

Application Note

車載 LED ライティング アプリケーション用 LM51770-Q1 の平均電流リミッタ動作



Hassan Jamal, Eileen Hu

概要

LM51770-Q1 は、4 スイッチの昇降圧コントローラであり、平均電流の制限に対応しているため、定電流 LED ドライバ アプリケーションに適しています。出力電圧範囲が広い (最大 78V) ため、複数配線の LED 負荷に簡単に対応できます。安定化された定出力電流は外付け部品を通じて設定されます。これは、通信インターフェイスや MCU を使用しない車載照明システムに望ましい選択肢です。

このアプリケーション ノートでは、改良型の **LM51770EVM-HV** を使用した車載ヘッドライト LED ドライバの設計を紹介します。この設計は、入力電圧範囲が 9V ~ 16V で、1A の定電流において最大 55V の安定化出力を供給する 12V の車載システムをベースとしています。設計者がこの構成を再現するための指針として、評価基板の主な変更点と部品選定の情報が提供されています。この設計は、80V までの入力電圧に対応しているため、48V システムにも適用できます。

ロー ビーム、ハイ ビーム、車幅灯を同時に駆動または動的に切り替えることができる複数負荷のヘッドライト システムの要求に対応するため、このアプリケーション ノートでは、LED スwitching 時の出力電流リップルと負荷過渡性能の最適化についても紹介しています。

目次

1 はじめに.....	2
2 車載 LED アプリケーションの要件とシステム概要.....	2
2.1 アプリケーション要件.....	2
2.2 標準的な車載ヘッドライト システムの概要.....	2
2.3 LED 負荷の構成およびスイッチング アーキテクチャ.....	3
3 LM51770-Q1 ILIM 機能のピン構成.....	6
3.1 LM51770-Q1 ピンの説明.....	6
3.2 ILIM 動作のピン構成.....	7
4 車載 LED ライティング設計アプリケーション.....	9
4.1 電力段の設計.....	9
4.2 制御ループ アーキテクチャ.....	10
5 ILIM ループの最適化と測定結果.....	13
5.1 強い電圧ループ補償.....	13
5.2 弱い電圧ループ補償.....	15
5.3 LED スwitching と昇降圧領域.....	16
6 詳細な結果.....	20
6.1 LED の定常状態での動作結果.....	20
6.2 LED のスイッチング状態の動作結果.....	28
7 まとめ.....	30
8 参考資料.....	30

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 はじめに

LED アプリケーションは、LED の損傷を防止し、性能を検証するために高精度の電流レギュレーションを必要とします。電圧駆動の負荷とは異なり、LED は電流を自己制限することはできません。定格電流を超えると、即座に故障または性能低下が加速される可能性があります。LM51770-Q1 の 4 スイッチ昇降圧コントローラは、内蔵の平均電流制限 (ILIM) 機能によりこの課題に対処します。この機能は、出力電流をユーザーが定義したスレッシュホールドまで積極的に制御します。このアプリケーション ノートでは、LED アプリケーションに LM51770-Q1 を実装するための包括的な設計ガイダンスを提供しています。そこでは、以下の内容を取り上げています。

- 電力段の設計: LED 負荷に合わせて最適化した部品選定と回路構成
- ILIM 機能の構成: 平均電流制限機能を有効にするための、段階を追ったセットアップ手順
- 制御ループの最適化: LED の定常状態動作およびスイッチング遷移時に、高精度の電流レギュレーションと高速過渡応答を実現するように ILIM ループをチューニング

2 車載 LED アプリケーションの要件とシステム概要

2.1 アプリケーション要件

表 2-1 に、設計の LED ライティング アプリケーションの仕様を示します。

表 2-1. アプリケーション要件

V_{IN}	9V-16V
V_{OUT}	- 車幅灯 (CL) → 2 個の LED → ($V_{out} = 5.6V \sim 6V$) - ロービーム (LB) → 10 個の LED → ($V_{out} = 29V \sim 30V$) - ハイビーム (HB) → 6 個の LED → ($V_{out} = 14V \sim 15V$) - CL + LB + HB → 18 個の LED → $53V \sim 54V$
V_{OUT_max}	55V
I_{LED}	1A
定常状態の LED 電流リップル (I_{Steady_Ripple})	5% (200mA)
スイッチング状態の LED 電流リップル ($I_{Switching_Ripple}$)	40% (400mA)
LED の最大スイッチング時間 (t_r および t_f)	1ms

2.2 標準的な車載ヘッドライトシステムの概要

標準的な車載ヘッドライトシステムは、LED ドライバ (LM51770-Q1)、LED ライト モジュール、LED スwitching 制御信号用 BCM (ボディコントロール モジュール) で構成されています。図 2-1 に、このアプリケーション ノートでの設計に基づいたシステム ブロック図を示します。

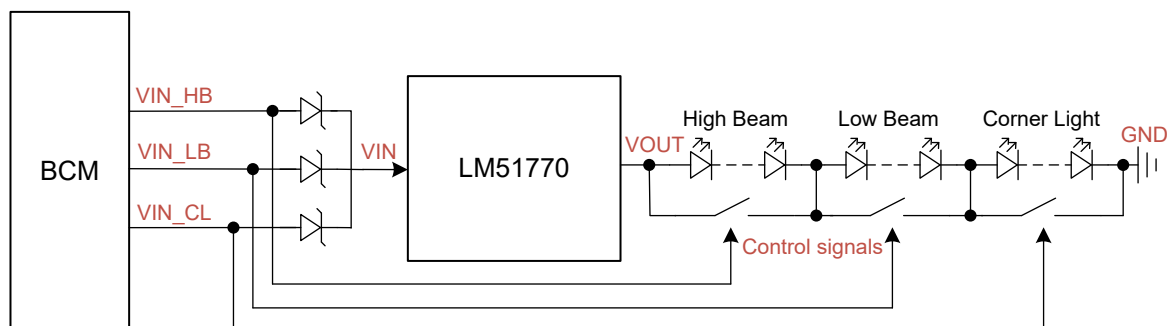


図 2-1. ヘッドライト システムのブロック図

このリファレンス デザインは、MCU なしのアーキテクチャを採用しており、LED モジュールは単にバイナリ (オン / オフ) 負荷として動作し、調光、PWM、アニメーション機能は必要ありません。そのため、ボディコントロール モジュール (BCM) では、ヘッドランプ アッセンブリへの通信信号や制御信号を生成する必要はありません。その唯一の役割は、各照明機能に適切な電源レールを提供することです。

- 電源入力: 自動車の 12V システムは、回路図で VIN_HB、VIN_LB、VIN_CL と表示された 3 本の専用ラインに電力を供給します。これらは、それぞれハイビーム (HB)、ロービーム (LB)、および車幅灯 (CL) 回路に対応します。
- LED ドライバトポロジ: 3 つの照明チャンネルすべてに電力を供給するには、ひとつの **LM51770-Q1** LED ドライバ IC で十分です。ハイビーム、ロービーム、および車幅灯 LED モジュールは、**LM51770-Q1** の定電流出力 (V_{OUT}) に直列に接続されています。
- チャンネル絶縁: 各 LED モジュールは、シャントスイッチとして動作する MOSFET と並列に接続されています。MOSFET がオンになると、MOSFET は関連する LED 配線を通る電流をバイパスし、その特定の LED をオフにします。逆に、MOSFET をオフにすると、**LM51770-Q1** はプログラムされた定電流を LED モジュールに供給してランプを点灯させます。

2.3 LED 負荷の構成およびスイッチング アーキテクチャ

前述のように、LED 負荷は直列に接続されています。ハイビーム配線には通常、4 ~ 6 個の LED、ロービーム配線には 4 ~ 8 個の LED、車幅灯配線には 2 ~ 3 個の LED が搭載されます。LED あたりの標準順方向電圧では、すべての配線がアクティブのときの合計スタック電圧は最大 55V に達します。これは、LED ドライバの出力電圧範囲にとって大きな課題であり、**LM51770-Q1** はそのために設計されています。

ハイビームまたはロービームの場合、LED の電圧降下も大きくなり、20V を超えることもあります。これによりスイッチング中に大きな突入電流が発生するだけでなく、その最適化については、「**LED のスイッチングと昇降圧領域**」で詳しく説明されていますが、LED のスイッチングに NMOS のみを使用する場合、シャント FET の駆動に大きな課題が生じます。

一般に、ローサイドのシャント FET 駆動には NMOS トランジスタを使用します。ハイサイドのシャント FET 駆動には、駆動電圧の要件を低減するために PMOS トランジスタを採用します。その中間に位置するロービームのシャント FET では、NMOS または PMOS のいずれかを使用してターンオフ ロジックを実装できます。ただし、ターンオン ロジックは、ローサイド車幅灯の導通状態に大きく依存します。したがって、NMOS と PMOS をここで並列に接続して相補導通を実現します。これについては、以後のセクションで詳細に説明します。図 2-2 に LED 負荷構造を示します

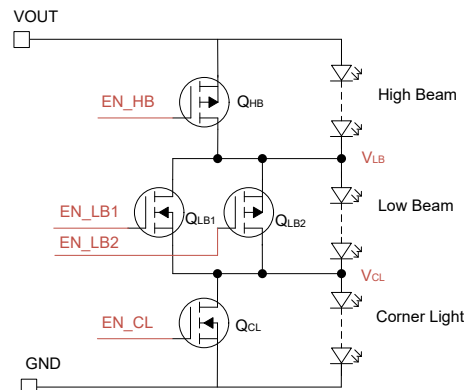


図 2-2. LED の負荷構造

図 2-3 にハイビーム駆動回路を示します。ハイビームをオンにする必要がある場合、BCM からの電力信号 VIN_HB が 12V で "High" になり、駆動電圧 EN_HB は VOUT と等しくなると、シャント FET Q_{HB} がオフになります。ハイビームをオフにする必要がある場合、VIN_HB が "Low" になり、EN_HB も "Low" になって、 Q_{HB} が導通し、電流がシャント FET を介してバイパスされます。

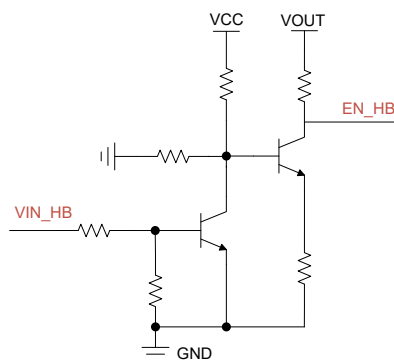


図 2-3. ハイビーム駆動回路

図 2-4 に、車幅灯の駆動回路を示します。車幅灯をオンにする必要がある場合、BCM からの電力信号 VIN_CL が 12V で "High" になり、駆動電圧 EN_CL は "Low" になって、シャント FET Q_{CL} がオフになります。車幅灯をオフにする必要がある場合、VIN_LB が "Low" になり、EN_CL が VCC と等しくなって、Q_{CL} が導通し、電流がシャント FET を介してバイパスされます。

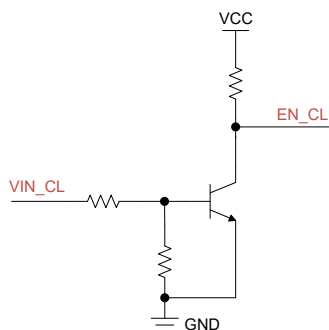


図 2-4. 車幅灯駆動回路

図 2-5 に、ロービームの駆動回路を示します。ロービームの NMOS シャント FET 駆動回路は車幅灯の回路と同一で、駆動電圧 EN_LB1 を生成します。PMOS シャント FET 駆動回路はハイビームの回路と同一であり、駆動電圧 EN_LB2 を生成します。ロービームをオンにする必要がある場合、BCM からの電力信号 VIN_LB が 12V で "High" になります。この時点で、NMOS 駆動電圧 EN_LB1 は "Low" になって、PMOS 駆動電圧 EN_LB2 が VOUT で "High" になるため、両方のシャント FET がオフになります。



図 2-6. ロービーム バイパス路

3 LM51770-Q1 ILIM 機能のピン構成

3.1 LM51770-Q1 ピンの説明

この車載ヘッドライト アプリケーションでは、最大出力電圧以下で定電流レギュレーションを実現し、出力電流リップルを低く抑え、ロー ビーム、ハイ ビーム、車幅灯の負荷間の動的スイッチングの電流オーバーシュートを最小限に抑えるために、**LM51770-Q1** 向けの特定のピン構成が必要になります。表 3-1 に、この設計で考慮する必要のあるピンを列挙します。また、以下のサブセクションでは、最も重要なピンについて詳しく説明します。

表 3-1. LM51770-Q1 ピンの説明

ピン名	ピン機能	説明
FB	電圧帰還入力	最大出力電圧を抵抗デバイダを使用して 55V に設定します。
EN/UVLO	デバイスのイネーブルおよび入力低電圧誤動作防止	低電圧保護のために VIN を監視するよう UVLO 値を設定します
COMP	誤差アンプ出力	電流ループの安定性と過渡応答を最適化するため、RC 補償回路網を接続します。
ISNSP/ISNSN	差動平均電流センス入力	電流センス抵抗 (RSNS) を VOUT 側に配置し、出力定電流を設定します。
IMONOUT	電流モニタと平均電流ループ補償	平均電流ループの補償を行うため、ピンに RC 補償回路網を追加します。
SYNC	同期クロックと電流制限方向	単方向 LED 負荷の場合、順方向電流を制限するために SYNC ピンを VCC に接続する必要があります。
CFG	デバイスの機能構成	LED 動作の正の平均電流制限を有効にします。
SLOPE	スローブ補償設定	昇圧モードで低調波発振を防止するように、スローブ補償を設定します。

3.2 ILIM 動作のピン構成

LED ドライバの定出力電流レギュレーションは、**LM51770-Q1** の内蔵平均電流リミッタを使用して実装されます。CFG、SYNC、ISNSP/ISNSN、IMONOUT の各ピンはこの機能に関連付けられています。これらのピンを適切に構成することにより、正確な定電流出力、安定したループ動作、および LED 負荷スイッチング時の電流オーバーシュートの抑制が保証されます。図 3-1 に、このアプリケーションでのこれらのピンの構成を示します。

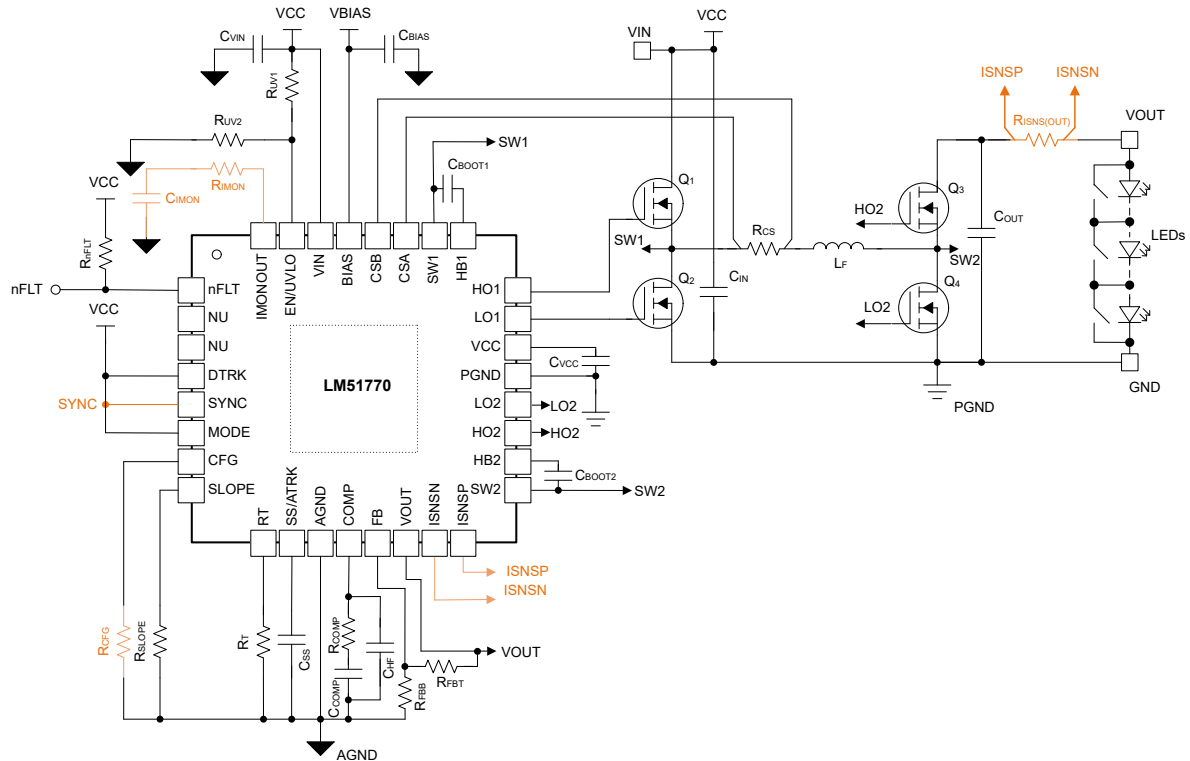


図 3-1. CC 動作のピン構成

1.CFG

LM51770-Q1 の CFG ピンには、単一の高精度抵抗が備わっており、デバイスの電源投入シーケンス中にこの抵抗値がサンプリングおよびラッチされます。この抵抗値によって、『**LM51770-Q1 データシート**』のセクション 8.3.16 に定義されている動作モード (DRSS の動作、SCP-Hiccup 起動、PSM エントリスレッシュホールド、電流制限設定) が選択されます。ヘッドランプ アプリケーションでは、5 番の設定 ($R_{CFG} = 22.7k\Omega$) を使用します。これにより、平均電流制御ループがアクティブになり、ハイビーム、ロービーム、および車幅灯 LED モジュールに安定した定電流駆動が提供されます。

2.SYNC

SYNC ピンは **LM51770-Q1** の電流制限機能の方向を決定します。電源投入時にその状態がサンプリングされ、ラッチされます。この単方向 LED ドライバ アプリケーションでは、起動時に SYNC ピンを "High" にしておく必要があります。このピンは、ハイビーム、ロービーム、および車幅灯の LED 配線に要求される順方向で動作するように電流制限回路を設定します。

3.ISNSP/ISNSN

ISNSP ピンと ISNSN ピンは、**LM51770-Q1** の内部平均電流センスアンプの差動入力を作成します。これらのピンは、出力側の LED 負荷と直列に配置された外付けセンス抵抗 (R_{ISNS}) の両端の電圧を検出することにより、目標出力電流を設定します。 R_{ISNS} によって生成される差動電圧は ISNSP/ISNSN に印加され、この抵抗値によって調整された定電流の大きさが直接決定されます。つまり、目的の LED 電流に応じて R_{ISNS} を選択することで、ドライバの設定ポイントが設定されます。 R_{ISNS} の値は次の式で算出されます。

$$R_{ISNS} = \frac{\Delta V_{(ISNS)}}{I_{OUT(CC)}} \quad (1)$$

ここで、 $\Delta V_{(ISNS)}$ は電流センス オフセットおよびスレッショルド電圧 (データシートでは 50mV)、 $I_{OUT(CC)}$ は目標定出力電流です (この設計では 1A に設定します)。

4.IMONOUT

IMONOUT ピンは **LM51770-Q1** の平均電流ループの補償ノードであり、アナログ電流監視信号を出力することもできます。定電流モードでは、直列 RC ネットワーク (R_{COMP} および C_{COMP}) を IMONOUT から AGND に接続します。抵抗はループ帯域幅を設定し、コンデンサは適切な位相マージンを達成するために必要な位相進みを提供します。これにより、安定性が確保され、入力電圧および負荷範囲全体でオーバーシュート / アンダーシュートが最小限に抑えられます。部品の詳細な値は、「[ループ補償](#)」セクションに記載されています。

その他の重要なピン構成

5.FB

FB ピンは、外部抵抗デバイダによって最大出力電圧を設定します。このヘッドライト アプリケーションでは 55V に設定します。定電流 LED 動作中、LED 負荷が開路した場合に出力電圧を 55V にクランプすることで、電圧ループは 2 次側過電圧保護を提供し、コンバータや下流の回路の損傷を防止します。また、この電圧ループにより、負荷変動時に電流レギュレーション モードと電圧レギュレーション モードの間をシームレスに移行します。

最大出力電圧 $V_{OUT(max)}$ は、 R_{FBT} (V_{OUT} と FB の間に接続) と R_{FBB} (FB と AGND の間に接続) からなる抵抗性デバイダ回路網によって決定されます。このコンバータは、FB ピンを、1.0V (標準値) の内部リファレンス電圧 V_{FB} に制御します。抵抗値は次式を用いて計算されます。

$$V_{OUT(max)} = V_{FB} \times \frac{R_{FBT} + R_{FBB}}{R_{FBB}} \quad (2)$$

このアプリケーションでは、 R_{FBT} が 100k Ω に、 R_{FBB} が 1.87k Ω に設定されます。

6.EN/UVLO

EN/UVLO ピンには、デバイスのイネーブルと低電圧誤動作防止 (UVLO) 保護という 2 つの機能があります。ピン電圧がイネーブル スレッショルド $V_{T+(EN)}$ を上回ると、内部ロジックおよびリファレンス回路が起動します。内蔵の UVLO 回路は、入力電圧を継続的に監視しています。プログラムされたスレッショルド (このアプリケーションでは 8V) を下回ると、コンバータは自動的にシャットダウンして、低電圧動作による電力段と LED 負荷の損傷を防止します。8V の UVLO スレッショルドは、抵抗性デバイダ回路網を使用して設定されます: $R_{UV1} = 15.8k\Omega$ (V_{IN} と EN/UVLO 間に接続) と $R_{UV2} = 2.94k\Omega$ (EN/UVLO と AGND 間に接続)。抵抗値は、[LM51770-Q1 計算ツール](#)を使用するか、デバイスの [LM51770-Q1 データシート](#)のセクション 8.3.5 (イネーブルおよび低電圧誤動作防止) を参照して決定できます。

4 車載 LED ライティング設計アプリケーション

4.1 電力段の設計

このアプリケーションでは、設計に **LM51770EVM-HV** 評価ボードが使用されています。設計仕様に基づき、**図 4-1** に示すように、電力段の部品を再計算し、ボード上で変更しました。**LM51770-Q1 昇降圧クイック スタート計算ツール** を使用して、このアプリケーション セットアップに必要な外付け部品を選択できます。各電力段部品の詳細な式は、**LM51770-Q1 データシート** に記載されています。更新された電力段部品を **表 4-1** に示します。

1. インダクタ値: コンバータの降圧領域と昇圧領域の両方で選択値をバランスさせる必要があります。これは、安定性 (昇圧領域で右半面のより高い零点周波数) と、インダクタ電流リップル (昇圧および降圧領域で約 33% のデューティサイクル) を低減することを目標としています。
2. ピーク電流センス抵抗値: ピーク インダクタ電流値より 10 ~ 15% 高いピーク電流制限を目標とすると、昇降圧領域での動作中により良い結果が得られ、ループの安定性を高めつつスイッチ ノードのジッタを改善できます。
3. 出力キャパシタンス値: 計算ツールの推奨出力キャパシタンス値は良い出発点となりますが、実験室で最適化する必要があります。
4. 出力コンデンサのタイプ: セラミック コンデンサは、ESR が低く、応答時間が短いため、推奨されます。一方、電解コンデンサは ESR が高く、応答時間が長くなるため、LED の定常状態およびスイッチング動作中は役に立たず、結果として出力電流リップルが大きくなります。
5. 出力コンデンサの配置: すべての出力コンデンサは、ILIM センス抵抗の前に配置する必要があります。そうしないと、コンデンサの放電電流は ILIM ループによって制御されません。
6. スロープ補償: 制御ループの安定性にとって、特に、昇圧比が高い (例えば、 $V_{in} = 9V$ 、 $V_{out} = 55V$) 場合やデューティサイクルが高い ($D > 50\%$) 場合には、最適な値を選択することが非常に重要です。

電圧および ILIM ループの補償の選択については、以後のセクションで説明します。

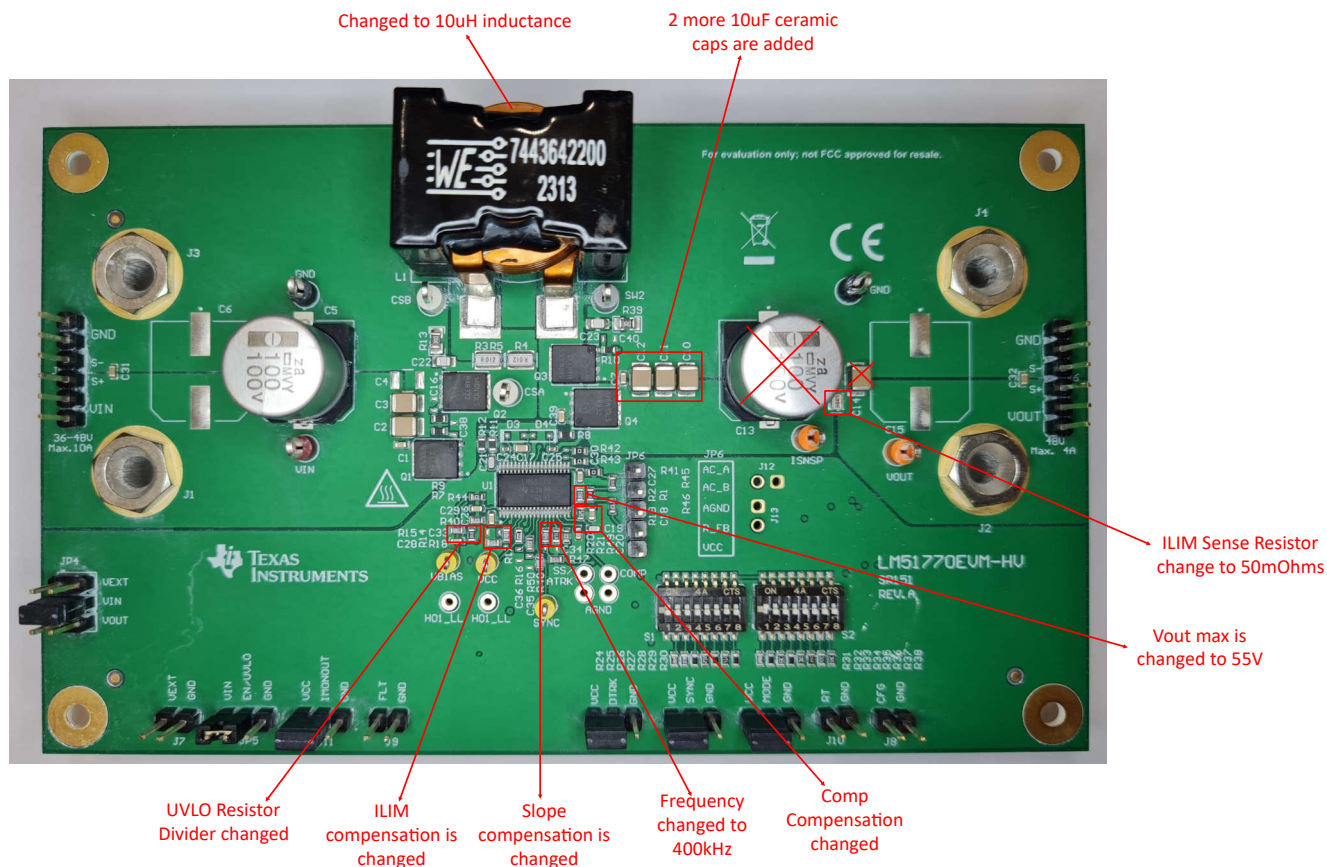


図 4-1. LM51770 評価基板への変更事項

表 4-1. 変更部品のリスト

機能	仕様	部品の値
UVLO	8V	R14 = 15.8k、R15 = 2.94k
インダクタ		L1 = 10uH
スイッチング周波数	400kHz	R21 = 75k
ILIM センシング	1A	R6 = 50m
Vout _{max}	55V	R2 = 1.87k
スロープ補償	Duty cycle _{max} = 84%	R20 = 124k
出力容量	50μF (セラミック コンデンサのみ)	C10 ~ C14 = 10μF

4.2 制御ループ アーキテクチャ

LM51770 は、1 つの電圧ループと 2 つの電流制御ループ (ピーク電流制限および平均電流制限) という 3 つの固有の制御ループを内蔵しており、出力電圧と電流を目的の設定ポイントに調節します。これらのループ間の相互作用を図 4-2 に示します。

1. 電圧制御ループ: 電圧制御ループは、出力電圧を継続的に監視し、内部リファレンスと比較します。その結果として生じるエラー信号によって誤差アンプが駆動され、誤差アンプは **COMP** ピンの電圧を調整して、出力電圧が目的の設定ポイントに収束するまで、**PWM** のデューティ サイクルを変調します。
2. ピーク電流制限ループ: ピーク電流制限ループは、瞬間的なインダクタ電流を測定し、電圧ループの誤差アンプによって生成される **COMP** 電圧と比較します。負荷電流が増加し、インダクタのピーク電流がプログラムされた最大スレッシュホールド (電流センス抵抗 R_{CS} で設定) に達すると、ループはインダクタのピーク電流をその最大値に調節します。このような条件では、電圧ループが反応して **COMP** 電圧を上昇させ、これにより、**PWM** デューティ サイクルが低下し、出力電圧が低下します。特定のアプリケーションでは **LED** 電流制御にピーク電流制限ループを利用できますが、その精度に関する固有限制により、厳密な電流レギュレーションが必要な高精度 **LED** 駆動アプリケーションにはあまり適していません。ピーク電流モード制御の伝達関数と制御式は『LM51770-Q1 データシート』や、この『スイッチモード電力コンバータのループ補償』に掲載されています。一方、電圧制御ループの第 II 種補償器に関する極と零点の重要な式は、式 3 ~ 4 に示しています。

$$F_{V_pole, origin} = 0 \quad (3)$$

原点における極の周波数: 零点の周波数:

$$F_{V_zero} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{comp} \times C_{comp}} \quad (4)$$

高周波極の周波数:

$$F_{V_pole, HF} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{comp} \times C_{hf, comp}} \quad (5)$$

3. 平均電流制御ループ: **LED** アプリケーションなど、高精度の出力電流レギュレーションが必要なアプリケーションの場合、LM51770 の平均電流制御ループを使用すると、より適切なソリューションを実現できます。このループは、出力フィルタの後に配置される電流センス抵抗 R_{ISNS} を介して、**DC** 出力電流を直接検出します。図 4-2 に示すように、検出された平均電流値を使用して **COMP** 電圧を直接制御してインダクタ電流を調節します。これにより **PWM** のデューティ サイクルを変調して出力電流を厳密に調節します。この閉ループ手法により、平均電流制御ループは高精度の **LED** 駆動や定電流アプリケーションに特に適しています。一方、**ILIM** ループの小信号安定性は、電流制限ループ ゲインによって決まります。これは、式 6 において、 $T_{ilim}(s)$ として示されます。

$$T_{ilim}(s) = G_{vc, isns}(s) \times R_{sns, ilim} \times G_{ilim}(s) \quad (6)$$

ここで、

A. $R_{sns, ilim}$:

ここで、

は、**ILIM** 電流センス抵抗 (評価基板で R_6 と表示) です

B. 制御からセンスへのプラント伝達関数: $G_{vc, isns}(s)$

このプラント成分は、制御信号 (デューティ サイクル) と、それによって生じる電流センス抵抗の両端の電圧との関係を表しています。この式には、変調器のダイナミック特性と、電力段のインダクタ電流応答が含まれています。

$$G_{vc, isns}(s) = \frac{F_m(s) \times G_{d, i_s}(s)}{1 + F_m(s) \times K_{CS} \times H_e(s) \times G_{d, i_L}(s)} \quad (7)$$

ここで、

$$\bullet \quad T_{PK}(s) = F_m(s) \times F_{CS} \times H_e(s) \times G_{d, i_L}(s) \quad (8)$$

は、内部ピーク電流検出ゲイン (V/A 単位) です。

$$\bullet \quad G_{d, i_L}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \text{ is the duty cycle to inductor current transfer function} \quad (9)$$

$$\bullet \quad G_{d, i_s}(s) = \frac{\hat{i}_{SNS}(s)}{\hat{d}(s)} \quad (10)$$

は、デューティ サイクルから平均電流センスへの伝達関数です

- 内部ピーク電流検出ゲイン (K_{CS}): は、小信号インダクタ電流を内部ピーク電流センス電圧に変換します。

$$K_{CS} = \frac{\hat{v}_{CSA}}{\hat{i}_L} \quad (11)$$

- $H_e(s)$ は、サンプリング補正: 固定周波数のピーク電流モード制御におけるサンプリングされたデータの影響を表します。ピーク電流コンパレータは、スイッチング周期ごとに 1 回、サンプリングしてスイッチング サイクルを終了するので、内部電流ループは純粋な連続時間系ではありません。

$$H_e(s) = 1 - \frac{s}{2f_s} + \frac{s^2}{(\pi f_s)^2} \quad (12)$$

- $f_m(s)$ は、変調器のゲイン: PWM 変調器のゲイン。これは、制御電圧をデューティ サイクル D に関連付けます。昇降圧コンバータの場合、およそ次のようになります。

$$F_m = \frac{1}{T_s \times (s_n + s_e)} = \frac{f_s}{s_n + s_e} \quad (13)$$

$$-s_n \quad (14)$$

は、検出された回路本来の電流ランプ傾き (V/s 単位) です

$$-s_e \text{ is the slope-compensation ramp in V/s} \quad (15)$$

$$-f_s \text{ is the switching frequency.} \quad (16)$$

C. 電流制限補償回路: $G_{ilim}(s)$

補償回路網 $G_{ilim}(s)$ は、電流ループのクロスオーバー周波数で十分な位相マージンを提供し、電流検出路からの高周波ノイズを除去するように設計された高次補償回路です。実装された制御アーキテクチャに基づき、伝達関数は次のように定義されます。

$$G_{ilim}(s) = G_{m, ilim} * \frac{1 + s(R_{c, ilim} C_{c, ilim})}{s C_{c, ilim} \times (1 + s R_{c, ilim} C_{hf, ilim})} \quad (17)$$

ここで、

- $G_{m, ilim}$ (18)

は、ILIM 電流誤差アンプの DC ゲインです。

- $R_{c, ilim}$ is the resistor in the compensation network, determines the location of the zero and HF pole (labeled by R₁₇ in the EVM) (19)

- $C_{c, ilim}$ (20)

は、補償回路網内のコンデンサであり、積分強度と零点の位置を決定します (評価基板では C₁₈ と表示)。

- $C_{hf, ilim}$ (21)

は、補償回路網のコンデンサであり、高周波のロールオフ極を形成します (評価基板では C₃₃ と表示)。

平均電流制御ループの第 II 種補償器の極と零点の式は、式 12 ~ 14 で与えられます。

$$F_{ILIM_pole, origin} = 0 \quad (22)$$

原点における極の周波数:

零点の周波数: 高周波極の周波数:

$$F_{ILIM_zero} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{c, ilim} \times C_{c, ilim}} \quad (23)$$

$$F_{ILIM_pole, HF} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{c, ilim} \times C_{hf, ilim}} \quad (24)$$

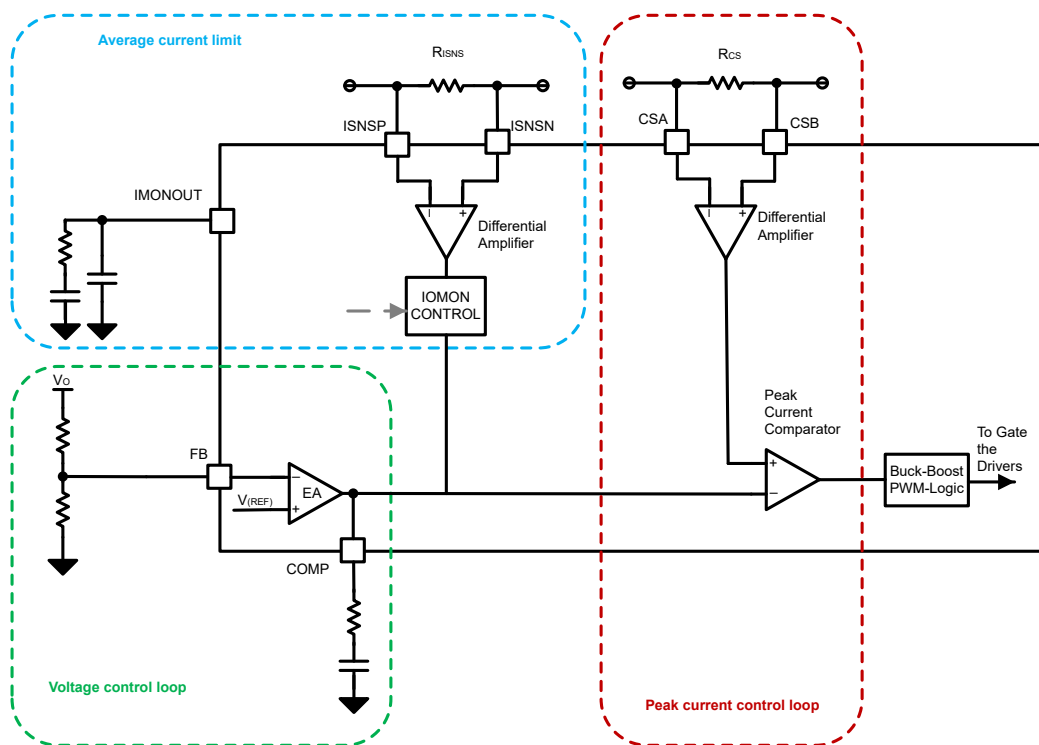


図 4-2. LM51770 デバイスの制御ループ

5 ILIM ループの最適化と測定結果

ILIM ループの最適化

前のセクションで説明したように、ILIM ループは、電圧ループの上位に位置する監視ループとして機能します。COMP 電圧を直接オーバーライドすることでインダクタ電流を制御します。そのため、強力な電圧ループ補償が ILIM ループの動作に干渉して悪影響を及ぼし、電流を効果的に制御する能力が低下する可能性があります。この相互作用を軽減するために、ILIM ループ帯域幅が電圧ループ帯域幅の 3 ～ 5 倍になるように設計することを推奨します。あるいは、十分に弱い電圧ループ補償でも、許容可能な性能が得られる場合があります。

この推奨事項を検証するため、強い電圧ループ補償と弱い電圧ループ補償という 2 つの補償設定を使用して比較テストを実施しました。どちらの場合も ILIM ループ補償を同一に維持しています。

5.1 強い電圧ループ補償

強い電圧ループ補償のボード線図を図 5-1 に示し、その構成に対する部品の値を表 5-1 に示します。測定結果は、図 5-2 に示すように、定常状態で出力電流リップルが大幅に大きくなったことを示しています。強い COMP ピン補償により、394mA の定常状態の出力電流リップルが生じ、ILIM ループ制御との大きな干渉があることが示されています。

表 5-1. 補償回路網の値

機能	部品	値	帯域幅
COMP 補償	R_{comp} (R_{19})	25k	- Vout = 7V、BW = 7.3kHz - Vout = 21V、BW = 4.2kHz - Vout = 35V、BW = 2.6kHz - Vout = 56V、BW = 1.7kHz
	C_{comp} (C_{18})	12nF	
	$C_{hf,comp}$ (C_{19})	100pF	
ILIM 補償	$R_{c,ilim}$ (R_{17})	143k	- Vout = 7V、BW = 5kHz - Vout = 21V、BW = 1kHz - Vout = 35V、BW = 0.5kHz - Vout = 56V、BW = 0.25kHz
	$C_{c,ilim}$ (R_{18} 現在 C_{18})	26n	
	$C_{hf,ilim}$ (C_{33})	50pF	

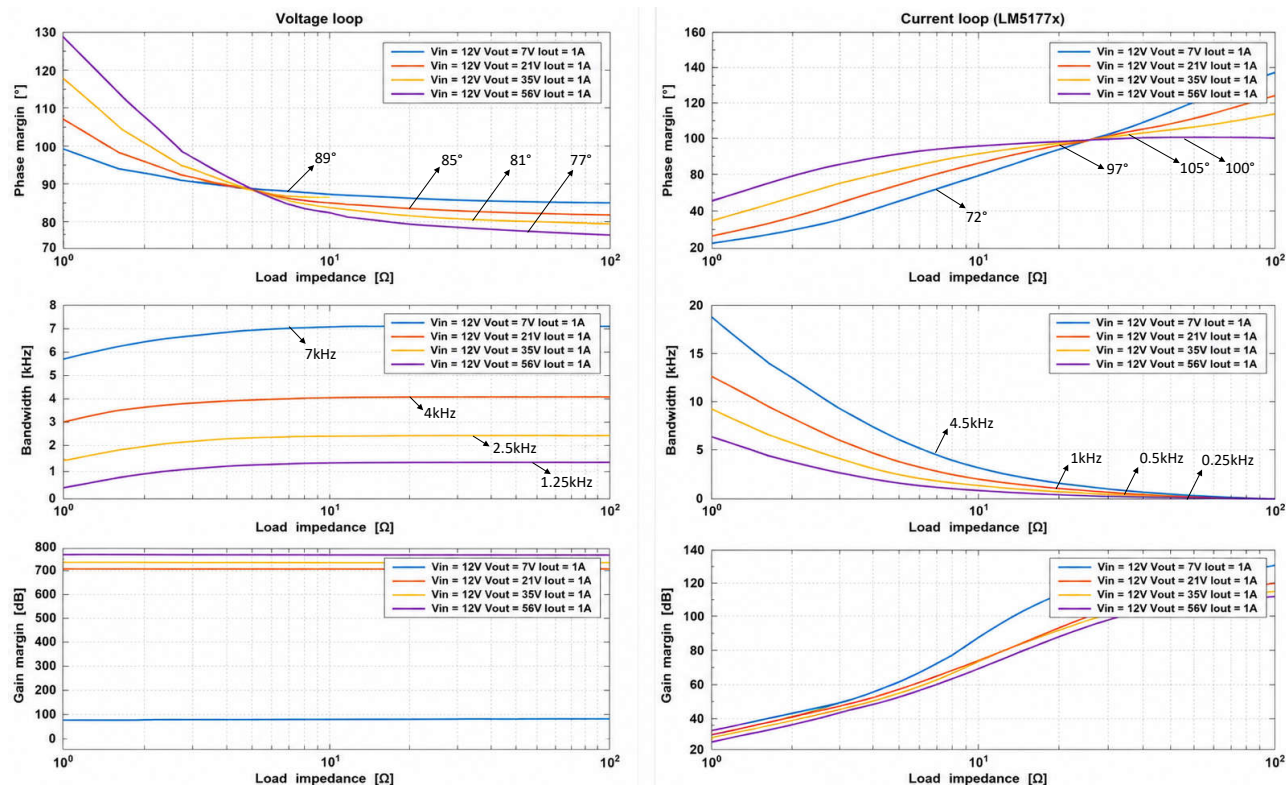


図 5-1. 強い電圧ループ補償のボード線図の結果



図 5-2. 強い COMP ピン補償による結果 (Vin = 12V、2 個つの LED)

5.2 弱い電圧ループ補償

弱い電圧ループ補償のボード線図を図 5-3 に示し、その構成に対する部品の値を表 5-2 にまとめます。図 5-2 に示す結果とは対照的に、図 5-4 は、COMP ピンの補償を弱い設定に減らすことで、定常状態の出力電流リップルがわずか 31.8mA に減少し、90% 以上減少することを示しています。これらの結果は、ILIM ループの性能を実現するには、電圧ループ補償強度を最低にすることが重要であることを明確に示しています。

表 5-2. 補償回路網の値

機能	部品	値	帯域幅
COMP 補償	R_{comp} (R_{19})	143	- Vout = 7V、BW = 1.46kHz - Vout = 21V、BW = 1.15kHz - Vout = 35V、BW = 0.9kHz - Vout = 56V、BW = 0.7kHz
	C_{comp} (C_{18})	12nF	
	$C_{hf,comp}$ (C_{19})	100pF	
ILIM 補償	$R_{c,ilim}$ (R_{17})	143k	
	$C_{c,ilim}$ (R_{18} 現在 C_{18})	26n	- Vout = 7V、BW = 5kHz - Vout = 21V、BW = 1kHz - Vout = 35V、BW = 0.5kHz - Vout = 56V、BW = 0.25kHz
	$C_{hf,ilim}$ (C_{33})	50pF	

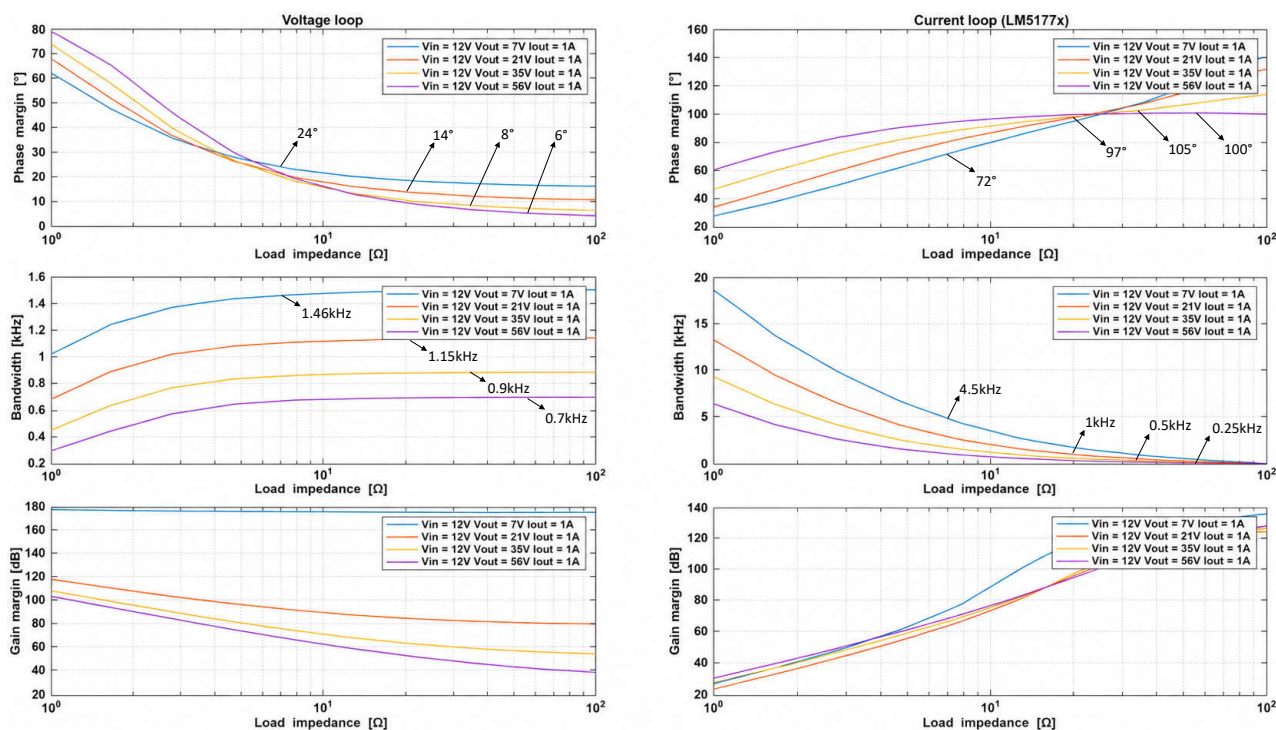


図 5-3. 弱い電圧ループ補償のボード線図の結果

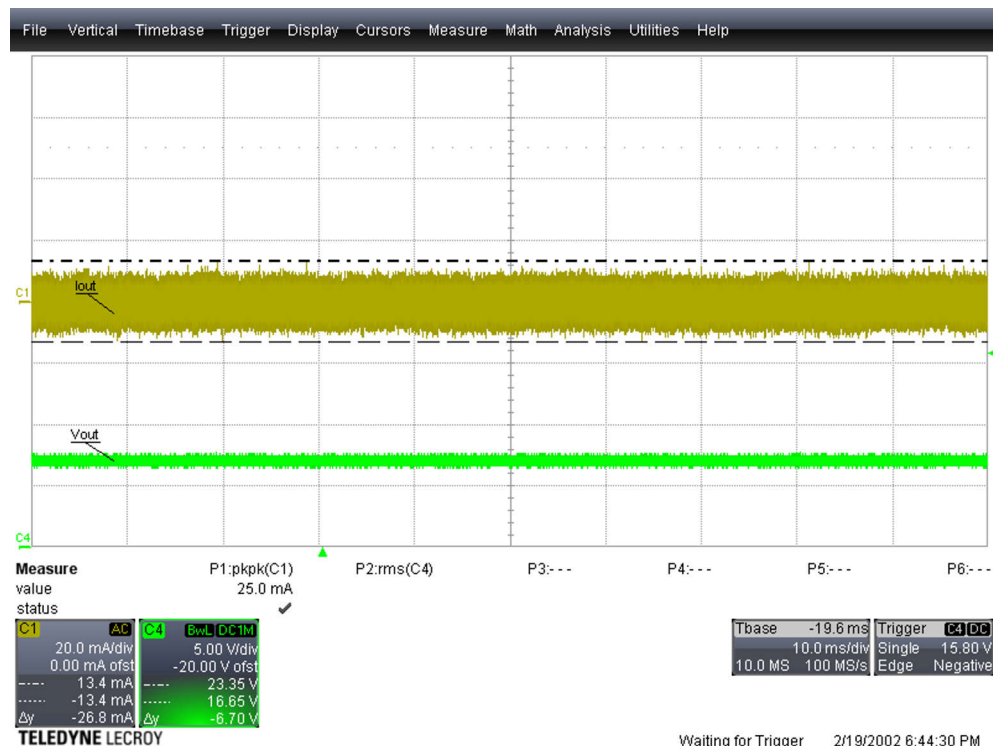


図 5-4. 弱い COMP ピン補償による結果 ($V_{in} = 12V$ 、2 つの LED)

5.3 LED スイッチングと昇降圧領域

LED アプリケーションからわかるように、コンバータの出力電圧は、出力に接続されている LED の数によって決まります。コンバータ出力で LED の個数を多い方から少ない方に切り替えると、出力電流リップルが生成され、これは最大出力電流の 40% 以内に維持する必要があります。このリップル電流は主に出力キャパシタンスに依存します。出力キャパシタンスが高く、充電される電圧が高いほど、コンデンサ放電中の出力電流リップルも大きくなります。

これに加えて、LM51770-Q1 デバイスの昇降圧領域で LED が定常状態で動作している場合にも、大きな電流リップルが観測されることがあります。これは、昇降圧領域ではデバイスがわずかに不安定になる可能性があり、ループ上の制御が失われる結果、スイッチ ノードのジッタが大きくなり、出力電流リップルが大きくなります。

LED スイッチング時と昇降圧領域での動作中の両方で出力電流リップルを最適化するには、以下の手法が適用できます。

1. ILIM ループ補償を調整することで、電流リップルの振幅を最小限に抑えることができますが、このような広い出力電圧範囲 (6V ~ 54V) にわたってループを補償するのは非常に困難です。
2. ピーク電流センス抵抗を増やすと、ジッタの低減とループ制御の改善に役立ちますが、ピーク電流制限がピーク インダクタ電流よりも 10% ~ 15% 高く維持されるように、この抵抗の値を選択する必要があります。
3. コンバータ出力と LED の間に小さな直列ダンピング抵抗を追加することは、スイッチングと定常状態動作の両方で、電流リップルの振幅を低減する効果的な方法です。図 5-5 に、ダンピング抵抗を組み込んだ回路の大まかな回路図を示します。

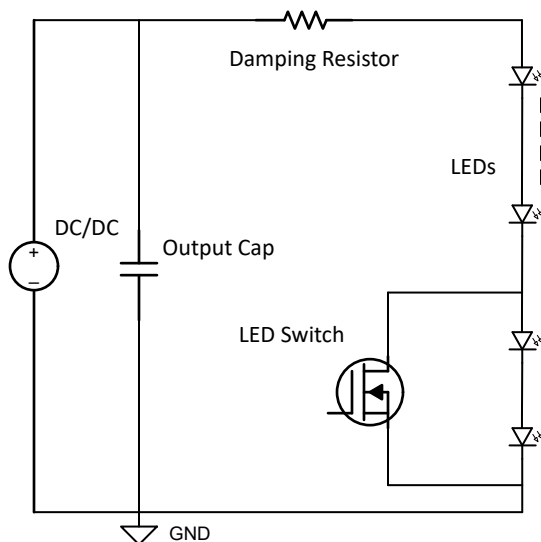


図 5-5. ダンピング抵抗を使用した LED アプリケーションの回路図の概略

図 5-6 に、直列ダンピング抵抗を使用しない昇降圧領域での LED 動作結果を示します。ここで、入力電圧と出力電圧は両方とも 12V、出力電流は 1A です。結果は、電流リップルが 129mA であり、5% の要件を超えていることを示しています。その後、 1.5Ω の直列ダンピング抵抗を使用してテストを行いました。図 5-7 に示す結果は、ダンピング抵抗を追加することで、電流リップルが 49.4mA へと大幅に低減されることを示しています。

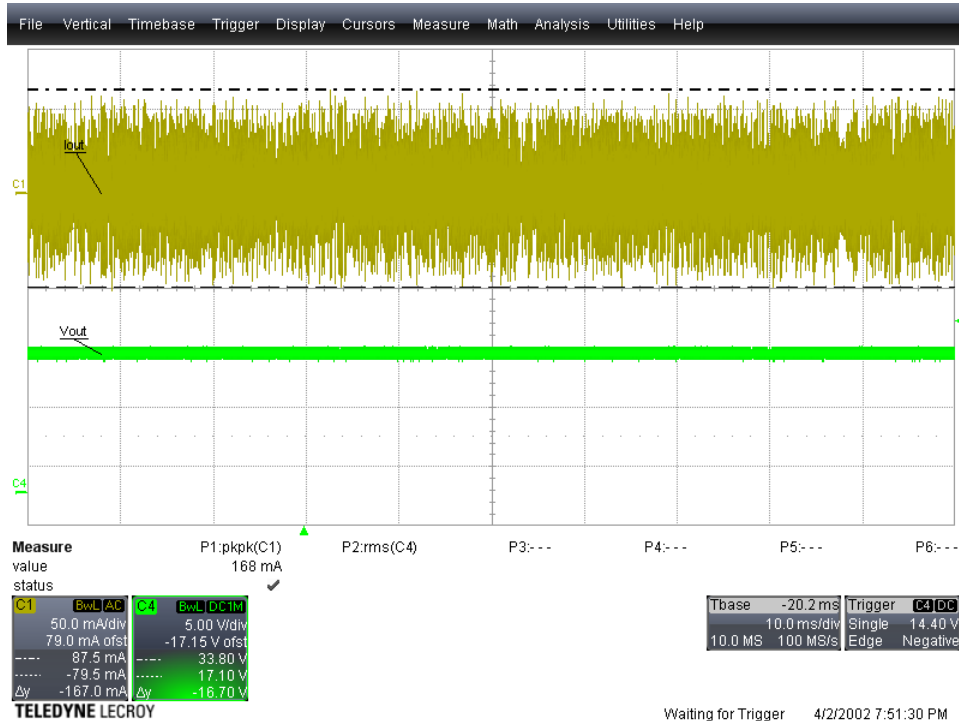


図 5-6. ダンピング抵抗なしの結果 ($V_{in} = 12V$ 、 $V_{out} = 12V$ 、4 個の LED)

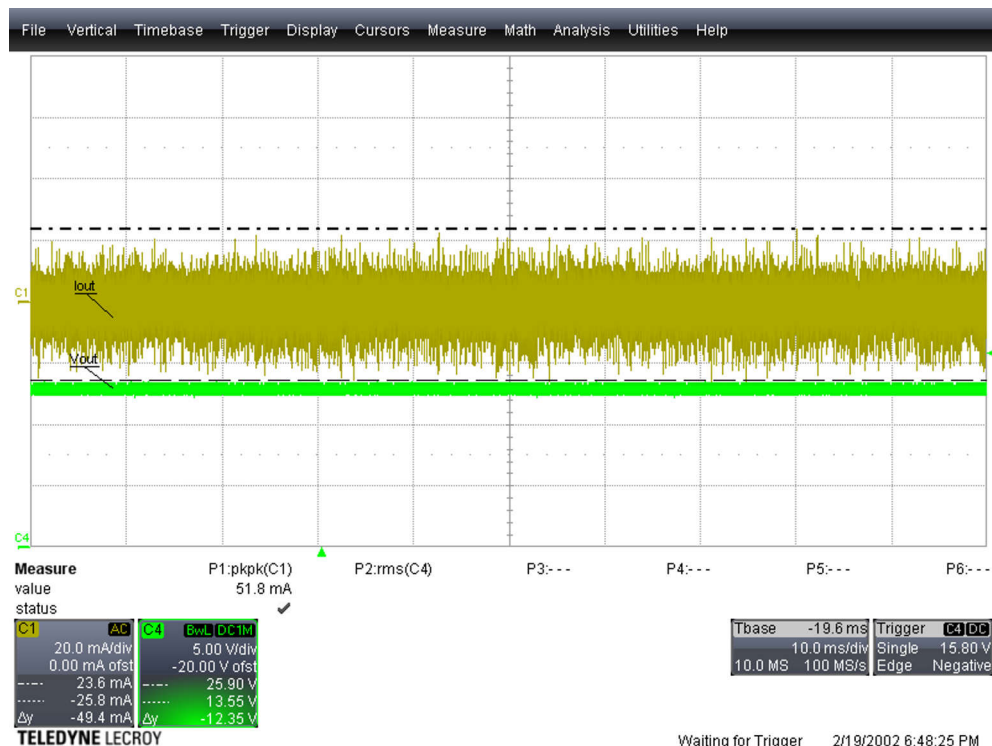


図 5-7. ダンピング抵抗ありの結果 ($V_{in} = 12V$ 、 $V_{out} = 12V$ 、4 個の LED)

同様に、ダンピング抵抗を使用しない LED スイッチング (2 個の LED から 10 個の LED へ) の結果を図 5-8 に示します。これは、出力電流リップルが 420mA に達し、要求される仕様を超えていることを示しています。一方、図 5-9 は、ダンピング抵抗を追加した結果を示しており、出力電流リップルが 230mA へと大幅に低減され、要求される仕様の範囲内に収まっていることがわかります。

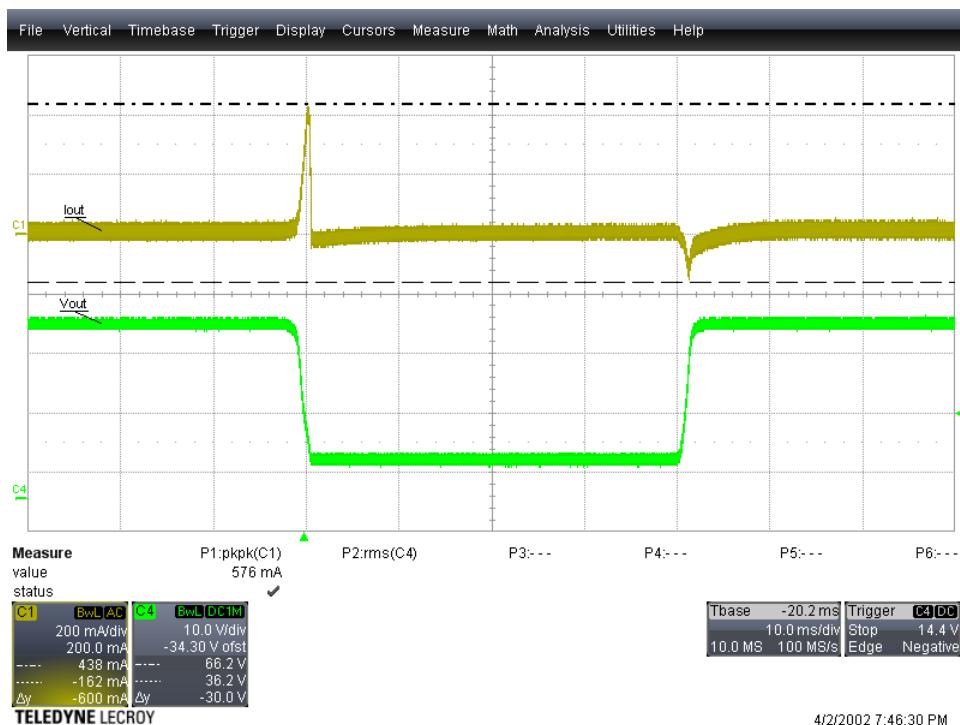


図 5-8. ダンピング抵抗なしで、2 個の LED から 10 個の LED へのスイッチングの結果 ($V_{in} = 12V$)

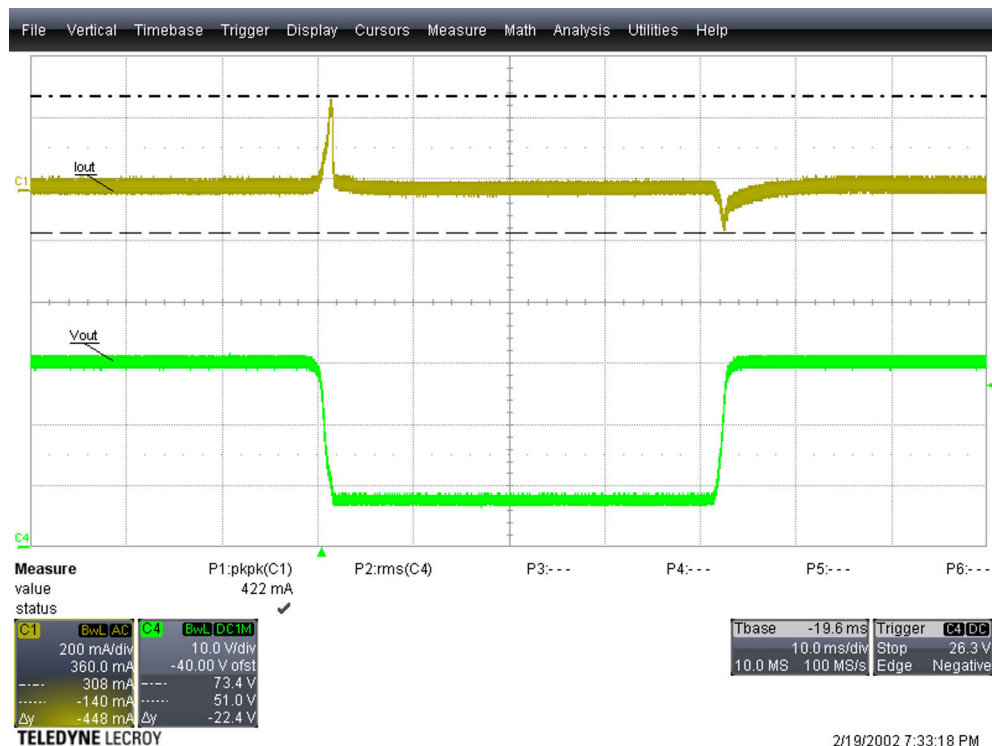


図 5-9. ダンピング抵抗ありで、2 個の LED から 10 個の LED へのスイッチングの結果 ($V_{in} = 12V$)

6 詳細な結果

6.1 LED の定常状態での動作結果

定常状態の LED 動作でのデバイスの性能を評価するため、9V、12V、16V などさまざまな入力電圧および、さまざまな LED 負荷数 (2、4、6、10、18) でテストを実施しました。このテストは、前のセクションで **COMP** および **ILIM** ループについて算出した最適な補償値を用い、**1.5Ω** のダンピング減衰抵抗を使用して実施しました。この結果は、これらすべての動作において、出力電流リップルが合計負荷の **5%** 未満にとどまることを示しています。

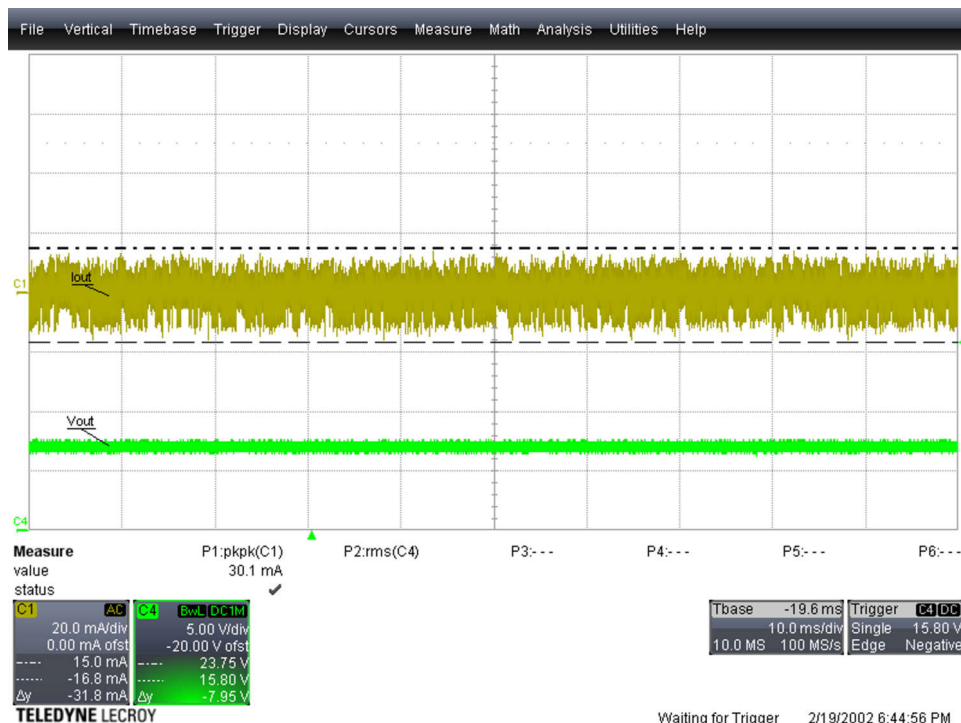


図 6-1. $V_{in} = 9V$ 、2 個の LED

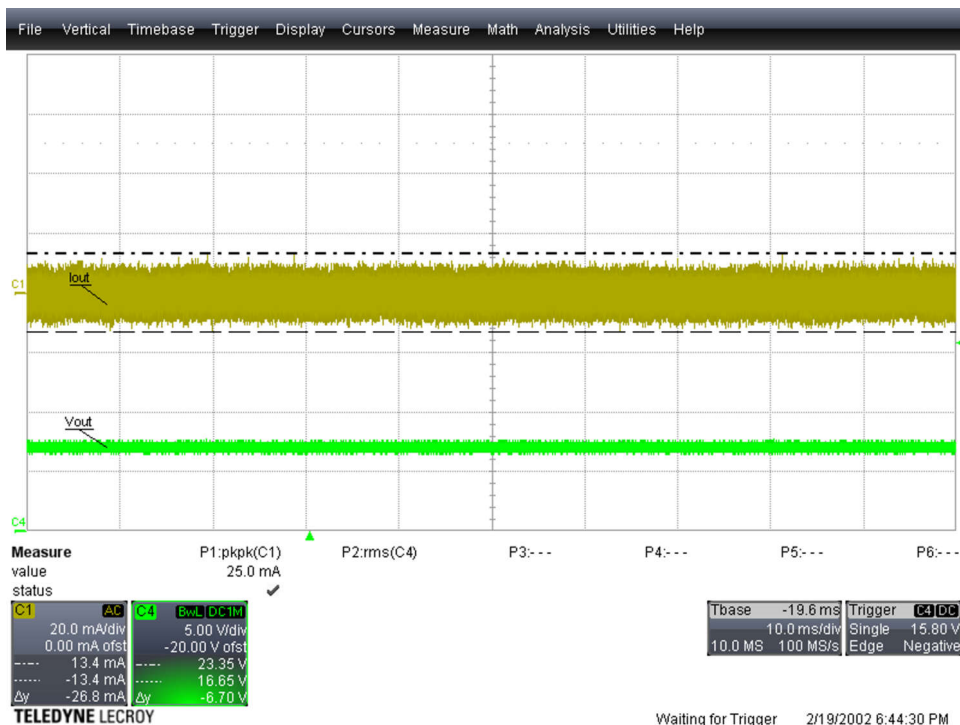


図 6-2. Vin = 12V、2 個の LED

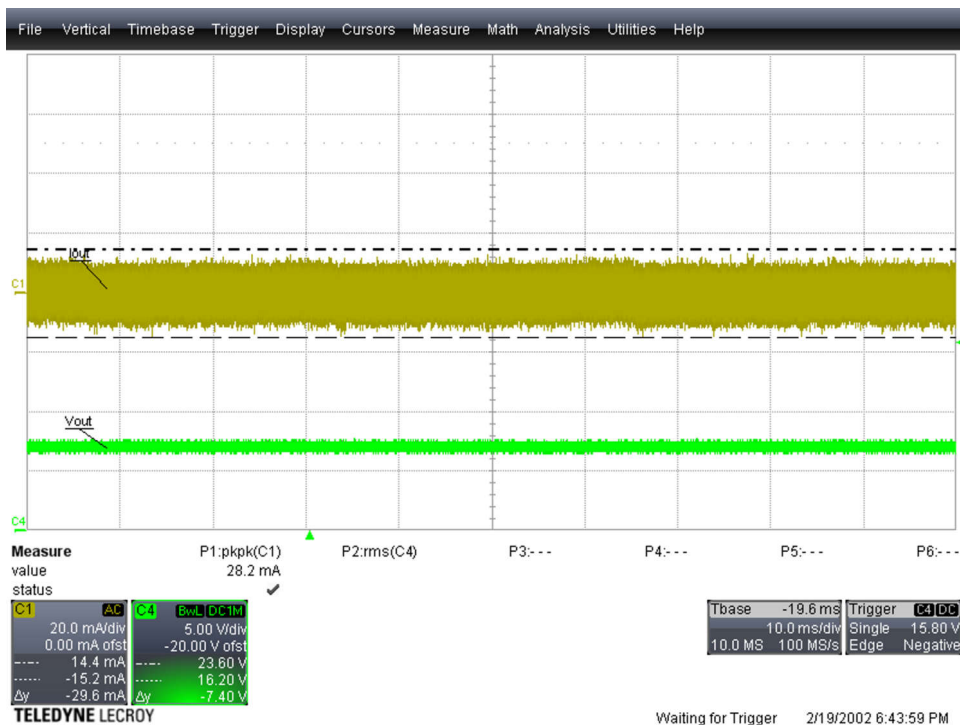


図 6-3. Vin = 16V、2 個の LED

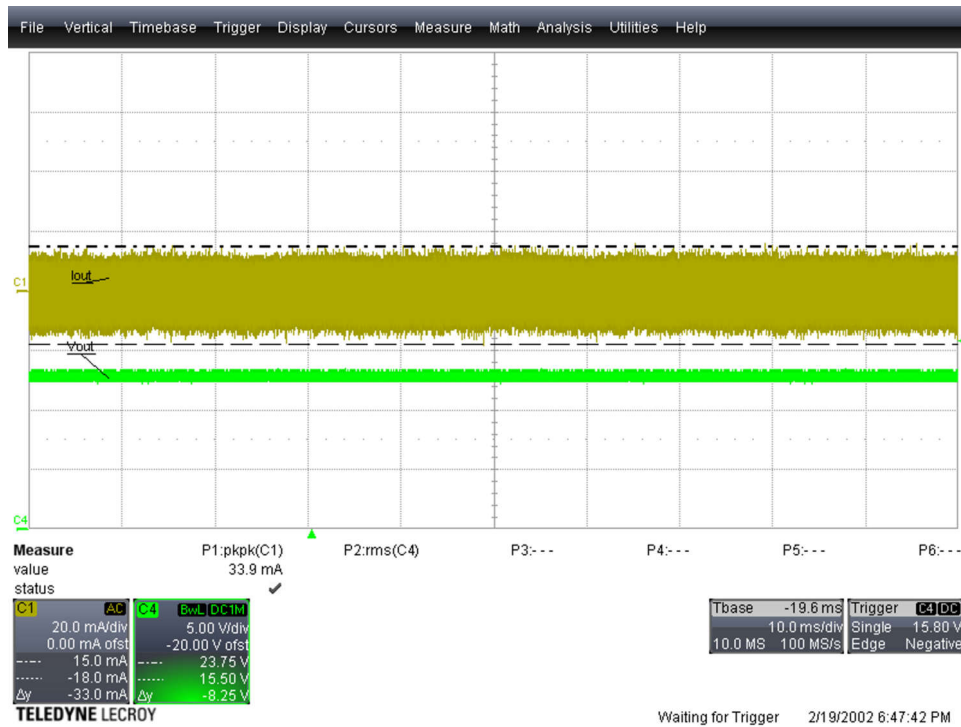


図 6-4. $V_{in} = 9V$ 、4 個の LED

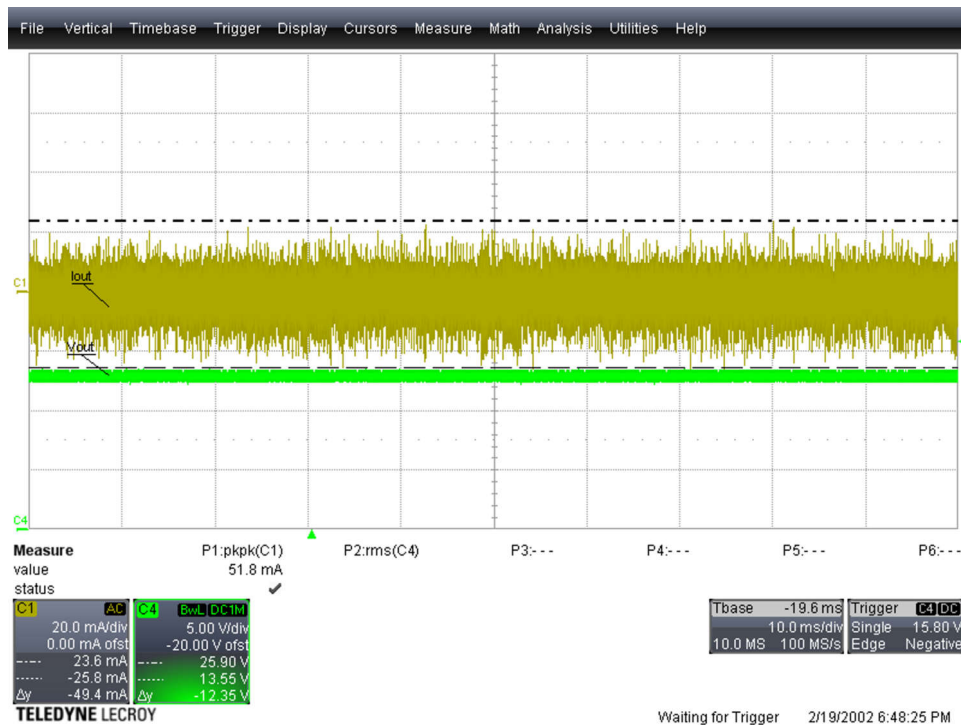


図 6-5. $V_{in} = 12V$ 、4 個の LED

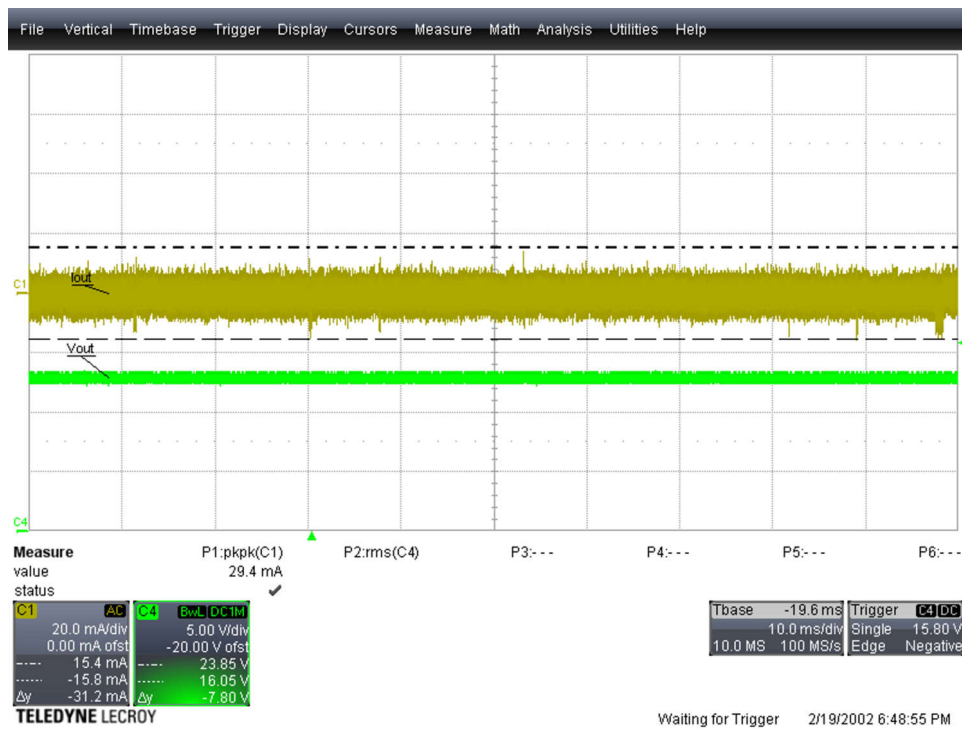


図 6-6. $V_{in} = 16V$ 、4 個の LED

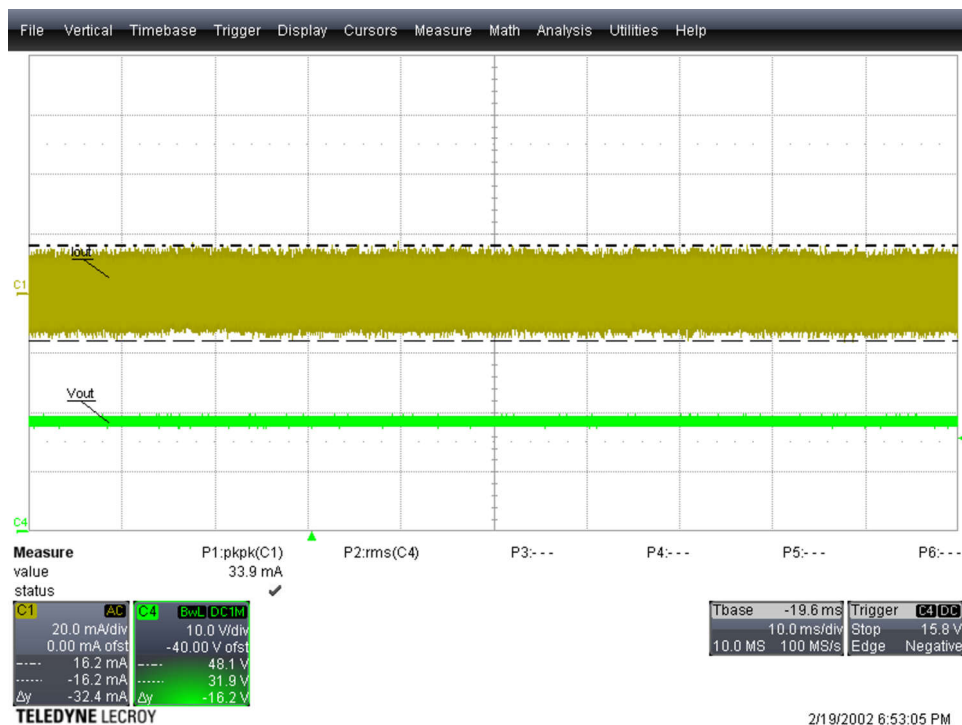


図 6-7. $V_{in} = 9V$ 、6 個の LED

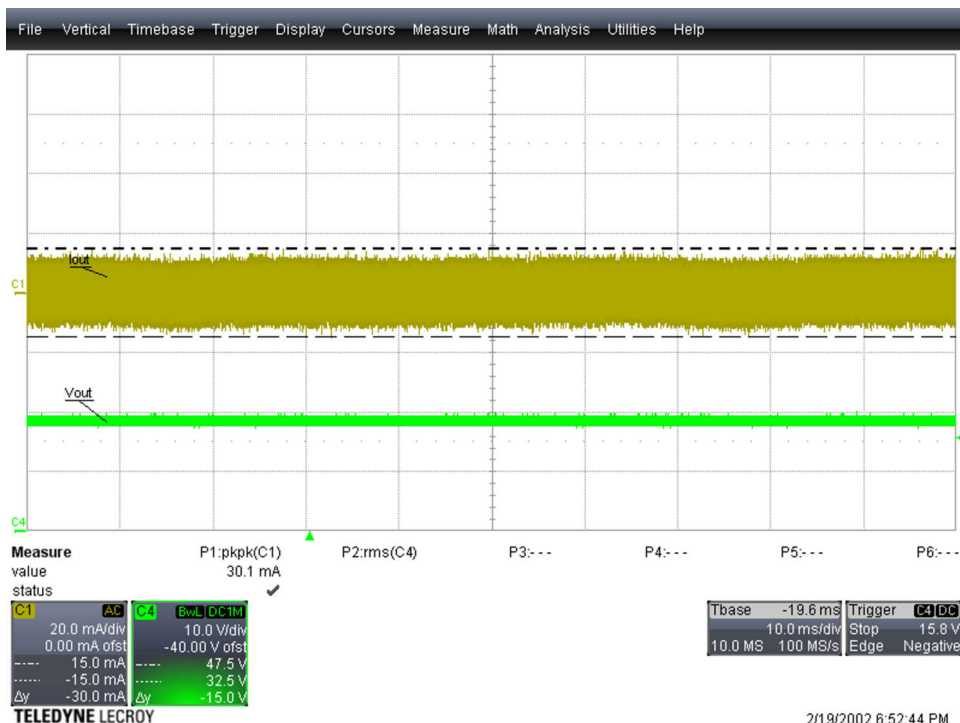


図 6-8. $V_{in} = 12V$ 、6 個の LED

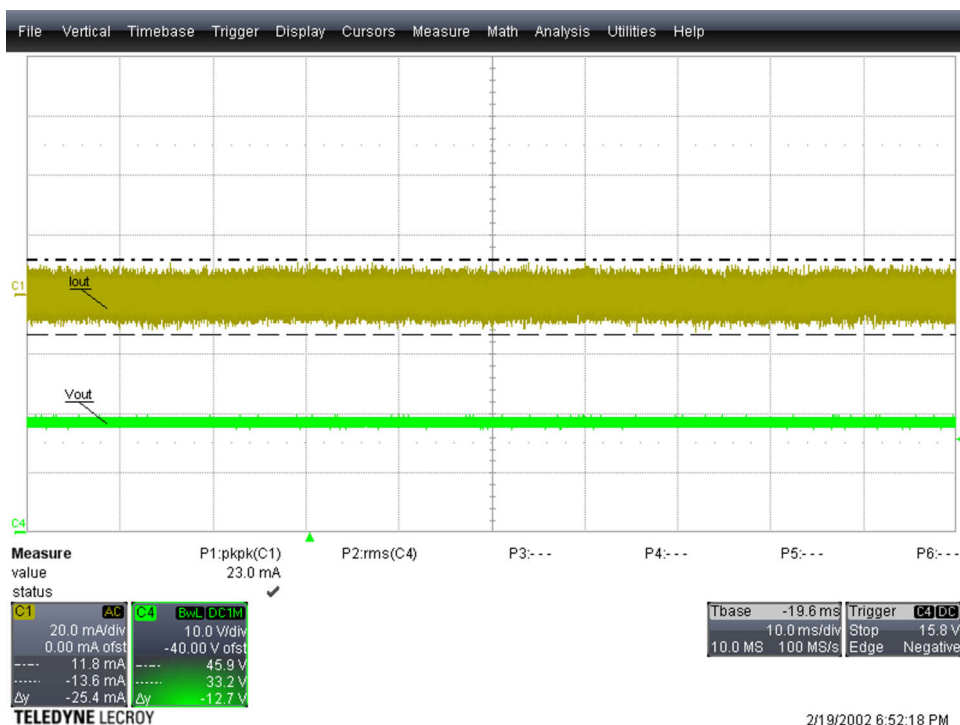


図 6-9. $V_{in} = 16V$ 、6 個の LED

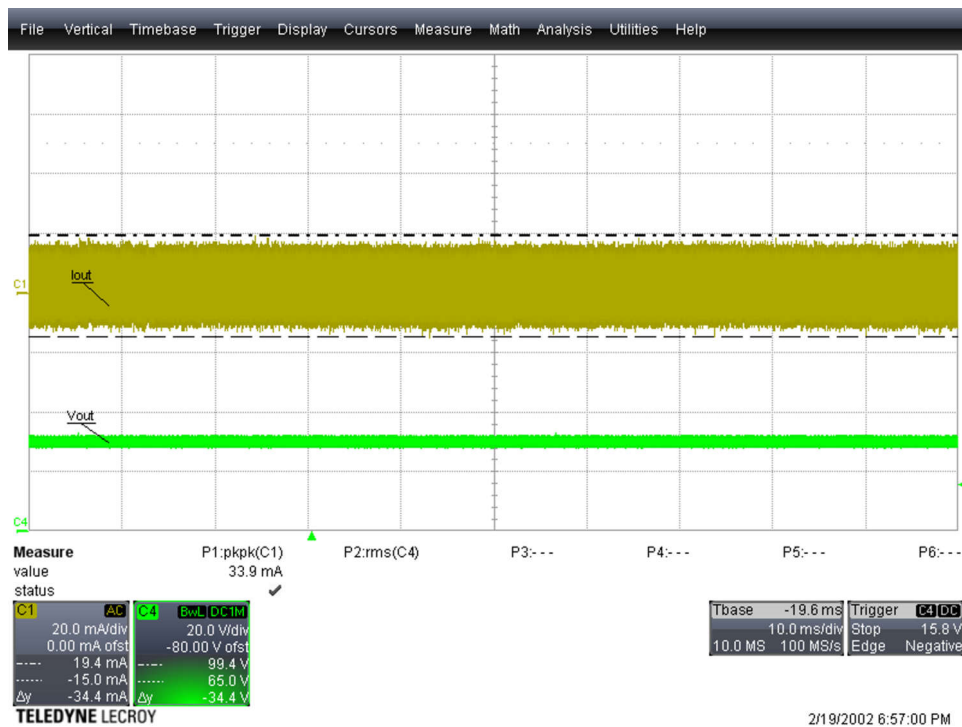


図 6-10. Vin = 9V、10 個の LED

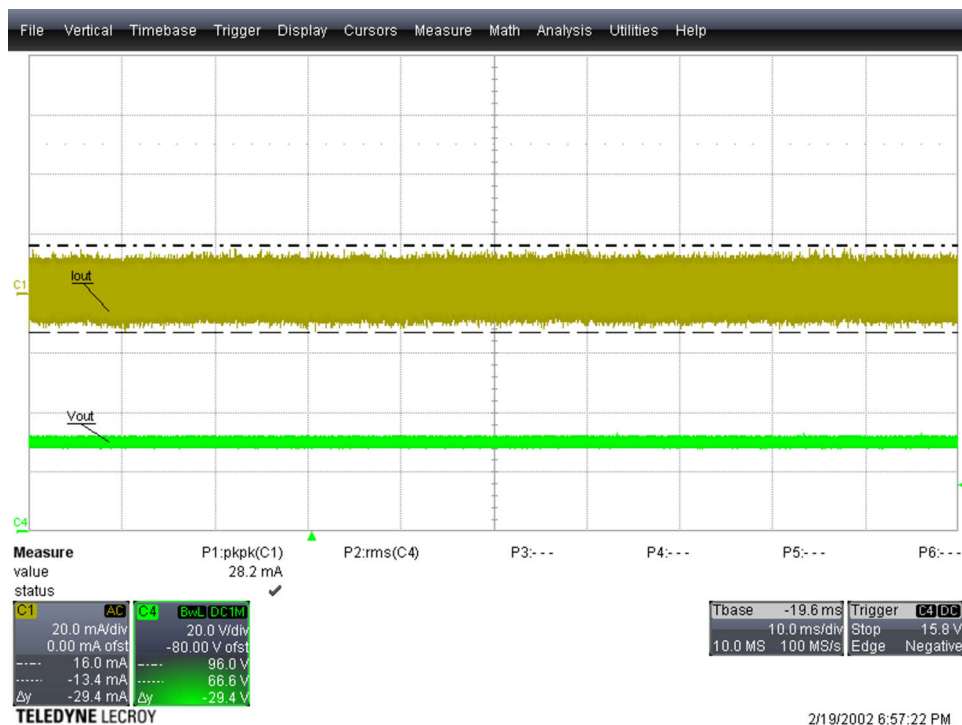


図 6-11. Vin = 12V、10 個の LED

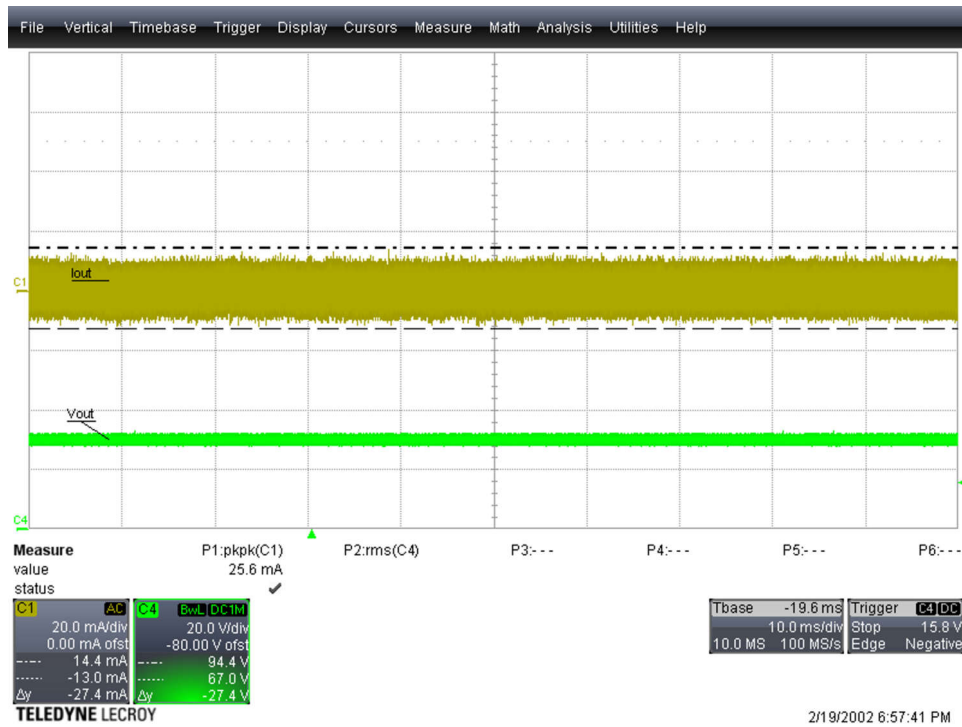


図 6-12. $V_{in} = 16V$ 、10 個の LED

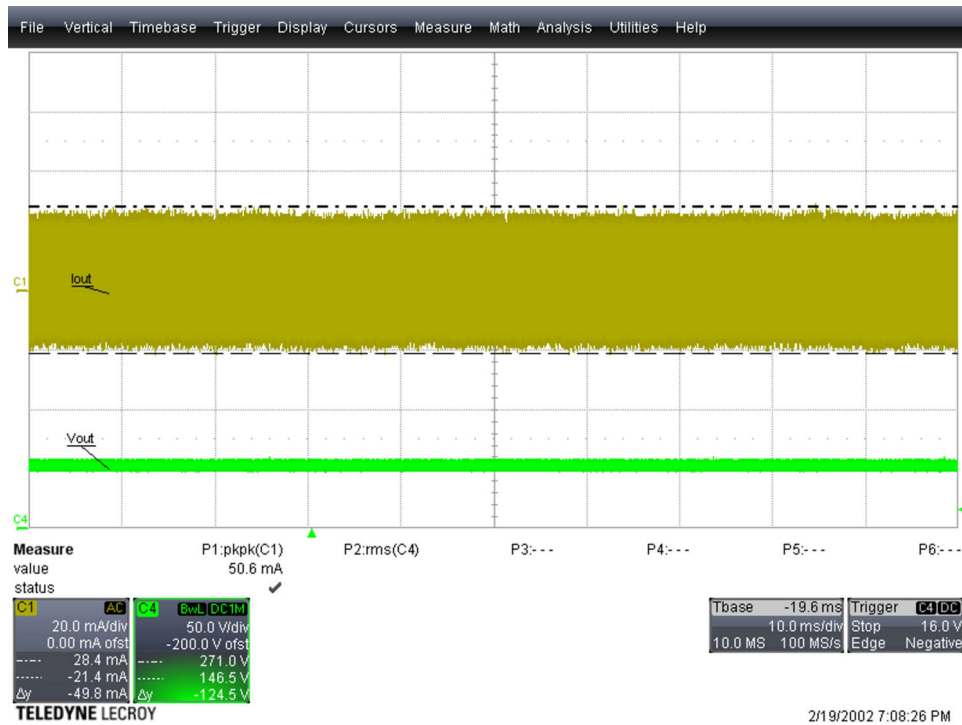


図 6-13. $V_{in} = 9V$ 、18 個の LED

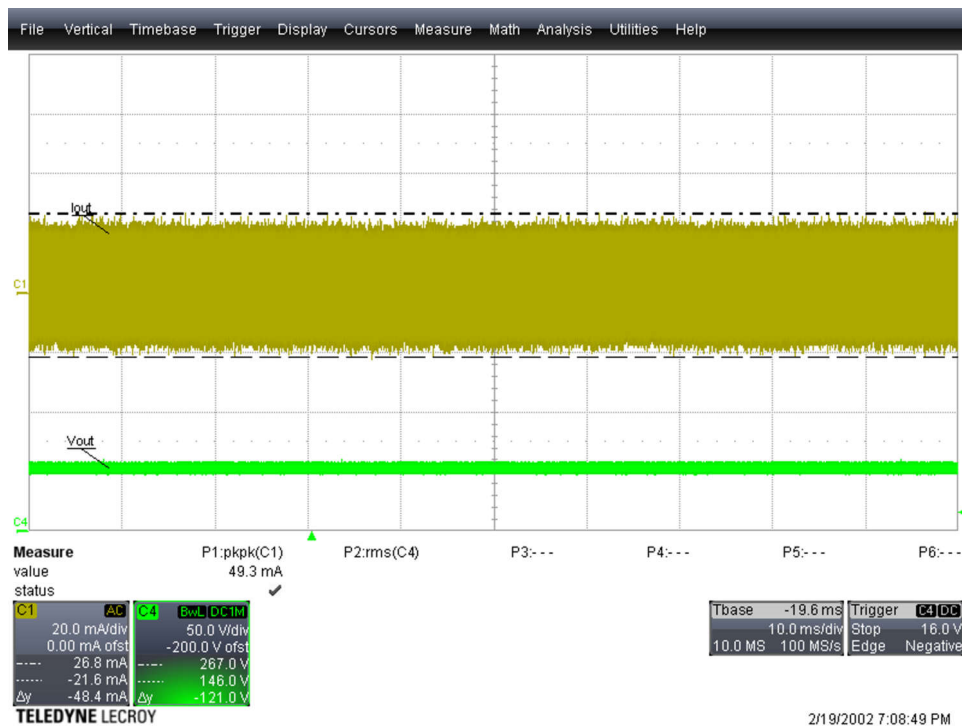


図 6-14. Vin = 12V、18 個の LED

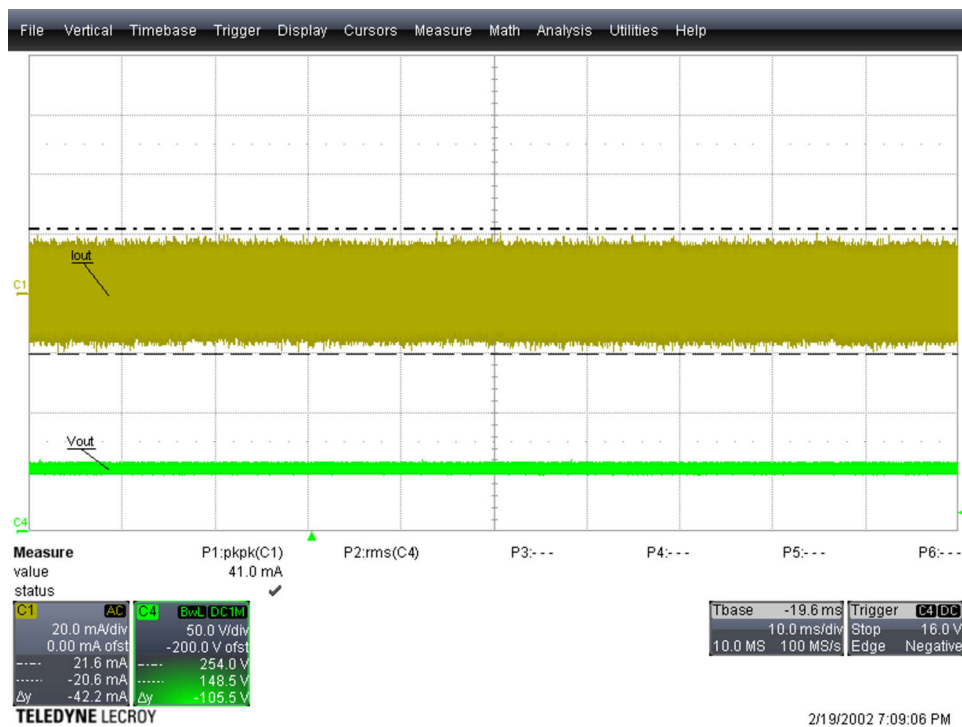


図 6-15. Vin = 16V、18 個の LED

6.2 LED のスイッチング状態の動作結果

同様に、LED スwitching のテストを行いました。このテストの目的は、LED スwitching 遷移中に出力電流リップルが 40% の基準内にとどまるかどうかを確認することでした。以下の図に、さまざまな数の LED スwitching による結果を示します。

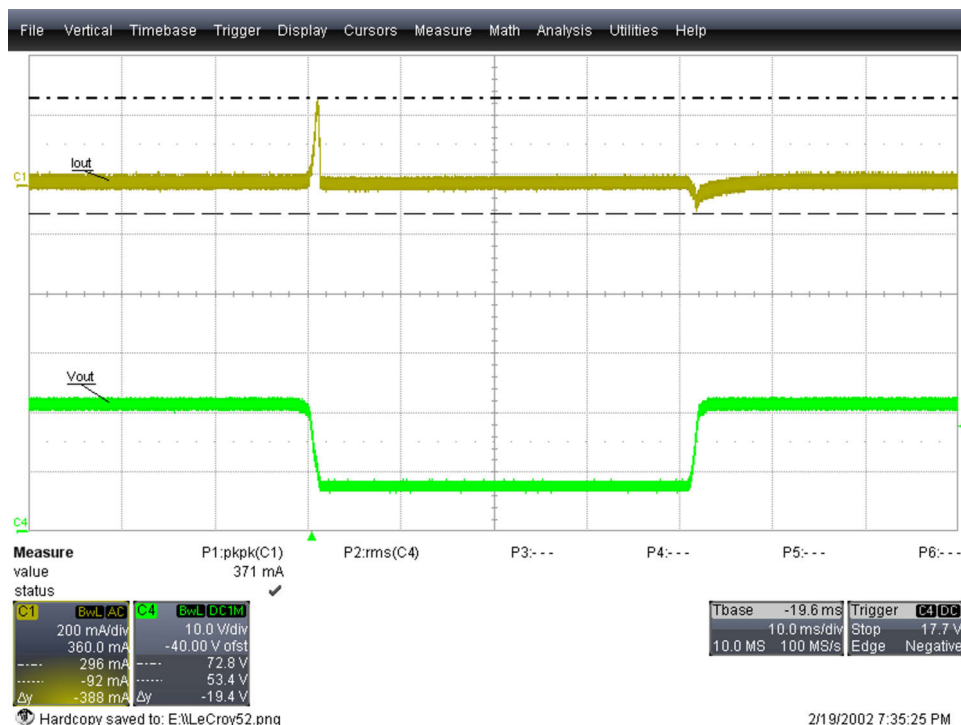


図 6-16. 2 個の LED から 7 個の LED へのスイッチング (Vin = 12V)

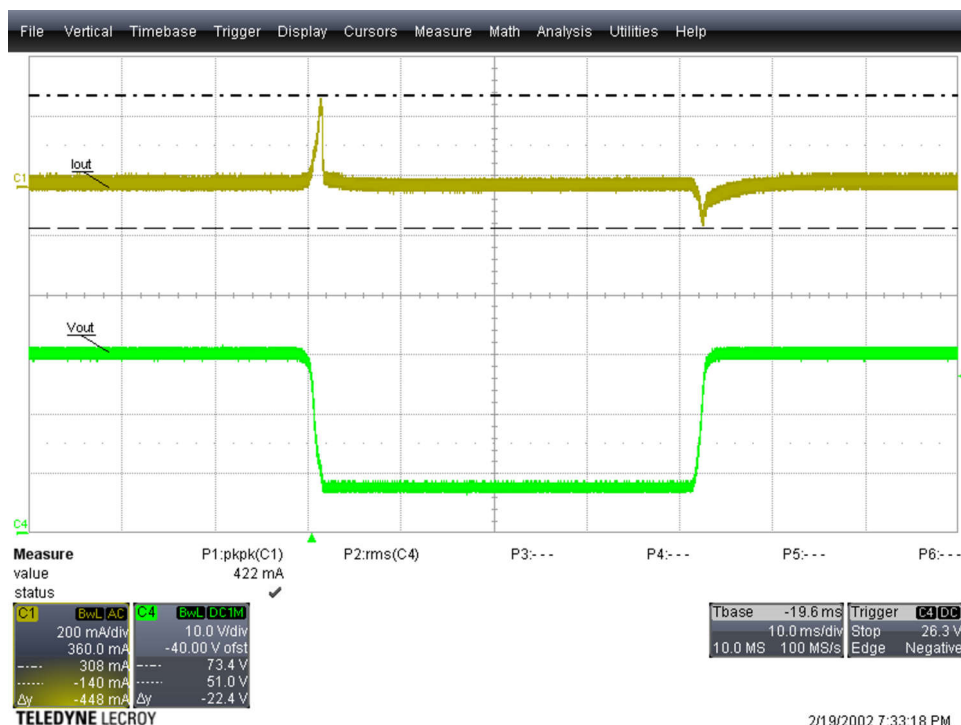


図 6-17. 2 個の LED から 10 個の LED へのスイッチング (Vin = 12V)

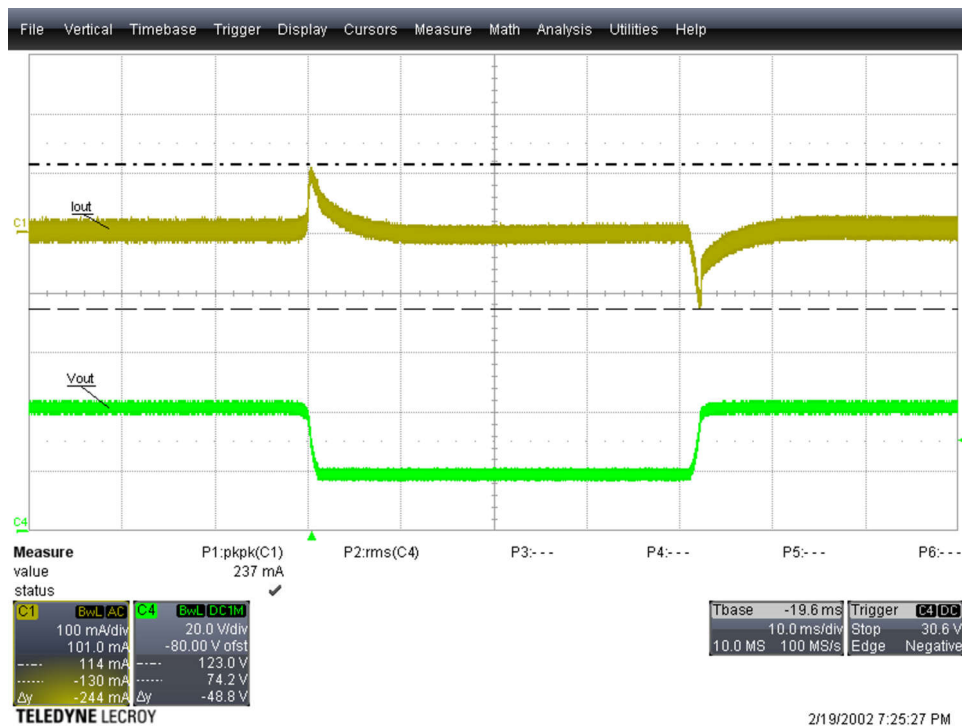


図 6-18. 6 個の LED から 14 個の LED へのスイッチング ($V_{in} = 12V$)

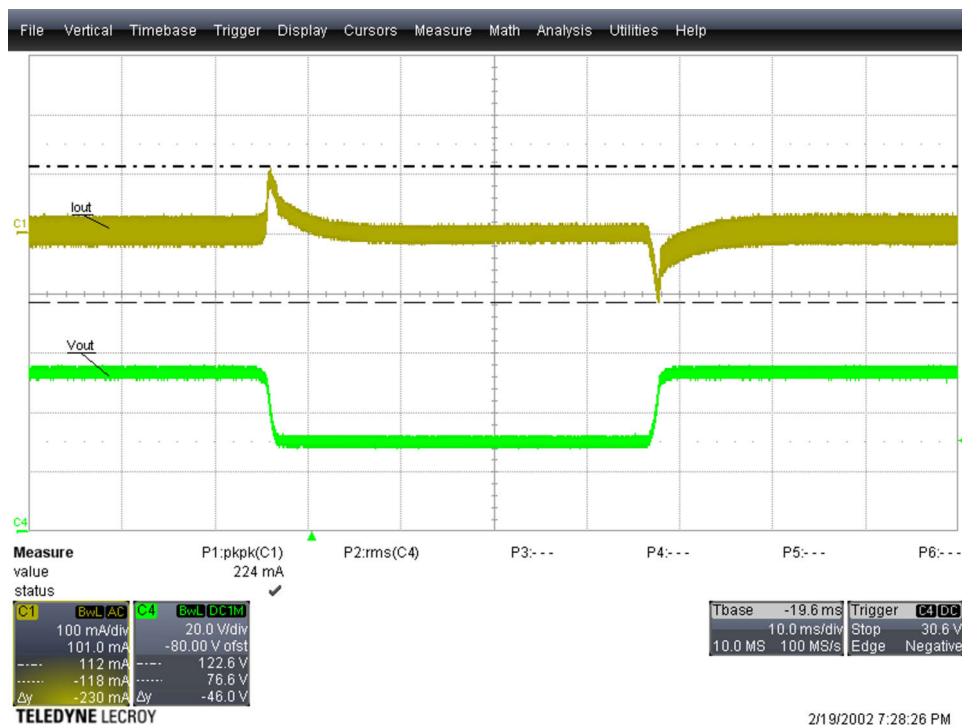


図 6-19. 10 個の LED から 18 個の LED へのスイッチング ($V_{in} = 12V$)

7 まとめ

このアプリケーション ノートでは、車載ヘッドライト LED ドライバの設計に 4 スイッチ昇降圧コントローラである **LM51770-Q1** を使用する方法を示しています。**LM51770EVM-HV** を設計プラットフォームとして活用するアプリケーション ノートでは、12V 車載システム (9 ~ 16V 入力) 向けにカスタマイズされた実用的なリファレンス デザインを紹介しています。80V の入力定格により、48V プラットフォームまでの拡張性を持ち、1A の定電流で最大 55V を供給します。主な基板の変更と部品選択について詳しく説明します。さらに、このデザインは、出力電流リップルと負荷スイッチング オーバーシュートに対して最適化済みであり、マルチビーム ヘッドライト アーキテクチャに対応できます。全体として、このレポートは、定電流 LED ライティング アプリケーションに **LM51770-Q1** を採用する検証済みの確実な例を紹介しています。

8 参考資料

関連資料については、以下を参照してください。

- テキサス インスツルメンツ、『**LM51770-Q1 80V の広い入力電圧範囲 (VIN)、双方向 4 スイッチ昇降圧コントローラ**』データシート。
- テキサス インスツルメンツ、『**スイッチモード電力コンバータのループ補償**』ホワイト ペーパー。
- テキサス インスツルメンツ、『**LM51770 昇降圧クイック スタート計算ツール**』、計算ツール。
- テキサス インスツルメンツ、『**LM51770 昇降圧コントローラ評価基板**』Web ページ。
- テキサス インスツルメンツ、『**昇降圧コンバータでの広い動作電圧にわたる高精度の電流リミッタの確立**』アプリケーション ブリーフ。
- テキサス インスツルメンツ、『**内部電流リミッタによる定電流動作**』アプリケーション ブリーフ。

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](https://www.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