セトリングタイムが長くなります。しかし、オフセット電流が生じるため、全電流範囲にわたって LED 電流の精度が低下するという欠点があります。

$V_{IN} = 24V$ 、4 ピース WLED、最大 4A の LED 電流を持つアプリケーションを検討してください。図 3-10 と図 3-11 に、EN/PWM、SW、 I_L 、 I_{LED} の、 R_{DAMP} あり / なし (2M Ω) の波形を示します。結果は、 R_{DAMP} を追加することで、PWM の立ち上がりエッジでの LED 電流オーバーシュートを抑制できることを示しています。

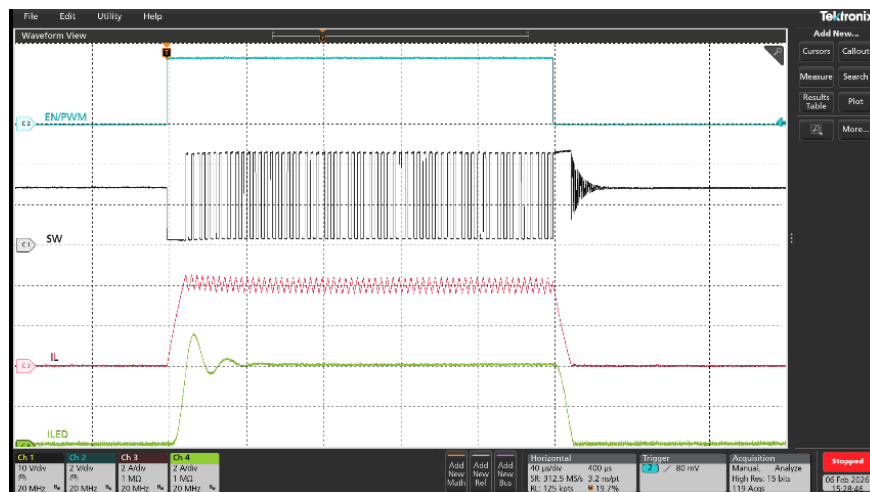


図 3-10. R_{DAMP} なしの場合の EN/PWM、SW、 I_L 、 I_{LED} の波形

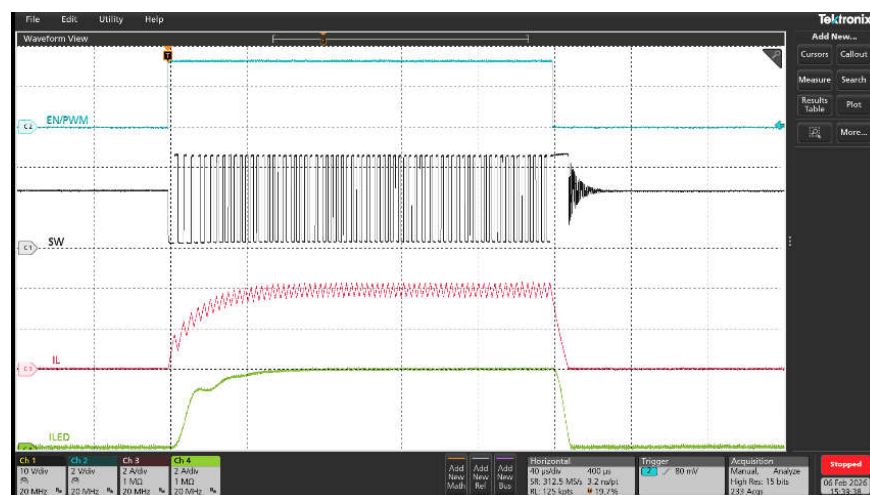


図 3-11. $R_{DAMP} = 2Mohm$ の場合の EN/PWM、SW、 I_L 、 I_{LED} の波形

3.2 LED スtring オフ状態のグロー抑制

SW/CSP/CSN を経由するリーケージパスが原因で、DIM が Low の場合でも LED String が弱く点灯することがあります。図 3-12 に示すように、CSP + CSN の同相リーケージ電流を補償し、LED に流れ込むことを防止するためにオプションの抵抗 R_{LK_COMP} を選択できます。 R_{LK_COMP} が無い場合、VIN が供給されているときにリーケージパスが存在し、リーケージ電流パスが存在します。このリーケージパスは TPS92205x ファミリーにのみ存在します。TPS92365x ファミリーは降圧トポロジであり、昇圧および昇降圧構成ではありません。

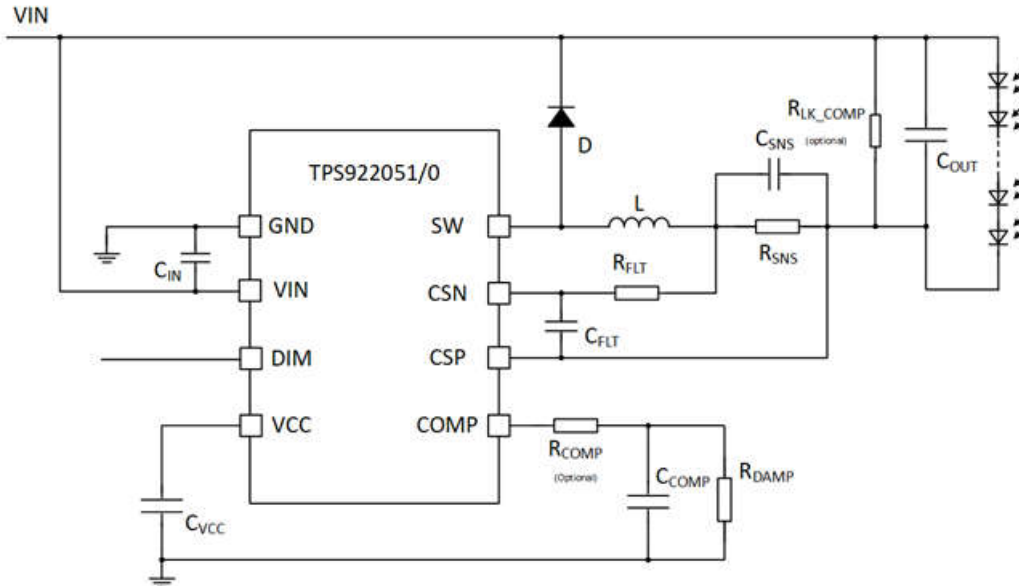


図 3-12. TPS922051/0 の回路図

R_{LK_COMP} を追加する前後の SW/CSN/CSP のリーケージ電流パスを図 3-13 と図 3-14 に示します。これは、 R_{LK_COMP} が CSP + CSN 同相リーク電流を補償し、それが LED を通過することを防止するのに役立つことを示しています。

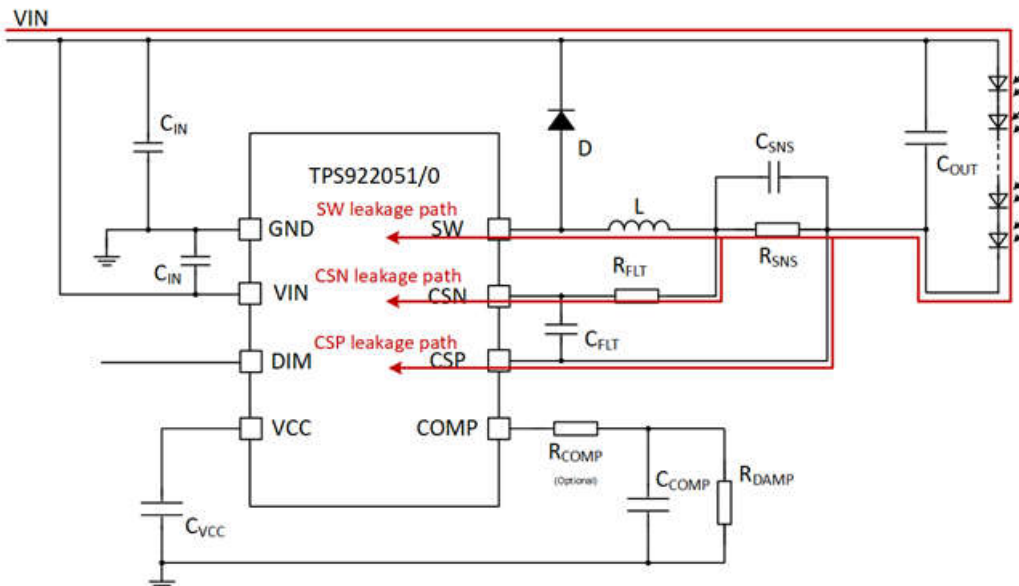


図 3-13. R_{LK_COMP} ありの SW/CSN/CSP リーク電流パス

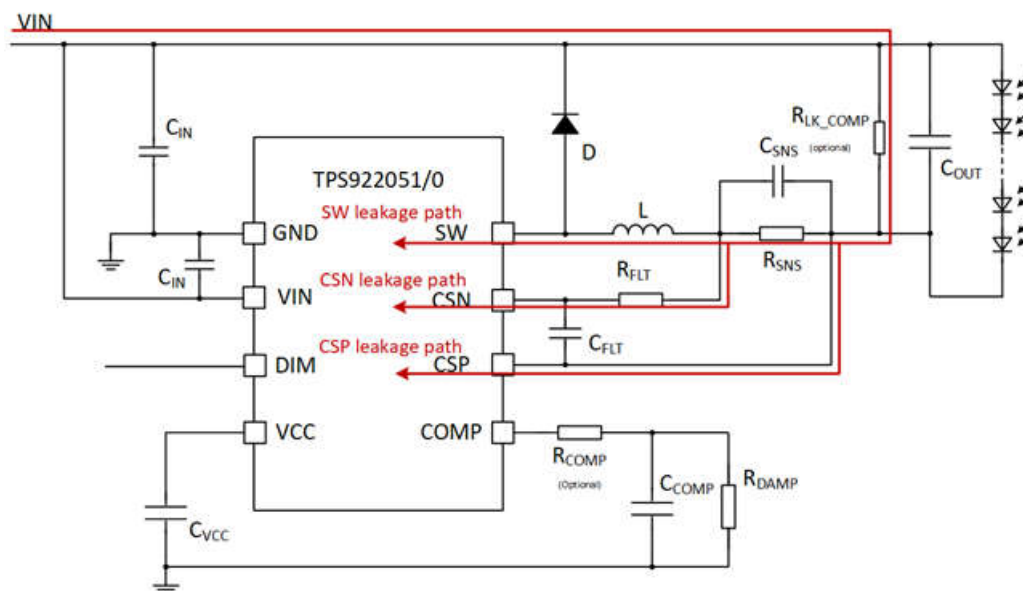


図 3-14. R_{LK_COMP} なしの SW/CSN/CSP リークージ パス

R_{LK_COMP} を設計するには、 V_{IN} が供給され、DIM がプルダウンした状態で、LED の電圧とリークージ電流を測定します。次に、それに応じてシャント抵抗を計算します。たとえば、テスト アプリケーションは、 $V_{IN_MAX} = 54V$ および 5 個の LED です。 V_{IN} が大きいほど、リークージ電流も大きいことになります。したがって、ワースト ケースである V_{IN_MAX} を考慮すると、 $V_{IN} = 54V$ で DIM がプルダウンされた場合、 I_{LED} は $30.7\mu A$ と測定されます。5 個の LED の場合、 V_F は $11.7V$ と測定されます。 $R_{LK_COMP} < 11.7V/30.7\mu A = 381k\Omega$ 。これは R_{LK_COMP} を得るための効果的な方法です。

3.3 スwitchング開始電圧の調整

アナログ調光について、TPS922051/0D2 はアナログ入力によるアナログ調光に対応し、TPS922055/4/3/2 はデジタル入力によるアナログ調光に対応しています。一部のアプリケーションでは、システムの堅牢性を向上させ、デバイスが確実にスウィッチングしないように、DIM 電圧が正確に 0V ではない場合があります。オフセット電圧を生成するため、 R_{DAMP} を追加できます。 R_{DAMP} を追加すると、LED 電流はターゲットよりも低くなります。エラー アンプの場合は、検出抵抗の両端で検出される電圧は、内部リファレンス電圧と等しい必要があります。ただし、 R_{DAMP} を追加すると、EA オフセットが発生しエラー アンプ電流の出力は補償回路だけでなくダンピング抵抗も通過します。 $V_{IN} = 24V$ 、4 ピース WLED、最大ターゲット電流 4A の LED 電流、 R_{DAMP} がなく、 $2M\Omega$ の R_{DAMP} がいないとき、測定された LED 電流は 3.99A、3.92A となり、 R_{DAMP} によって実際の LED 電流がターゲットよりも低くなることも確認されています。

TPS922051/0D2 の場合、理想的なケースでは、 V_{DIM} と V_{REF} との関係は、 $V_{REF} = V_{DIM}/10$ です。 R_{DAMP} を追加すると、オフセット電圧が追加されます。これは、DIM ピンのスウィッチング開始電圧 (V_{DIM_ON}) が正確に 0V ではないことを意味します。式 1 に V_{DIM_ON} と R_{DAMP} の関係を示します。

$$V_{DIM_ON} = \frac{10 \times V_{COMP_L}}{R_{DAMP} \times g_m} \quad (1)$$

ここで

V_{DIM_ON} は DIM ピンのスウィッチング開始電圧です。

g_m は、相互コンダクタンスのゲインで、標準値 265uA/V です。

V_{COMP_L} は、COMP Low クランプ電圧で、標準値 0.8V です。

デジタル入力によるアナログ調光である TPS922055/4/3/2 の場合、式 2 に D_{ADIM} と R_{DAMP} の関係を示します。たとえば、 $R_{DAMP} = 1Mohm$ の場合、理論的には ADIM デューティ サイクル < 1.5% であれば、デバイスはスウィッチングを開始しません。

$$D_{ADIM} = \frac{5 \times V_{COMP_L}}{R_{DAMP} \times g_m} \quad (2)$$

ここで

D_{ADIM_ON} は、ADIM ピンのスウィッチング開始デューティ サイクルです。

3.4 低 LED フルスケール電流改善

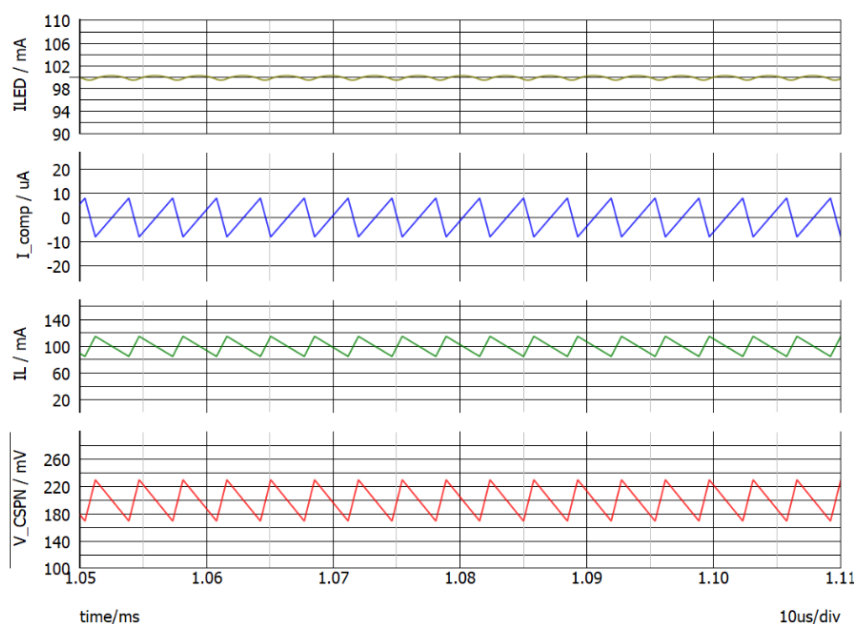
センス コンデンサは、センス フィードバックの ac 振幅を 200mV 未満まで抑制するため、選択されています。

TPS92205x ファミリの場合、インダクタ電流のリップル比が妥当な値である場合、通常 C_{SENSE} は不要です。

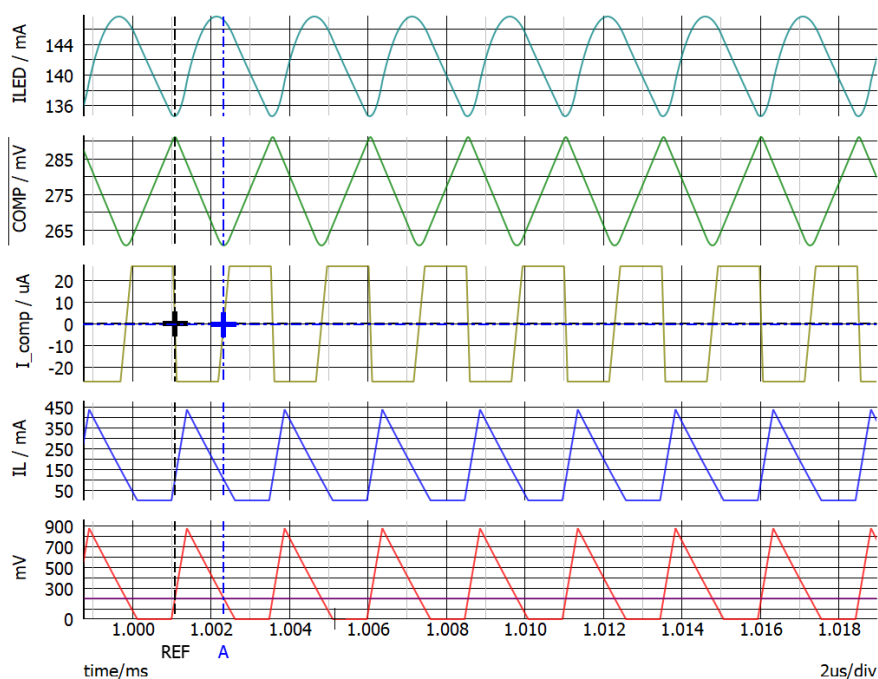
TPS92365x ファミリの場合、 R_{SENSE} の両端の電流が不連続であるため、 C_{SENSE} が必要です。

一部のアプリケーションでは、入力範囲が広くなり、LED 電流が比較的小さいため、アナログ調光やフレキシブル調光を実装するリソースは他にありません。つまり、LED 出力電流を調整する唯一の方法は、 R_{SENSE} を調整することだということです。たとえば、 $V_{IN} = 48V$ 、4 ピース WLED、最大 LED 電流が 100mA の場合、一般に、データシートの式に従っている場合、推奨インダクタンスは 1.125mH ($K = 0.2$ を選択) です。推奨インダクタンスを持つことで、正確な LED 電流と良好な LED 電流リップルを得ることが望ましいです。ただし、このインダクタンスは非常に大きいため、ソリューション全体のサイズやコスト構造には適していません。適切な C_{SENSE} 設計を行うには、最適化されたソリューション サイズを実現するために一般的なインダクタを選定するだけでなく、良好な LED 電流精度を確保することも求められます。

ブロック図に示すエラー アンプの場合、センス フィードバック CSPN の ac 振幅 ($CSPN = CSP - CSN$) は 200mV 未満である必要があります。 $V_{IN} = 48V$ 、4 ピース WLED、最大 0.1A の LED 電流をアプリケーション例にします。図 3-15 に、 $L = 1mH$ のときの LED 電流 I_{LED} 、インダクタ電流 I_L 、CSP および CSN V_{CSPN} 両端の電圧の波形を示します。波形から、CSPN の ac 振幅が 60mV であることがわかります。理論的には、 V_{CSPN} の最大値は $V_{REF} * (1 + K/2)$ であり、 V_{CSPN} の最小値は $V_{REF} * (1 - K/2)$ です。 K は、インダクタ電流のリップル比 ($\Delta I_L / I_{LED_MAX}$) です。妥当な値は、20% ~ 60% です。AC 振幅は $K * V_{ref}$ です。したがって、20% ~ 60% の範囲で K を選択した場合、 V_{CSPN} 200mV ac 振幅要件を満たすのに問題はありません。

図 3-15. $L = 1\text{mH}$ の場合の LED 電流と CSPN 電圧

ここでは、比較的小さい LED 電流でも、低いインダクタンスに対応する方法を提案します。センス コンデンサ C_{SENSE} を追加して、ac 振幅を抑制します。図 3-16 に、 $L = 33\mu\text{H}$ で、 C_{SENSE} がないときの I_{LED} 、 I_L 、 V_{CSPN} 、 I_{COMP} (エラー アンプの出力電流) の波形を示します。図 3-17 に、 $L = 33\mu\text{H}$ で、 $C_{\text{SENSE}} = 1\mu\text{F}$ の場合の I_{LED} 、 I_L 、 V_{CSPN} 、 I_{COMP} の波形を示します。 C_{SENSE} がない場合、標準的な $33\mu\text{H}$ インダクタを使用する場合、 I_{LED} は 142mA であり、ターゲット LED 電流は 100mA であるため、測定結果と理論的な結果との間に大きな差異が生じます。その理由は、センスフィードバック V_{CSPN} の ac 振幅が大きく、エラーアンプが飽和し、EA の出力がクランプされるためです。 C_{SENSE} を追加すると、インダクタの標準値が $33\mu\text{H}$ であっても、実際の LED 電流は 100mA の精度を維持できます。したがって、回路を設計する際には、電力密度と優れたコスト構造が必要な場合は、低 LED 電流アプリケーションで C_{SENSE} を追加するのが適しています。 C_{SPN} の両端の電圧を測定して、ac 振幅が 200mV 以内であることを確認してください。そのため、降圧トポロジである TPS92205x ファミリの場合、 C_{SENSE} が適切に設計されていないと、LED 電流は目標値よりも高くなります。

図 3-16. $L = 33\mu\text{H}$ で、 C_{SENSE} なしの場合の LED 電流と CSPN 電圧

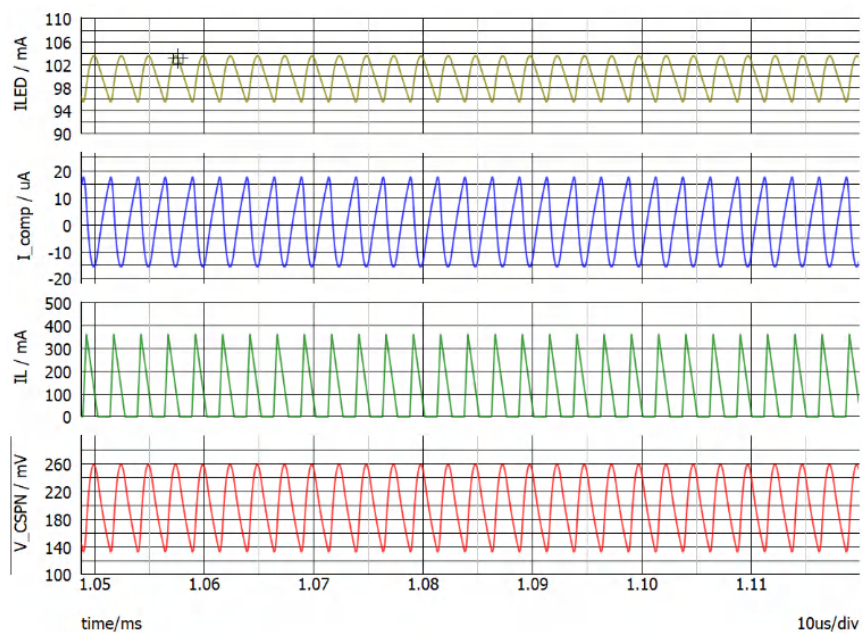


図 3-17. $L = 33\mu H$ 、 $C_{SENSE} = 1\mu F$ の場合の LED 電流と CSPN 電圧

4 アプリケーション回路の設計ガイダンス

4.1 CSP と CSN C_{FLT} と R_{FLT} の設計

CSP ピンの R_{FLT} には、ノイズの混入を防止して堅牢性を向上させるため、 100Ω 、0603 の抵抗が推奨されます。検出フィードバックの高周波ノイズをフィルタするため、CSP-CSN ピンの C_{FLT} には、オプションの $1nF$ 、 $50V$ の X7R セラミックコンデンサを選択します。 C_{FLT} が大きすぎると RC 遅延時間が増大し、その結果、ループ応答や電流精度が悪化するため、推奨されません。たとえば、 $V_{IN} = 24V$ 、6 ピース WLED、最大 LED 電流が $2A$ の場合、 $100nF$ の C_{FLT} と $1nF$ C_{FLT} のループ応答の比較を図 4-1 に示します。 C_{FLT} が大きいと、位相マージンが小さくなります。

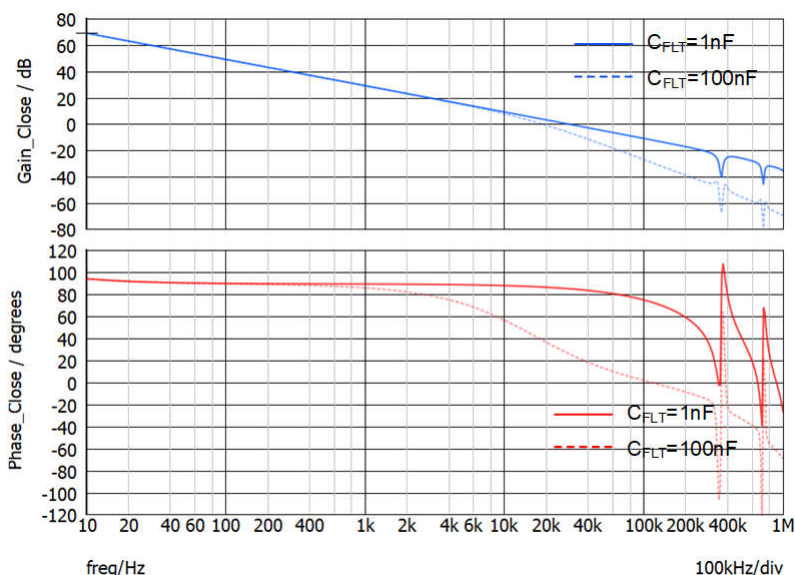


図 4-1. $100nF$ の C_{FLT} と $1nF$ の C_{FLT} のループ応答の比較

4.2 UVP および OVP 抵抗の設計

TPS92205x ファミリーは、UVP ピンを構成することで、定電流 (CC) / 定電圧 (CV) 充電動作を実現します。UVP ピンには 1.4V と 1.1V の 2 つのスレッシュホールドが設けられています。UVP ピンの電圧が 1.4V を上回っている場合、出力電流は CV モードの影響を受けません。UVP ピンの電圧が 1V を下回ると、「LED オープン負荷」保護がトリガされます。すべての動作条件において出力電流が影響を受けないようにするため、式 3 を満たすようにします。

$$(V_{IN_MIN} - V_{OUT_MAX}) \times \frac{R_{UVP2}}{R_{UVP1} + R_{UVP2}} > 1.4 \quad (3)$$

ここで

VIN_MIN は最小入力電圧です。VOUT_MAX は、LED スtring 内の各 LED の最大ターゲット電流の合計です。

目安として、RUVP1 と RUVP2 の合計が約 1MΩ または 2MΩ となるように設計でき、通常はこれが適切な開始点になります。VIN、LED、UVP 抵抗デバイダからグランドへのリークパスが存在します。UVP 抵抗が小さすぎると、LED を流れるリーク電流が大きくなります。1 つの方法は、UVP 抵抗デバイダを使用してリーク電流を小さくし、LED が点灯しないようにすることです。もう 1 つの方法は、大きな抵抗 RLK_COMP を LED String と並列接続することです。デバイスがディスエーブルになると、RLK_COMP、RUVP1、RUVP2 は分圧器のように動作し、LED String の両端の電圧を LED を点灯させる電圧よりも低く設定する必要があります。UVP 抵抗が適切に設計されていない場合、たとえば VUVP が 1.0V ～ 1.4V の範囲内の場合、LED 電流はターゲットよりも小さくなります。

TPS92365x ファミリーは、OVP ピンを構成することで、定電流 (CC) / 定電圧 (CV) 充電動作を実現します。OVP ピンには 1.4V と 1.15V の 2 つのスレッシュホールドが設けられています。OVP ピンの電圧が 1.15V を下回ると、出力電流は CV モードの影響を受けません。OVP ピンの電圧が 1.4V を上回ると、「LED オープン負荷」保護がトリガされます。すべての動作条件において出力電流が影響を受けないようにするため、式 4 を満たすことを確認してください。

$$V_{OUT_MAX} \times \frac{R_{OVP2}}{R_{OVP1} + R_{OVP2}} < 1.15V \quad (4)$$

ここで

VOUT_MAX は、昇圧接続時のターゲット出力電流における LED String 内の各 LED の最大順方向電圧の総和で、最大ターゲット出力電流における LED String 内の各 LED の最大順方向電圧と昇降圧構成時の最大入力電圧の総和です。

ROVP1 と ROVP2 の値を小さくしすぎないように設計してください。そうでなければ、VIN、インダクタ、ショットキー ダイオード、センス抵抗、OVP 抵抗デバイダ、さらに GND への厳しいリーク電流パスが発生します。OVP 抵抗デバイダの値が小さすぎると、抵抗デバイダによって LED からの電流がシャントされるため、出力電流の精度にも影響を及ぼします。目安として、ROVP1 と ROVP2 の合計が約 1MΩ または 2MΩ となるように設計でき、通常はこれが適切な開始ポイントです。テスト結果に基づいて値を調整します。

LED の開放負荷に対する保護を安全に行うには、式 5 も満たす必要があります。63V は、推奨される最大入力電圧を表します。

$$63 \times \frac{R_{OVP2}}{R_{OVP1} + R_{OVP2}} > 1.4V \quad (5)$$

式 4 と式 5 を満たすには、最大出力が約 51V に制限されることが必要です。VOUT_MAX > 51V の場合、上記 2 つの条件のいずれかを満たすことはできません。OVP 抵抗が適切に設計されていない場合、たとえば、VOVP が 1.15V ～ 1.4V の範囲内にあると、LED 電流は目標値よりも小さくなります。

5 まとめ

このアプリケーション ノートでは、調光性能を最適化する手法について説明します。誘導性高速調光や誘導性パルス調光など、革新的な調光制御手法を紹介します。また、LED 電流調光直線性曲線の実験結果も示します。さらに、最適な調光性能を実現するためにペリフェラル回路設計を最適化することを重視したアプリケーション向けのガイダンスも提供します。実験検証結果は、最適化された調光性能を証明しています。

6 参考資料

1. テキサス インスツルメンツ、「[TPS922050/1 65V 1A/2A 降圧 LED ドライバ、PWM / アナログ調光あり](#)」、データシート。
2. テキサス インスツルメンツ、「[TPS92205x 65V 2A/4A 降圧 LED ドライバ、誘導性高速調光機能あり](#)」、データシート。

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含みいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、TI は一切の責任を拒否します。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月