

LM3431

LM3431/LM3431A/LM3431Q/LM3431AQ 3-Channel Constant Current LED Driver with Integrated Boost Controller



Literature Number: JAJSA3

3チャンネル、昇圧コントローラ内蔵、定電流LEDドライバ

概要

LM3431は昇圧型スイッチング・コントローラ付きの3チャンネル・リニア電流コントローラで、省スペース型アプリケーションでのLEDバックライト・パネルの駆動に最適です。LM3431は外付けのNPNトランジスタまたはMOSFETを3つ駆動して、3列のLEDに高精度で定電流を供給します。出力電流は、200mAを超えるLED列を駆動するように調整できます。LM3431は6列のLEDを駆動するように拡張できます。

昇圧コントローラは外付けNFETスイッチ1個を駆動して、5～36Vの入力電圧から昇圧調整を行います。LM3431の特長として、レギュレータの余裕電圧を最小にして効率を最大にするLEDカソード・フィードバックがあります。

DIM入力ピンは、アナログまたはデジタルの制御信号からLEDの輝度を制御します。最大25kHzの調光周波数が可能で、この場合のコントラスト比は100:1です。1000:1を超えるコントラスト比は、調光周波数を低減することで可能です。

LM3431はLED調光中に定電圧出力を維持することにより、可聴ノイズの問題が発生しません。その他の機能として、LEDの短絡/開放保護、障害遅延/エラー・フラグ、サイクルごとの電流制限、ICとLEDアレイ両方のサーマル・シャットダウンなどがあります。改良されたLM3431Aの特長として、低いオフセット電圧で高精度のLED電流が得られます。

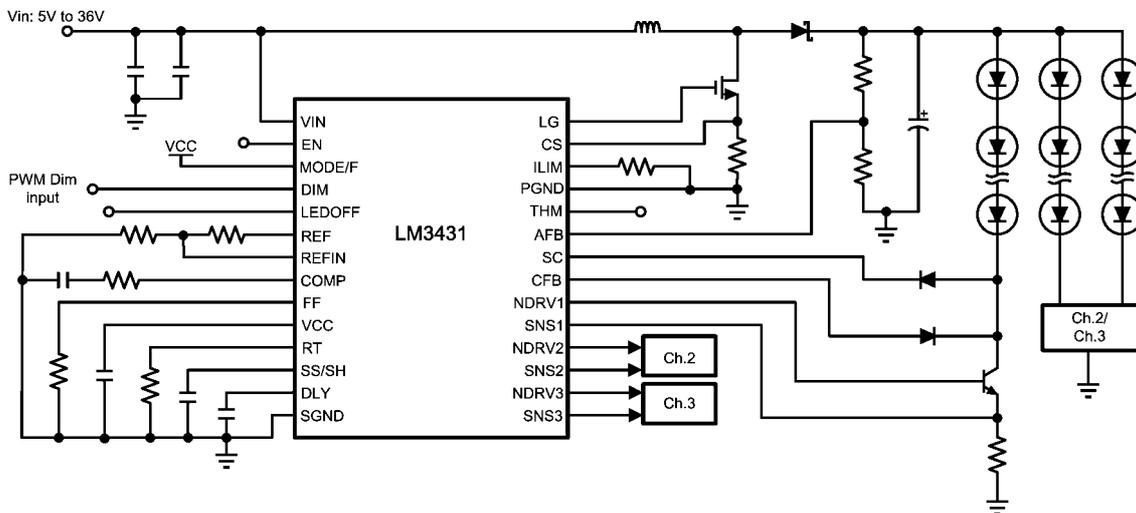
特長

- LM3431Q/LM3431AQは、AEC-Q100グレード1認定のオートモーティブ・グレード製品(動作接合部温度-40℃～125℃)
- 3チャンネルのプログラム可能なLED電流
- 高精度のリニア電流調整
- アナログとデジタルのPWM調光制御
- 最大調光周波数25kHz
- コントラスト比100:1以上
- 昇圧コントローラ内蔵
- 入力電圧範囲5V～36V
- 最大1MHzの調整可能なスイッチング周波数
- LEDの短絡/開放保護
- 障害時のシャットダウンまたは自動再起動が選択可能
- 障害検出遅延がプログラム可能
- サイクルごとの電流制限がプログラム可能
- 出力の過電圧保護
- 可聴ノイズなし
- イネーブル・ピン
- LEDの過熱シャットダウン入力
- サーマル・シャットダウン
- TSSOP-28露出パッド・パッケージ

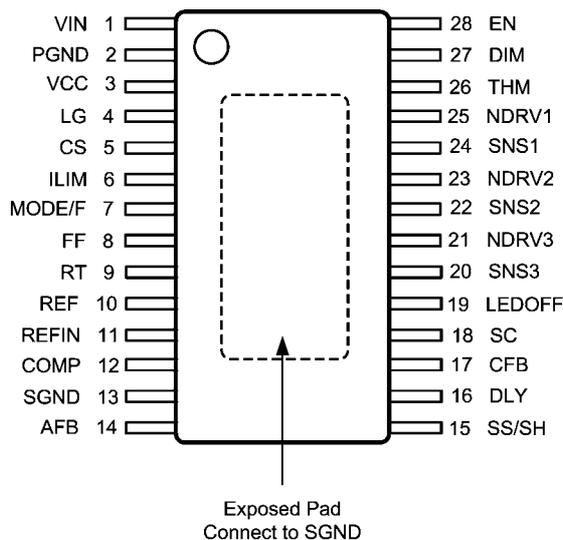
アプリケーション

- 自動車の情報ディスプレイ
- 小型～中型のディスプレイ

代表的なアプリケーション回路



ピン配置図



Top View
28 Lead Plastic Exposed Pad TSSOP

製品情報

| Order Number | Operating Temp Range | Package Type | Package Drawing | Supplied As | Feature |
|--------------|----------------------|--------------|-----------------|-----------------------------|---|
| LM3431MHX | -40°C to 125°C | TSSOP-28 | MXA28A | Tape and Reel of 2500 Units | |
| LM3431MH | -40°C to 125°C | TSSOP-28 | MXA28A | Rail of 48 Units | |
| LM3431AMHX | -40°C to 125°C | TSSOP-28 | MXA28A | Tape and Reel of 2500 Units | |
| LM3431AMH | -40°C to 125°C | TSSOP-28 | MXA28A | Rail of 48 Units | |
| LM3431QMHX | -40°C to 125°C | TSSOP-28 | MXA28A | Tape and Reel of 2500 Units | AEC-Q100 Grade 1 qualified. Automotive Grade Production Flow* |
| LM3431QMH | -40°C to 125°C | TSSOP-28 | MXA28A | Rail of 48 Units | |
| LM3431AQMHX | -40°C to 125°C | TSSOP-28 | MXA28A | Tape and Reel of 2500 Units | |
| LM3431AQMH | -40°C to 125°C | TSSOP-28 | MXA28A | Rail of 48 Units | |

* オートモーティブ・グレード (Q) 製品は、欠陥検出の技法など、自動車市場向けの高度な製造やサポート・プロセスを採用しています。信頼性規格については、AEC-Q100 標準で規定された要件と温度グレードに準拠します。オートモーティブ・グレード製品は Q の文字で識別できます。詳細については、<http://www.national.com/automotive> を参照してください。

ピン説明

| ピン番号 | ピン名 | 説明 |
|------|--------|--|
| 1 | VIN | 電源入力。 |
| 2 | PGND | 電源グラウンド・ピン。グラウンドに接続してください。 |
| 3 | VCC | 内部リファレンス電圧出力。4.7 μ F 以上のコンデンサで PGND にバイパスします。 |
| 4 | LG | 昇圧コントローラのゲート駆動出力。NFET ゲートに接続します。 |
| 5 | CS | 昇圧コントローラの電流検出ピン。昇圧電流センス抵抗のハイサイドに接続します。 |
| 6 | ILIM | 昇圧コントローラの電流制限調整ピン。このピンと昇圧電流センス抵抗との間に抵抗を接続して、電流制限のスレッシュホールドを設定します。 |
| 7 | MODE/F | 調光モード選択ピン。デジタル PWM 制御では、High に接続します。または、コンデンサを介して GND に接続して、内部調光周波数を設定します。 |
| 8 | FF | フィードフォワード・ピン。抵抗を介して GND に接続して、PWM 調光時における出力電圧のオーバーシュート/アンダーシュートを制御します。 |
| 9 | RT | 周波数調整ピン。このピンとグラウンドとの間に抵抗を接続して、昇圧コントローラの動作周波数を設定します。 |
| 10 | REF | リファレンス電圧。このピンから REFIN 電圧を供給します。 |
| 11 | REFIN | このピンは LED 電流のフィードバック電圧を設定します。REF ピンからの分圧抵抗に接続します。 |
| 12 | COMP | エラー・アンプ出力。補償ネットワークに接続します。 |
| 13 | SGND | 信号グラウンド・ピン。グラウンドに接続してください。 |
| 14 | AFB | アノードのフィードバック・ピン。LED がオフの間に昇圧コントローラの電圧がフィードバックします。このピンを出力電圧からの分圧抵抗に接続します。 |
| 15 | SS/SH | ソフトスタート兼サンプル/ホールド・ピン。このピンとグラウンドとの間にコンデンサを接続して、ソフトスタート時間を設定します。 |
| 16 | DLY | 障害検出遅延ピン。このピンとグラウンドとの間にコンデンサを接続して、シャットダウンの遅延時間を設定します。 |
| 17 | CFB | カソードのフィードバック・ピン。昇圧コントローラの電圧がフィードバックします。ダイオードを介して、各 LED 列のローサイド・カソードに接続します。 |
| 18 | SC | LED 短絡回路検出ピン。ダイオードを介して、各列のローサイド・カソードに接続します。 |
| 19 | LEDOFF | 二重機能ピン。LEDOFF 信号は、PWM 調光中に外付け駆動回路を制御します。または、グラウンドに接続して障害時の自動再起動をイネーブルします。 |
| 20 | SNS3 | チャンネル 3 の電流フィードバック。チャンネル 3 の電流センス抵抗のハイサイドに接続します。 |
| 21 | NDRV3 | チャンネル 3 の電流レギュレータ用ベース駆動。NPN ベースまたは NFET ゲートに接続します。 |
| 22 | SNS2 | チャンネル 2 の電流フィードバック。 |
| 23 | NDRV2 | チャンネル 2 の電流レギュレータ用ベース駆動。 |
| 24 | SNS1 | チャンネル 1 の電流フィードバック。 |
| 25 | NDRV1 | チャンネル 1 の電流レギュレータ用ベース駆動。 |
| 26 | THM | LED の温度監視入力ピン。1.2V を下回ると、デバイスはスタンバイ・モードに移行します。 |
| 27 | DIM | PWM 調光入力ピン。デジタル PWM またはアナログ電圧レベル入力を受け取り、LED 電流のデューティ・サイクルを制御します。 |
| 28 | EN | イネーブル・ピン。分圧抵抗を介して VIN に接続し、外付けの UVLO スレッシュホールドを設定します。シャットダウンするには Low に駆動します。 |
| EP | | 露出パッド。SGND に接続してください。 |

絶対最大定格 (Note 1)

本データシートには軍用・航空宇宙用の規格は記載されていません。
関連する電氣的信頼性試験方法の規格を参照ください。

特に指定のない限り、表記の各ピンと
SGND 間の電圧を表します。

| | |
|--------|--------------|
| VIN | - 0.3V ~ 37V |
| EN | - 0.3V ~ 10V |
| DIM | - 0.3V ~ 7V |
| MODE/F | - 0.3V ~ 7V |
| REFIN | - 0.3V ~ 7V |
| THM | - 0.3V ~ 7V |
| DLY | - 0.3V ~ 7V |
| SNSx | - 0.3V ~ 7V |
| NDRVx | - 0.3V ~ 7V |
| CFB | - 0.3V ~ 7V |
| SC | - 0.3V ~ 40V |
| AFB | - 0.3V ~ 7V |
| CS | - 0.3V ~ 7V |

| | |
|-----------------|------------------|
| VCC | - 0.3V ~ 7V |
| 保存温度 | - 65°C ~ + 150°C |
| ハンダ付け実装時間、温度 | |
| 赤外線 | 20 秒、240°C |
| ベーパ・フェーズ | 75 秒、219°C |
| ESD 定格 (Note 2) | |
| 人体モデル | 2kV |

動作定格 (Note 1)

| | |
|--------------------------------|------------------|
| VIN | 4.5V ~ 36V |
| 接合部温度範囲 | - 40°C ~ + 125°C |
| 熱抵抗 (θ_{JA}) (Note 3) | |
| TSSOP-28 (0.5W) | 32°C /W |
| 消費電力 (Note 4) | |
| TSSOP-28 | 3.1W |

電氣的特性

標準字体で記載された規格値は $T_J = 25^\circ\text{C}$ の場合に限りです。太字で記載されたリミット値は $-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ の接合部温度 (T_J) 範囲にわたって適用されます。特記のない限り、以下の規格は $V_{IN} = 12\text{V}$ の場合に適用されます。最小リミット値および最大リミット値は、試験、設計、または統計上の相関関係により保証されています。代表 (Typ) 値は $T_J = 25^\circ\text{C}$ でのパラメータの最も標準と考えられる値を表し、参照を目的としてのみ提示されます。(Note 5)

| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|----------------------------------|---|---|--------------|--------|--------------|---------------|
| System | | | | | | |
| I_Q | Operating VIN Current (Note 6) | DIM = 5V | | 4.0 | 4.85 | mA |
| I_{Q_SB} | Standby mode VIN current | EN = 1V | | 3.7 | | mA |
| I_{Q_SD} | Shutdown mode VIN Current | EN = 0V, Vin = 36V | | 15 | 23 | uA |
| V_{CC} | VCC voltage | Iload = 25 mA, Vin = 5.5 to 36V | 4.80 | 5 | 5.24 | V |
| V_{CC_ILIM} | VCC current limit | | | 72 | | mA |
| UVLO | UVLO threshold | VIN rising, measured at VCC | | 4.36 | 4.50 | V |
| | hysteresis | | | 0.28 | | V |
| V_{EN_ST} | Enable pin Standby threshold | EN rising | | 0.75 | | V |
| V_{EN} | Enable pin On threshold | EN rising | 1.185 | 1.230 | 1.275 | V |
| | hysteresis | | | 115 | 165 | mV |
| Linear Current Controller | | | | | | |
| V_{REF} | Reference Voltage | IREF < 300 μA | 2.45 | 2.5 | 2.55 | V |
| I_{REFIN} | REFIN input bias current | REFIN = 300 mV | | 14 | 80 | nA |
| $\Delta V_{REF} / \Delta V_{IN}$ | Line regulation | 5.5V < VIN < 36V | | 0.0001 | | %/V |
| V_{NDRV} | NDRVx drive voltage capability | INDRVx = 5 mA | | 3.7 | | V |
| I_{NDRV_SK} | NDRVx drive sink current | NDRVx = 0.9V | 4 | 6 | 8 | mA |
| I_{NDRV_SC} | NDRVx drive source current | NDRVx = 0.9V | 10 | 15 | 20 | mA |
| I_{SNS} | SNSx input bias current | SNSx = 300 mV | | 20 | 30 | μA |
| V_{OS} | SNSx amp offset voltage | REFIN = 300 mV (LM3431) | -5 | | +5 | mV |
| V_{OS} | SNSx amp offset voltage | REFIN = 300 mV (LM3431A) | -3 | | +3 | mV |
| V_{OS_DELTA} | Ch. To Ch. offset voltage mismatch (Note 7) | REFIN = 300 mV, 25°C (LM3431) | | | 5.5 | mV |
| V_{OS_DELTA} | Ch. To Ch. offset voltage mismatch (Note 7) | REFIN = 300 mV, -40°C to +125°C (LM3431) | | | 6 | mV |
| V_{OS_DELTA} | Ch. To Ch. offset voltage mismatch (Note 7) | REFIN = 300 mV, 25°C (LM3431A) | | | 3.5 | mV |
| V_{OS_DELTA} | Ch. To Ch. offset voltage mismatch (Note 7) | REFIN = 300 mV, -40°C to +125°C (LM3431A) | | | 4 | mV |

電気的特性 (つづき)

標準字体で記載された規格値は $T_J = 25^\circ\text{C}$ の場合に限り、太字で記載されたリミット値は $-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ の接合部温度 (T_J) 範囲にわたって適用されます。特記のない限り、以下の規格は $V_{IN} = 12\text{V}$ の場合に適用されます。最小リミット値および最大リミット値は、試験、設計、または統計上の相関関係により保証されています。代表 (Typ) 値は $T_J = 25^\circ\text{C}$ でのパラメータの最も標準と考えられる値を表し、参照を目的としてのみ提示されます。(Note 5)

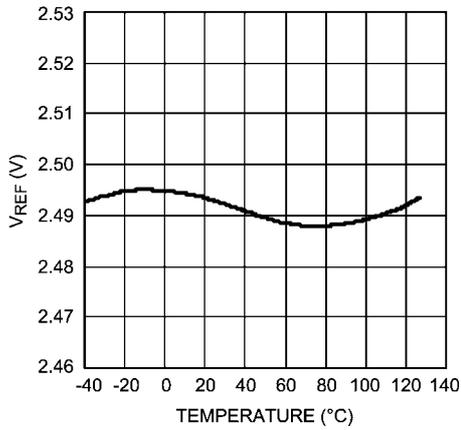
| Symbol | Parameter | Conditions | Min | Typ | Max | Units |
|----------------------------------|---|---|-------------|-------|-------------|----------------------------|
| bw | SNSx amp bandwidth | At unity gain | | 2 | | MHz |
| V_{LEDOFF} | LEDOFF voltage | DIM low | | 5 | | V |
| V_{DIM} | DIM threshold | MODE/F > 4V | | 1.9 | 2.3 | V |
| | hysteresis | | | 0.8 | | V |
| T_{DIM} | Minimum internal DIM pulse width (Note 8) | | | 0.4 | | μs |
| DIM_{DLY_R} | DIM to NDRV delay time | DIM rising | | 100 | | ns |
| DIM_{DLY_F} | DIM to NDRV delay time | DIM falling | | 90 | | ns |
| $TH_{MODE/F}$ | MODE/F threshold | For Digital Dimming control | | 3.8 | | V |
| $I_{MODE/F}$ | MODE/F source/sink current | | | 40 | | μA |
| V_{MODE_L} | MODE/F minimum voltage | Analog dimming mode | | 0.37 | | V |
| V_{MODE_H} | MODE/F peak voltage | Analog dimming mode | | 2.5 | | V |
| Protection | | | | | | |
| V_{SC_SHORT} | SC high threshold | LED short circuit fault, SC rising | 5.7 | 6 | 6.2 | V |
| V_{SC_OPEN} | SC open clamp voltage | LED open circuit fault, SC rising | 3.16 | 3.50 | 3.87 | V |
| I_{DLY_SC} | DLY source current | DLY = 1.0V | 39 | 57 | 73 | μA |
| I_{DLY_SK} | DLY sink current | DLY = 1.0V | | 1.8 | | μA |
| V_{DLY} | DLY threshold voltage | DLY rising | 2.40 | 2.8 | 3.16 | V |
| V_{DLY_reset} | DLY reset threshold voltage | DLY falling | | 350 | | mV |
| T_{DLY_BLK} | DLY blank time | DIM rising | | 1.6 | | μs |
| V_{THM} | THM threshold | | 1.19 | 1.23 | 1.27 | V |
| I_{THM} | THM hysteresis current | THM = 1V | | 9.6 | | μA |
| I_{ILIM} | ILIM max source current | COMP = 2.0V | 31 | 40 | 46 | μA |
| V_{AFB_max} | AFB overvoltage threshold | | 1.87 | 2.0 | 2.22 | V |
| V_{AFB_UVP} | AFB undervoltage threshold | AFB falling | 0.73 | 0.85 | 0.98 | V |
| T_{SD} | Thermal shutdown threshold | | | 160 | | $^\circ\text{C}$ |
| Boost controller | | | | | | |
| V_{CFB} | CFB voltage | DIM high | 1.60 | 1.71 | 1.82 | V |
| I_{CFB} | CFB source current | DIM high | 35 | 50 | 65 | μA |
| CFB_{TC} | CFB temperature coefficient | | | -2.6 | | $\text{mV}/^\circ\text{C}$ |
| $\Delta V_{CFB} / \Delta V_{IN}$ | CFB Line regulation | 5.5V < V_{IN} < 36V | | 0.001 | | %/V |
| $I_{SS/SH}$ | SS/SH source current | At EN going high | 13 | 19 | 24 | μA |
| V_{SS_END} | SS/SH voltage | At end of soft-start cycle | 1.80 | 1.85 | 1.90 | V |
| V_{RT} | RT voltage | $R_{RT} = 34.8\text{ k}\Omega$ | | 1.22 | | V |
| F_{SW} | Switching Frequency | $R_{RT} = 34.8\text{ k}\Omega$ | 651 | 700 | 749 | kHz |
| | Minimum Switching Frequency | $R_{RT} = 130\text{ k}\Omega$ | 180 | 200 | 220 | |
| | Maximum Switching Frequency | $R_{RT} = 22.6\text{ k}\Omega$ | 900 | 1000 | 1100 | |
| T_{on_min} | Minimum on time | | | 170 | 230 | ns |
| D_{MAX} | Maximum duty cycle | | 80 | 85 | | % |
| $ILIM_{gm}$ | ILIM amplifier transconductance | COMP to ILIM gain | | 85 | | umho |
| V_{slope} | Slope compensation | Peak voltage per cycle | | 75 | | mV |
| I_{COMP_SC} | COMP source current | $V_{COMP} = 1.2\text{V}$, $AFB = 0.5\text{V}$ | | 155 | | μA |
| I_{COMP_SK} | COMP sink current | $V_{COMP} = 1.2\text{V}$, $AFB = 1.5\text{V}$ | | 150 | | μA |
| EA_{gm} | Error amplifier transconductance | CFB to COMP gain, DIM high | | 230 | | umho |
| R_{LG} | Gate Drive On Resistance | Source Current = 200 mA, $V_{IN} = 5.5\text{V}$ | | 6.4 | | Ω |
| | | Sink Current = 200 mA | | 2.2 | | Ω |
| I_{LG} | Driver Output Current | Source, $LG = 2.5\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$ | | 0.35 | | A |
| | | Sink, $LG = 2.5\text{V}$ | | 0.70 | | A |

- Note 1:** 「絶対最大定格」とは、デバイスに破壊を生じさせる可能性がある上限または下限値をいいます。「動作定格」はデバイスが機能する条件を示しています。保証する規格、試験条件については「電気的特性」を参照してください。
- Note 2:** 人体モデルは、100pF のコンデンサから 1.5k Ω の抵抗を通して各ピンに放电します。
- Note 3:** 熱抵抗の様子は、JEDEC 標準 4 層プリント基板に基づいています。 θ_{JA} は、基板サイズやパターン面積により異なります。
- Note 4:** 最大許容消費電力は、最大接合部温度 T_{J_MAX} 、接合部一周囲雰囲気間熱抵抗 θ_{JA} 、および周囲温度 T_A の関数です。任意の周囲温度での最大許容消費電力は次式から求めます。 $P_{D_MAX} = (T_{J_MAX} - T_A) / \theta_{JA}$ 。最大消費電力の値は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $T_{J_MAX} = 125^\circ\text{C}$ を代入して求めたものです。
- Note 5:** 室温のリミット値はすべて 100% 試験されています。「動作接合部温度範囲」保証に対する各項目は、標準的な統計的品質管理 (SQC) 手法を用いた相関により保証されています。すべてのリミット値は平均出荷品質レベル (AOQL) の計算に使用されます。
- Note 6:** IQ は VIN ピンへの流入電流を規定し、スイッチングなしの動作に適用されます。
- Note 7:** V_{OS_DELTA} は、任意のペアの SNS アンプのオフセット間における絶対差の最大値を表します。
- Note 8:** 最小 DIM パルス幅は内部信号です。任意のパルス幅が DIM ピンに適用でき、アナログ調光モードで任意のパルス幅を生成できます。0.4 μs 未満のパルス幅は、内部で 0.4 μs に延長されます。

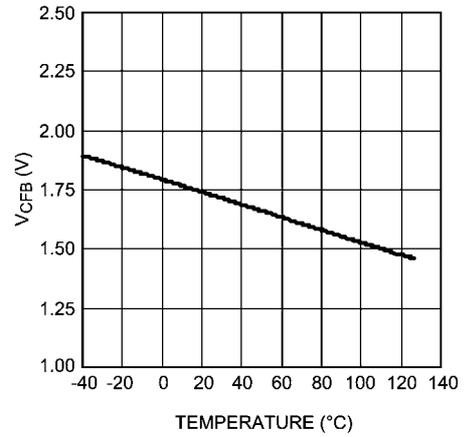
代表的な性能特性

特記のない限り次の条件が適用されます。 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_J = 25^\circ C$ 。

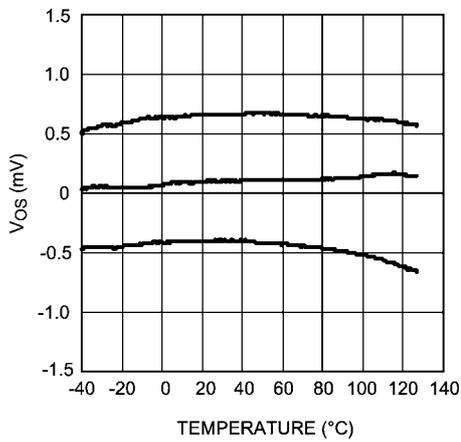
V_{REF} vs. Temperature



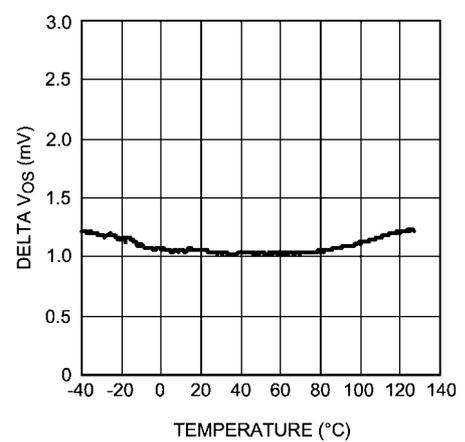
V_{CFB} Voltage vs. Temperature



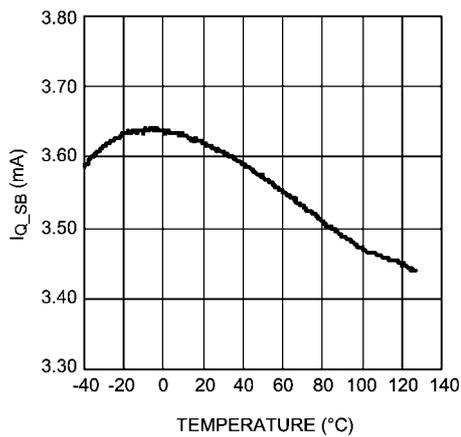
SNS 1, 2, 3 V_{OS} vs Temperature (LM3431 or LM3431A)



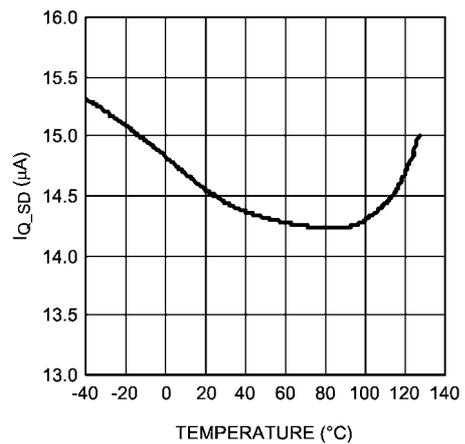
Delta V_{OS} Max vs Temperature (LM3431 or LM3431A)



I_{Q_SB} vs Temperature



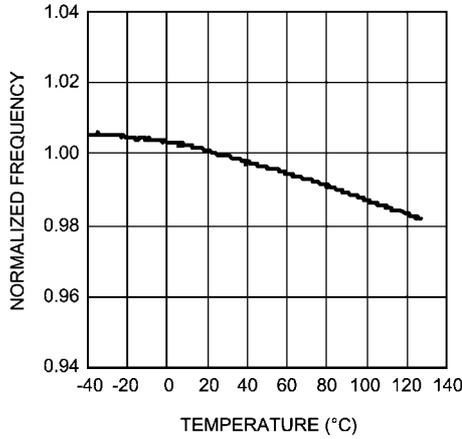
I_{Q_SD} vs Temperature



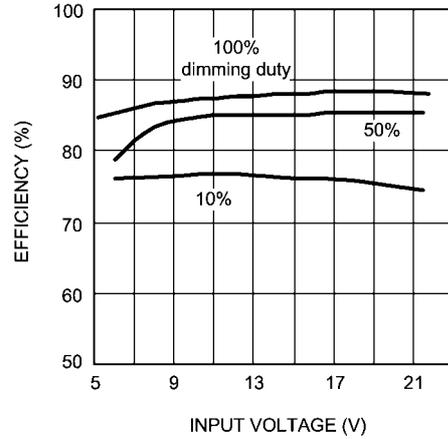
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り次の条件が適用されます。 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_J = 25^\circ C$ 。

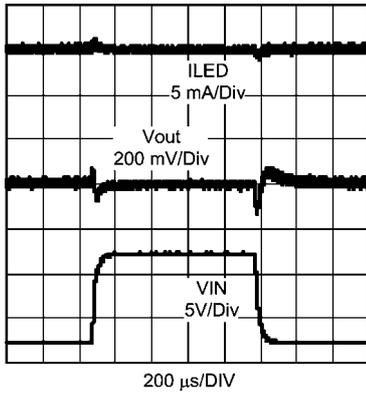
Normalized Switching Frequency vs. Temperature (700 kHz)



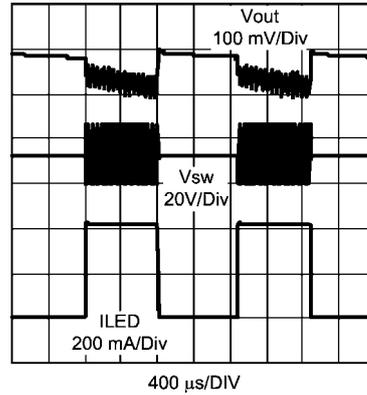
Efficiency vs. Input Voltage LED Current = 140 mA x 3, LED Vf = 25V



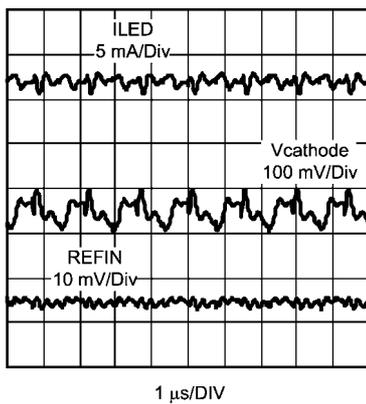
Line Transient Response



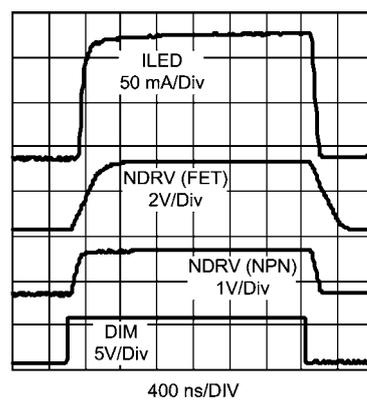
Dimming Transient Response



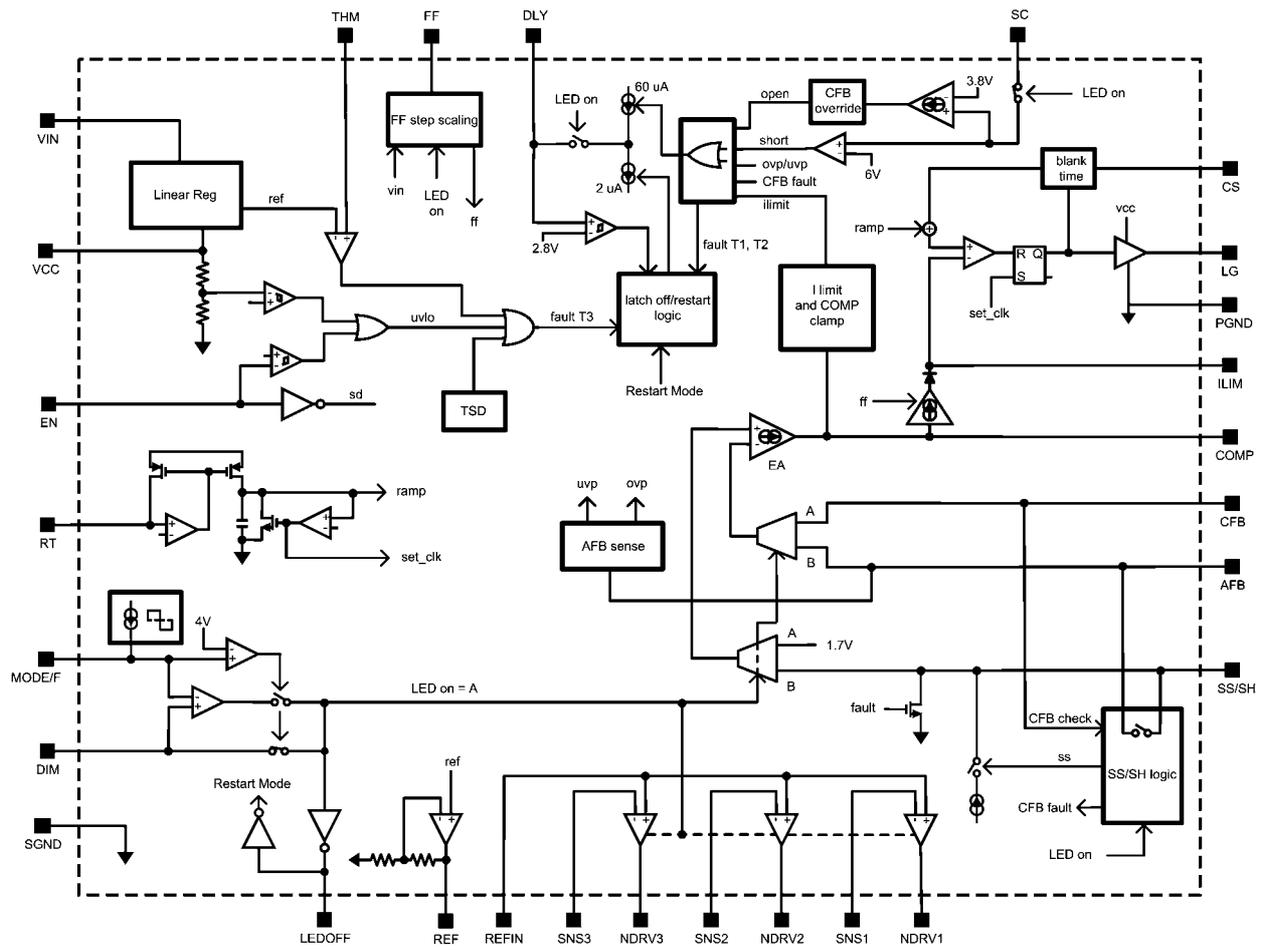
LED Ripple Current



NDRV Waveforms



ブロック図



ブロック図 (つづき)

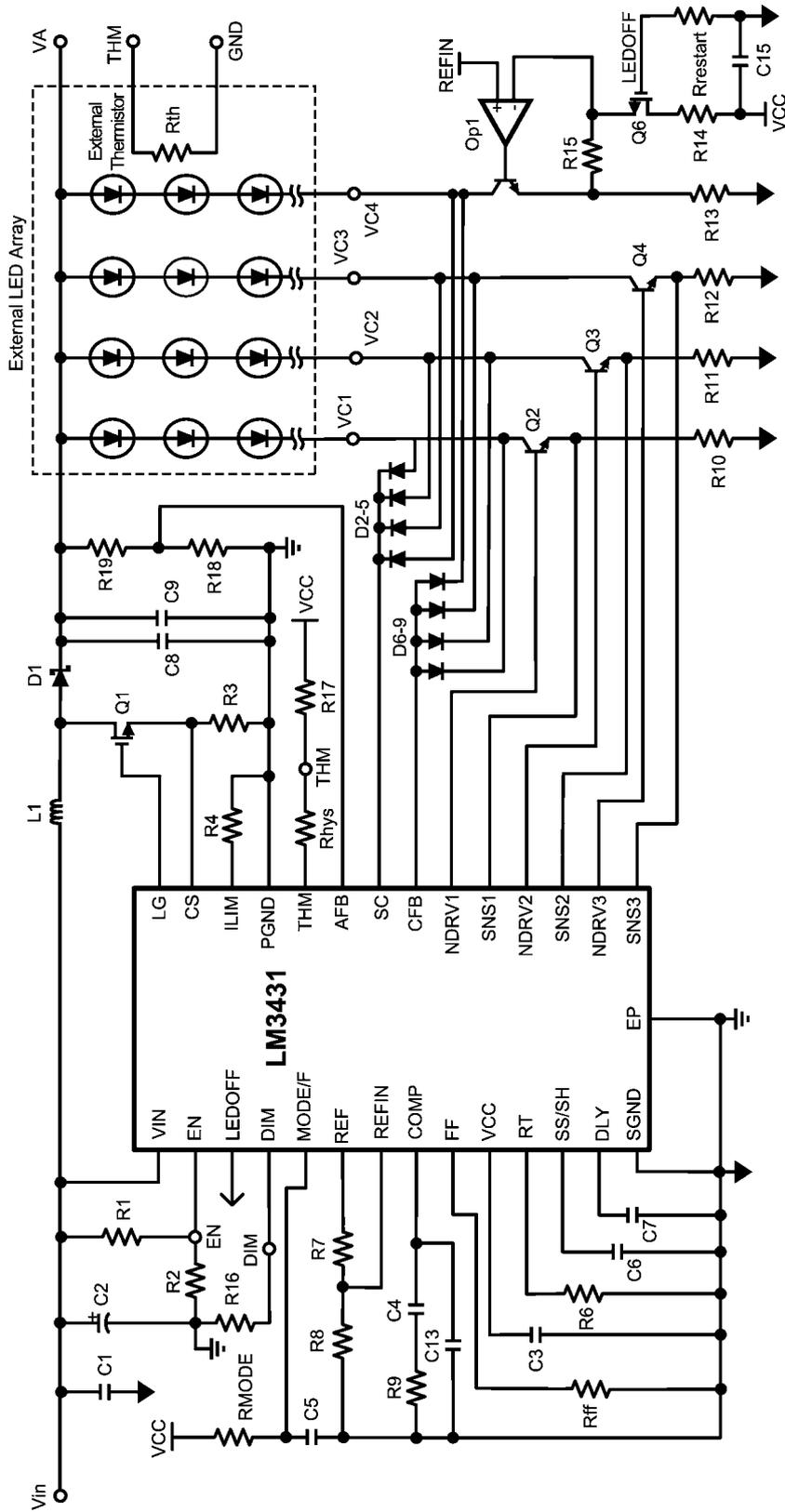


FIGURE 1. Typical Application Schematic

動作の説明

LM3431 は、昇圧コントローラと 3 個の定電流レギュレータ・コントローラを 1 つのデバイスに統合したものです。説明を簡略化するために、これら 2 つのブロックを昇圧コントローラと LED 電流レギュレータに分けて説明します。説明と部品番号はすべて、Figure 1 の回路図に対応しています。LED のローサイドのカソード・ノード (VC1 ~ VC4) は、単にカソードと呼びます。

昇圧コントローラ

LM3431 は、電流モードの PWM 制御昇圧コントローラです。LM3431 は連続モード / 不連続モードのいずれでも使用できますが、次のガイドラインは連続導通動作向けに作成されています。この動作モードでは、出力リップルが低くなり、LED 電流調整に優れています。

インダクタ電流がゼロにならない連続モードでは、昇圧レギュレータの動作は 2 つのサイクルに分解することができます。最初のサイクルでは、NFET がオンになり、電流が上昇してエネルギーがインダクタに蓄えられます。このサイクルの間、ダイオード D1 には逆方向バイアスが掛かるため、負荷電流は出力コンデンサ (Figure 1 の C8 と C9) から供給されます。

2 番目のサイクルでは、NFET がオフになるため、ダイオードに順方向バイアスが掛かります。インダクタ電流が負荷と出力コンデンサに流れます。出力電圧はこれら 2 つのサイクルの時間比によって決まり、D または D' で表されます。

$$D' = 1 - D = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

D はスイッチのデューティ・サイクルです。

$$D = 1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

最大デューティ・サイクルは通常、85% に制限されます。

入力電圧が定格出力電圧に近づくにつれて、デューティ・サイクルとスイッチのオン時間が小さくなります。オン時間が最小値に達すると、パルス・スキップが発生します。これにより出力リップル電圧が増加し、レギュレータが飽和したり、LED 電流の調整能力が低下することがあります。入力電圧が出力電圧の設定値以上になると、スイッチングが停止し、出力電圧の調整は行われなくなります。これにより LED カソード電圧、NPN レギュレータの消費電力が増加します。この状態は許容されますが、推奨されません。

したがって、オン時間が最小値 (「スイッチング周波数」を参照) よりも高くなり、かつ出力電圧の設定値よりも最低 1V 低くなるように入力電圧を制限する必要があります。

ENABLE および UVLO

EN ピンは、イネーブルとプログラマブル低電圧ロックアウト (UVLO) の両方の機能を持つ二重機能ピンです。シャットダウンのスレッシュホールドは 0.75V です。EN がこのスレッシュホールドより低い電圧になると LM3431 がシャットダウンし、IQ が 15 μ A (typ) に低下します。EN ピンの UVLO スレッシュホールドの代表値は 1.23V です。EN の電圧がこのスレッシュホールドを超えると、LM3431 はソフトスタートを開始します。UVLO スレッシュホールド未満では、LM3431 はスタンバイ・モードのままです。分圧抵抗 (Figure 1 の R1 と R2) を使用して、EN ピンの UVLO スレッシュホールドをプログラムできます。この機能は、入力電圧が内部 VCC の UVLO スレッシュホールド 4.4V を超えたときに IC をシャットダウンするために使用します。EN の UVLO は、アプリケーションの入力電圧の最小値よりもわずかに低く設定する必要があります。

内部 UVLO は VCC ピンで監視されます。VCC がスレッシュホールド 4.4V を下回ると、LM3431 はスタンバイ・モードになります (「VCC」を参照)。

ソフトスタート

SS/SH ピンには、ソフトスタート・ピンとサンプル/ホールド・ピンの 2 つの機能があります。SH の機能については、以降のセクションで説明します。EN ピンの電圧がプログラマブル UVLO スレッシュホールドを上回り、VCC が内部 UVLO スレッシュホールドを超えると、SS/SH ピンが電流ソースを開始します。これにより SS コンデンサ (C6) が充電され、SS ピンの電圧が出力電圧の上昇 (AFB ピンが検出) を制御します。ソフトスタート・コンデンサは次式で計算され、20 μ A はソフトスタート・ソース電流の代表値です。

$$C6 = \frac{t_{ss} \times 19 \mu A}{1.85V}$$

ソフトスタートが完了するまで、LED 電流レギュレータはオフの状態に保持されます。ソフトスタート中、電流制限が作動し、CFB ピンからカソードの短絡障害が監視されます (「LED の保護」を参照)。SS/SH 電圧が 1.85V に達すると電圧レギュレータが作動し、LED 電流が流れ出し、出力電圧の制御が CFB ピンに移行します。典型的な起動を Figure 2 に示します。

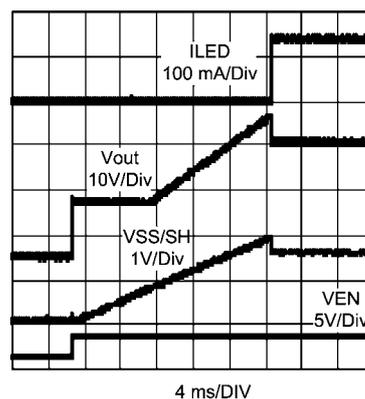


FIGURE 2. Typical Startup Waveforms (From power-on, DIM = high)

出力電圧、OVP、SH

LM3431 の昇圧は、十分な余裕と最適な効率で LED 列を駆動するために、LED カソード電圧を制御します。LED 列がオンのときには、CFB ピンの電圧は 1.7V (typ) に調整されます。これは、LED カソード電圧よりダイオード 1 個の Vf だけ高い値です。したがって、LED 列がオンのときには、出力電圧 (LED アノード、Figure 1 の VA) は LED 列の Vf によって異なりますが、LED カソード電圧は CFB ピンにより調整されます。

AFB ピンは、LED 列がオフのとき (起動時と調光のオフ・サイクル) の出力電圧の調整に使用されます。LED がオフのときには、カソード電圧は調整されません。

AFB の出力電圧の初期設定値は、LED 列の最大順方向電圧から少なくとも 1.0V (CFB 電圧からダイオード 1 個の低下分を引いた電圧) だけ、高くする必要があります。これにより、起動時に LED 列を駆動するために十分な余裕が確保され、SS/SH 電圧を最大値より低く維持できます。ソフトスタート終了時の AFB ピンの電圧は 1.85V (typ) で、次式でこの値を使用することによりフィードバック抵抗の比が決まります。

昇圧コントローラ (つづき)

$$R_{19} = R_{18} \times \frac{V_{OUT(MAX)} - 1.85V}{1.85V}$$

AFB 抵抗も、出力過電圧 (OVP) のスレッシュホールドを設定します。OVP スレッシュホールドは、LED の状態がオン / オフいずれでも監視され、LED がすべて開放状態 (「LED の開放」を参照) をはじめとする過電圧条件に対して保護を行います。Vout で OVP スレッシュホールドは次式で計算できます。

$$V_{OVP} = \frac{2.0 \times (R_{19} + R_{18})}{R_{18}}$$

OVP は AFB で検出されるスレッシュホールド 2.0V に固定されているので、R19 の値を大きくすると出力電圧の OVP スレッシュホールドが増加します。LED の開放障害時、出力電圧は 2.6V (typ) だけ増加します (「LED の保護」を参照)。したがって、偽の OVP エラーを防ぐためには、定格出力電圧から少なくともこの増加分の余裕が必要です。ソフトスタート終了時の出力電圧設定が高いために、カソード電圧が定格まで低下するまでの短時間、LED の開放障害が発生する可能性があることに注意してください。Figure 2 に、典型的な起動時の波形を示します。Vout と SS/SH 電圧の両方がピークに達してから、LED 電流がオンになります。LED 電流が流れ出すと、SS/SH と Vout は定格動作電圧に低下します。

LED がオンの間、AFB 電圧が SS/SH ピンでサンプリングされます。LED がオフの間は、この SS/SH 電圧が、出力調整用のリファレンス電圧として使用されます。これにより、LED 列の順方向電圧が大幅に異なる場合でも、オン / オフの調光サイクル間で出力電圧が安定します。SS/SH ピンの最大電圧は 1.9V です。したがって、適切な調整を行うためには、LED がオンのときの AFB 電圧がこのリミット値より低い必要があります。これは、AFB の抵抗を前述のとおりを設定することにより達成されます。LED がオフのサイクルでは出力への負荷が最小になり、これにより昇圧コントローラがパルス・スキップモードになります。このモードでは、スイッチングがすべて停止するか、AFB フィードバック電圧が SS/SH のリファレンス・レベルを下回るまでの複数サイクル間、スイッチングが停止します。

スイッチング周波数

スイッチング周波数は、RT ピンとグラウンドとの間に抵抗を接続して 200kHz ~ 1MHz に設定できます。周波数設定抵抗 (Figure 1 の R6) は、実験的に得られた次式から求めることができます。

$$R_T = 35403 \times f_{SW}^{-1.06}$$

f_{SW} の単位は kHz、得られる R_T の単位は kΩ です。

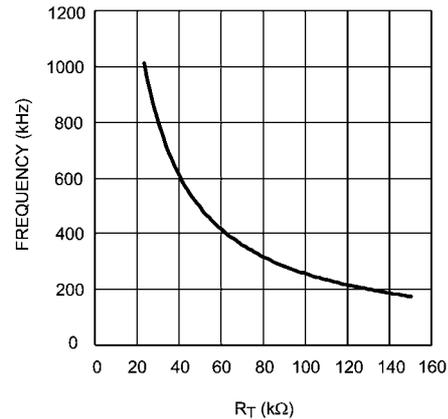


FIGURE 3. Switching Frequency vs R_T

アプリケーションについての最大スイッチング周波数は、最小オン時間で制限されます。LM3431 のオン時間が最小値に達すると、パルス・スキップが発生し、出力リップルが増加します。これを防ぐには、動作周波数を次式の最大設定値よりも低く設定します。

$$f_{SW(MAX)} = \frac{D}{t_{ON(MIN)}}$$

インダクタの選択

Figure 4 に、スイッチング・サイクルにおけるインダクタ電流 I_L の変化を示します。

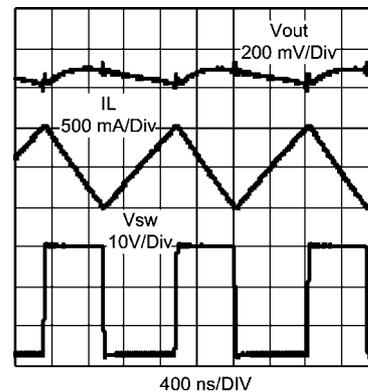


FIGURE 4. Inductor Current, SW Voltage, and V_{OUT}

インダクタンスの適正値を決める重要な要素は、I_{L(AVE)} (平均インダクタ電流) と Δi_L (インダクタ電流リップルのピーク・ツー・ピーク値) です。Δi_L が I_{L(AVE)} の 2 倍よりも大きい場合は、インダクタ電流は当該サイクルのどこかでゼロまで下がるため、コンバータは不連続モードで動作します。Δi_L が I_L の 2 倍よりも小さい場合は、常にインダクタ電流がゼロより高いため、コンバータは連続モードで動作します。

L の最小値を求めるには、はじめに入力電圧が最小と最大の両方の場合について、I_{L(AVE)} を計算します。

$$I_{L(AVE)} = \frac{I_{OUT}}{D}$$

昇圧コントローラ (つづき)

I_{OUT} は、LED が 100% オフのときの全 LED 列の合計電流です。入力電圧が最小のときに、 $I_{L(AVE)}$ が最大になります。次に、次式を使用して、 Δi_L から L の最小値を求めます。

$$L_{(MIN)} = \frac{V_{IN(MAX)} \times D_{(MIN)}}{\Delta i_L \times f_{SW}}$$

はじめに Δi_L を $I_{L(AVE)}$ の最小値の 150% に設定して、その値を計算に使用することを推奨します。通常動作で連続導通を維持するための Δi_L の最大推奨値は、 $I_{L(AVE)}$ の 200% です。通常、インダクタンスが小さい (リップル電流が高い) ほど di/dt が高くなるため、調光の応答がよくなります。これを次の図に示します。

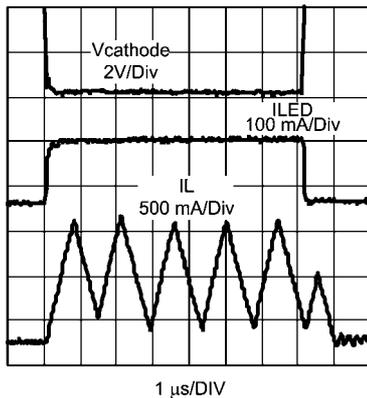


FIGURE 5. Inductor Current During Dimming

この結果、ピーク・ツー・ピークのインダクタ電流は次式で求められます。

$$\Delta i_L = \frac{V_{IN} \times D}{L \times f_{SW}}$$

また、ピーク・インダクタ電流は次式で求められます。

$$I_{LPEAK} = I_{L(AVE)} + \frac{\Delta i_L}{2}$$

ピーク・インダクタ電流は、 V_{IN} が最小のときに発生します。

インダクタは、平均電流とピーク電流 (ピーク・スイッチ電流と等しい) の両方に耐える定格を備えていなければなりません。スイッチング周波数が高くなるほど、必要なインダクタンスが低くなります。ただし、50% を超えるデューティ・サイクルでの安定性を確保するために、ある程度の最小インダクタンスが必要です。安定性を確保するためのインダクタンスの最小値は、次式で計算できます。

$$L_{(MIN)} = \frac{R3 \times (V_{OUT} - 2 \times V_{IN(MIN)})}{f_{SW} \times 75 \text{ mV} \times 2}$$

$R3$ はセンス抵抗で、次のセクションで説明します。インダクタは、安定性と Δi_L の両方の要件を満たすように十分大きくする必要がありますが、通常は最小値に近い値で最大の性能が得られます。

電流検出

スイッチ電流は、スイッチがオンでインダクタに通電されているときに、センス抵抗 $R3$ で検出されます。検出電流は、スイッチングの制御、電流制限の監視に使用されます。制御信号を最適化するには、通常 50mV ~ 200mV のセンス電圧を推奨します。したがって、センス抵抗の値は次式で計算できます。

$$\frac{50 \text{ mV}}{I_{L(AVE_MIN)}} \leq R3 \leq \frac{200 \text{ mV}}{I_{L(AVE_MAX)}}$$

$I_{L(AVE)}$ は入力電圧により異なるので、 $R3$ は入力電圧範囲全体を基にして決定する必要があります。ただし、得られた値は推奨範囲からある程度外れることがあります。

電流制限

センス抵抗の両端の電圧 (CSピンで計測) が電流制限スレッシュホールド電圧に等しくなると、電流制限が起きます。電流制限スレッシュホールドは、 $R4$ で設定します。この値は、次式で計算できます。

$$R4 = \frac{(I_{L(LIM)} \times R3) + (D \times 75 \text{ mV})}{40 \mu\text{A}}$$

40 μA は電流制限を受ける I_{LIM} ソース電流の代表値、 I_{LIM} は電流制限をトリガするピーク・インダクタ電流 (平均値ではない) です。

誤作動を防ぐために、電流制限はピーク・インダクタ電流レベルから安全に高い値に設定する必要があります。ただし、ブロック図に示すように、電流制限抵抗も制御ループにある程度影響します。このため、 $R4$ を必要より非常に高い値には設定しないでください。電流制限が動作すると、NFET が次のサイクルまでただちにオフになります。電流制限では通常、出力電圧とカソード電圧が低下します。これにより、COMP ピンの電圧が最大値まで上昇し、障害状態がトリガされて DLY ピンが電流ソースを開始します (「LED の保護」を参照)。DLY ピンがスレッシュホールドに達するまで、オン時間が短い電流制限状態で LM3431 は動作を継続します。ただし、電流制限では、オン時間を最小値の仕様よりも短くすることはできません。

昇圧スイッチング回路には、入力と出力との間に直結の電流経路があります。このため、出力短絡時に LM3431 はシャットダウンしますが、入力から出力への電流を制限する手段はありません。

デューティ・サイクルが最大値 85% (typ) に達すると、LM3431 は電流制限が行われているかのように動作します。

VCC

VCC ピンは、内蔵電圧レギュレータの出力です。4.7 μF 以上のセラミック・コンデンサを使用して PGND にバイパスする必要があります。VCC は最大 72mA を供給できますが、外部負荷は LM3431 の消費電力と温度を上昇させます。詳細については、「TSD」を参照してください。72mA を超えると、電流制限により VCC 電圧が低下します。このピンで UVLO スレッシュホールドが監視されているので、VCC の過電流イベントにより UVLO をイネールできます。

4.5V ~ 5.5V の入力電圧では、4.7 Ω の抵抗を介して VCC を V_{IN} に接続します。これにより VCC が UVLO スレッシュホールドよりも高い値に保持され、4.5V の低い入力電圧でも動作できます。また、 V_{IN} が低いときでも動作するように、さらに V_{IN} と VCC のコンデンサの追加が必要ことがあります。

昇圧コントローラ (つづき)

ダイオードの選択

D1 を流れる平均電流は負荷電流 (LED の全電流) の平均値で、ダイオードを流れるピーク電流はピーク・インダクタ電流です。したがって、前述のセクションで計算したピーク・インダクタ電流よりも大きい電流定格を持つダイオードを選択する必要があります。また、ダイオードは、ピーク逆方向電圧 (出力電圧、つまり LED アノード電圧と等しい) に耐えられるものである必要があります。効率を上げるために、Vf の低いショットキ・ダイオードを推奨します。ダイオードの電力損失は次式で計算されます。

$$P_{\text{DIODE}} = V_f \times I_{\text{OUT}}$$

NFET の選択

LM3431 の昇圧スイッチング回路の駆動ピン LG は、外付け NFET のゲートに接続してください。NFET のドレインはインダクタに接続し、ソースはセンス抵抗に接続します。LG ピンは、ゲートを 5V (typ) で駆動します。

MOSFET を選択するときに注意すべき項目を次に示します。

1. 最大ドレイン定格電流 $I_{\text{D(MAX)}}$
2. ドレイン - ソース間最大電圧 $V_{\text{DS(MAX)}}$
3. オン抵抗 $R_{\text{DS(ON)}}$
4. 全ゲート電荷量 Q_g

オン状態では、スイッチ電流はインダクタ電流と等しくなります。したがって、最大ドレイン電流 I_{D} は電流制限の設定値よりも高い必要があります。平均スイッチ電流 ($I_{\text{D(AVE)}}$) は次式で得られます。

$$I_{\text{D(AVE)}} = I_{\text{L(AVE)}} \times D$$

NFET のオフ状態電圧は、出力電圧にダイオードの Vf を加えた値にほぼ等しくなります。したがって、NFET の $V_{\text{DS(MAX)}}$ の定格は、最大出力電圧よりも高い必要があります。NFET による電力損失は、導通損失とスイッチング損失に分けられます。導通損失 P_{COND} とは、NFET の端子間抵抗値とそこを流れる電流により計算される電力量です。最大導通損失は次の式で計算できます。

$$P_{\text{COND}} = R_{\text{DS(ON)}} \times D_{\text{MAX}} \times I_{\text{L(AVE)}}^2$$

D_{MAX} はアプリケーションの最大デューティ・サイクル、 $R_{\text{DS(ON)}}$ は高温時のオン抵抗です。スイッチング損失は、次式で概算できます。

$$P_{\text{SW}} = \frac{f_{\text{SW}} \times I_{\text{L(AVE)}} \times V_{\text{OUT}} \times (t_{\text{ON}} + t_{\text{OFF}})}{2}$$

t_{ON} は NFET のオン時間、 t_{OFF} は NFET のオフ時間です。

LM3431 では、ゲート充電損失 P_g でも電力が消費されます。これらの損失は、次式で計算できます。

$$P_g = f_{\text{SW}} \times Q_g \times V_{\text{IN}}$$

Q_g は NFET の総ゲート電荷量です。 P_g が LM3431 の総消費電力に加算されます (「TSD」を参照)。

高速スイッチング FET は SW ノードでノイズ・スパイクを発生することがあり、これが性能に影響することがあります。このスパイクを減少させるために、最大 10Ω のドライブ抵抗を LG と NFET ゲートとの間に接続できます。

昇圧コントローラ (つづき)

入力コンデンサの選択

昇圧コンバータの入力部にはインダクタがあるため、入力電流の波形は連続三角波になります。このインダクタにより、入力コンデンサに生じるリップル電流が比較的小さくなります。入力コンデンサにおける実効電流値は次式で計算されます。

$$I_{RMS_IN} = \frac{\Delta i_L}{\sqrt{12}}$$

この式で計算される実効電流値に耐える入力コンデンサを選択する必要があります。入力リップル電圧は、ESR の上昇や入力容量の減少とともに増加します。代表値 $10\mu\text{F}$ が多くのアプリケーションで良好に機能します。入力電圧が低い場合は、UVLOのトリップを防ぐために追加の入力容量が必要なことがあります。さらに、通常のデバイス動作へのノイズ干渉を防ぐために、 $1\mu\text{F}$ 以上のセラミック・コンデンサを VIN ピンの近くに配置する必要があります。

出力コンデンサの選択

スイッチがオンでインダクタに通電されているときには、昇圧コンバータの出力コンデンサからすべての出力電流が供給されます。この結果、出力コンデンサに比較的大きなリップル電流が生じます。出力コンデンサは、次式で概算される実効電流値に耐えるものを選ぶ必要があります。

$$I_{RMS_OUT} = \sqrt{D \times \left[I_{OUT}^2 \times \frac{D}{D^2} + \frac{\Delta i_L^2}{12} \right]}$$

さらに、出力コンデンサの ESR が出力リップル、および調光時の過渡応答に影響します。出力リップル電圧が低い場合は、ESR が低いセラミック・コンデンサを推奨します。重要なパラメータではありませんが、過大な出力リップルは LED 電流に影響することがあります。

出力容量の要件はある程度任意に決められますが、調光周波数によってほぼ決まります。最小の $4\mu\text{F}$ が推奨値ですが、低い調光周波数で LED のオフ時間を長くするには通常、出力電圧の過渡を低減するために多くの容量が必要です。

セラミック・コンデンサを使用する場合、LED の調光時に可聴ノイズが発生することがあります。出力電圧の過渡振幅が増加するにつれて、可聴ノイズが増大します。このノイズを減少するには最小のパッケージ・サイズを使用し、可能な場合は多数のコンデンサを並列で使用して、個々のパッケージ・サイズを小さくします。出力過渡変化は、FF ピンからも低減されます (「FF の設定」を参照)。調光周波数を 18kHz 以上、または 500Hz 以下に設定することによっても、出力電圧の過渡変化による可聴ノイズの影響を低減できます。

出力コンデンサを選択するときには、常に出力電圧における有効容量を考慮してください。この有効容量は、 0V 時の容量の 50% 未満である場合があります。この有効容量の値を、以下の補償計算に使用します。

補償

出力コンデンサを選択したら、制御ループの特性と補償を決定できます。COMP ピンは、広範なアプリケーションで安定した動作と最適な過渡特性を得るために用意されています。次式により、ループの制御 - 出力間、またはパワー段が決まります。

$$f_{P1} = \frac{KD}{2\pi \times R_L \times C_{OUT}}$$

$$f_{Z1} = \frac{1}{2\pi \times ESR \times C_{OUT}}$$

$$RHP_z = \frac{V_{OUT} \times (D')^2}{2\pi \times I_{OUT} \times L}$$

$$f_{pn} = \frac{f_{sw}}{2}$$

R_L は LED 電流に対応する負荷抵抗で、 K_f は次式で計算されます。

$$R_L = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}}$$

$$KD = 1 + \frac{D^2 \times 75 \text{ mV}}{I_{OUT} \times R3} + \frac{D^3 \times R_L}{L \times f_{sw} \times 2}$$

制御 - 出力間応答は入力電圧とともにシフトするので、入力電圧の最小値と最大値の両方について、補償を計算する必要があります。

ゼロの算出式の分母には出力コンデンサの ESR が含まれているため、ESR が低いほど f_{Z1} の周波数は高くなります。ESR の低いコンデンサを使用する場合 f_{Z1} は無視することができ、ESR の高いコンデンサを使用する場合は C_{C2} を追加できます (後述)。

電流モード制御の昇圧レギュレータは、固有の右半平面ゼロ (RHPz) を持ちます。これは、ゲイン線図ではゼロ点の働きを持ち、 $+20\text{dB/dec}$ 増加しますが、位相ではポールの働きを持ち、位相線図では 90 度減算します。このゼロ点が制御ループに作用すると、不安定になることがあります。RHP ゼロによる不安定動作を防ぐには、制御ループの帯域幅を RHP ゼロの周波数の $1/3$ 未満にしなければなりません。また、レギュレータにはスイッチング周波数の $1/2$ の周波数に二重ポール f_{pn} があります。制御ループの帯域幅は、 f_{pn} の $1/5$ 未満にする必要があります。典型的な制御 - 出力間のゲイン応答を Figure 6 に示します。

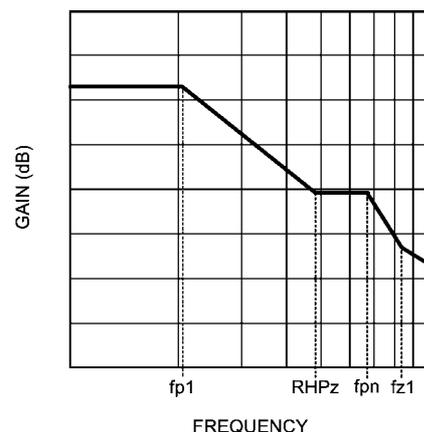


FIGURE 6. Typical Control-to-Output Bode Plot

昇圧コントローラ (つづき)

制御 - 出力間の応答が得られたら、補償部品を選択します。補償ネットワークには、「代表的なアプリケーション回路」に R9 および C4 として示すように、Rc と Cc を直列で接続することを推奨します。Rc と Cc の直列接続により、次式によりポールとゼロ点のペアが得られます。

$$f_{zc} = \frac{1}{2\pi \times R_C \times C_C}$$

$$f_{pc} = \frac{1}{2\pi \times R_O \times C_C}$$

R_O はエラー・アンプの出力インピーダンスで、約 500kΩ です。R_C の初期値は、次式で最大入力電圧を用いて、必要なクロスオーバー周波数から得られます。

$$R_C = \frac{B}{EA_{gm} \times I_{LIM_{gm}} \times R_4}$$

$$B = \frac{f_{CROSS}}{f_{p1} \times A_{cm}}$$

$$A_{cm} = \frac{V_{IN}}{R_3 \times I_{OUT} \times KD}$$

B は中周波数の補償ゲイン (単位: v/v)、R₄ は電流制限の設定抵抗、A_{cm} は制御 - 出力間の DC ゲインで、gm 値は電気的特性の表から得られます。f_{CROSS} は最大許容クロスオーバー周波数で、f_{p1} と RHPz の計算値から得られます。上の式で計算した R_C 値よりも低い任意の値を使用でき、これにより十分に低いクロスオーバー周波数が得られます。B の値が通常 0.01v/v ~ 0.1v/v (- 20dB ~ - 40dB) の範囲になるように R_C を設定する必要があります。R_C の値を大きくすると、ループの帯域幅が高くなります。

ただし、LM3431 の動的応答は FF ピンにより改善されるので (「FF の設定」を参照)、R_C の値は控えめに設定できます。R_C の一般的な範囲は、300Ω ~ 3kΩ です。次に、補償のゼロ点 f_{zc} が計算で得られた f_{p1} の最大値以上の周波数になるように、C_C の値を選択します (f_{zc} は、パワー・ポール f_{p1} を消去します)。f_{p1} から最大 1/2 デイケードの f_{zc} の値が許容されるので、計算値よりも小さい標準的な容量値を選択します。制御ループで支配的な低周波ポール f_{pc} が、100Hz 未満かつ f_{p1} よりも小さいことを確認します。C_C の一般的な範囲は、10nF ~ 100nF です。補償のゼロ点とポールのペア、および全制御ループを次の図に示します。この全制御ループは、補償と出力 - 制御間応答の合計です。計算したクロスオーバー周波数は概算値なので、必ず安定性をベンチで検証する必要があります。

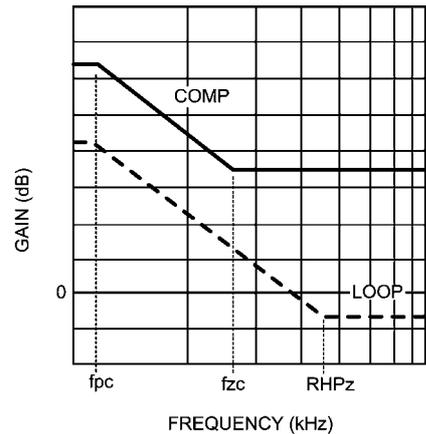


FIGURE 7. Typical Compensation and Total Loop Bode Plots

使用する出力コンデンサの ESR が高い場合は、ESR により発生するゼロ点を消去する別のポール f_{pc2} を導入できます。これは、別のコンデンサ C_{C2} (Figure 1 の C13) を追加することにより、達成されます。ポールは、f_{z1} と同じ周波数にする必要があります。このポールは、次式で計算できます。

$$f_{pc2} = \frac{1}{2\pi \times C_{C2} \times (R_C // R_O)}$$

この式が有効となり、かつ R_C と C_C の効果に悪影響を与えずに C_{C2} を使用するためには、f_{pc2} を f_{zc} の 10 倍以上の値にする必要があります。

LED 電流レギュレータ

LED 電流の設定

LED 電流は、SNS ピンの電圧を調整することにより、3 列の個々の列で独立して調整されます。各 SNS ピンはセンス抵抗に接続されます (代表的なアプリケーション回路の R10 ~ R13)。センス抵抗の値は次式により求められます。

$$R_{SNS} = \frac{REF_{IN}}{I_{LED} + I_{INDRV}}$$

I_{LED} は各 LED 列の電流、REF_{IN} は REF_{IN} ピンでの調整済み電圧、INDRV は NPN のベース駆動電流です。NFET を使用する場合は、INDRV を無視できます。REF_{IN} の最小電圧として 100mV が必要で、多くのアプリケーションでは 200mV ~ 300mV を推奨します。REF_{IN} の電圧は、REF ピンに接続する分圧抵抗 (「代表的なアプリケーション回路」の R7 と R8) で設定します。抵抗の値は次式により求められます。

$$R_7 = R_8 \times \frac{2.5V - REF_{IN}}{REF_{IN}}$$

REF ピンへの過負荷を防ぐために、R7 と R8 の合計は約 100kΩ にする必要があります。

LED 電流レギュレータ (つづき)

NDRV

NDRV ピンは、外付け NPN、または N チャネル MOSFET 電流レギュレータのベースを駆動します。各ピンは、最大 15mA のベース電流 (typ) を駆動できます。したがって、十分なゲインを持つ NPN デバイスを選択する必要があります。必要な NDRV 電流は次式で計算できます。 β は NPN トランジスタのゲインです。

$$I_{NDRV} = \frac{I_{LED}}{\beta}$$

NFET を使用する場合は、NDRV 電流を無視できます。NPN トランジスタは、速度と電力特性に基づいて選択する必要があります。立ち上がり時間の短い高速 NPN は優れた調光応答を示します。ただし、立ち上がり時間が短すぎると、LED 電流でリングングが発生することがあります。このリングングは、抵抗を NDRV ピンと直列接続することで改善できます。NPN は、 $I_{LED} \times$ NPN 電圧の電力に対応できなければなりません。NPN 電圧は、障害状態で約 5.5V になる場合があることに注意してください。NDRV ピンにはわずかなスルーレート特性があり、これにより NFET の駆動時にターンオン遅延時間が増加することがあります。この遅延により最小調光オン時間が増加し、高い調光周波数における調光の線形性に影響することがあります。所要時間内にフルにオンにするには、 V_{GS} スレッシュホールドの低い NFET を推奨します。10kHz を超える調光周波数で優れた性能を得るには、NPN トランジスタを推奨します。

CFB と SC のダイオード

各 LED 列のローサイドは、ダイオードを介して CFB ピンと SC ピンに接続します (Figure 1 を参照)。CFB ピンには、最小カソード電圧がフィードバックされます。他の列のカソード電圧は、調整済み CFB 電圧よりも高くなります。これらの列の実際のカソード電圧は、LED の順方向電圧によって決まります。これにより、最小カソード電圧 (最大 Vf) は、NPN レギュレータ用に十分な余裕を持つように調整されます。SC ピンは LED の障害状態を監視し、最大カソード電圧を制限します (「LED の保護」を参照)。この方法により、各 LED 列のカソードは、最小余裕と障害状態との間に維持されます。

CFB と SC の両方のダイオードは 100 μ A 以上の定格が必要で、CFB ダイオードの逆方向電圧の定格は V_{OUT} より大きい必要があります。これらの要件を念頭に置いて、LED 電流の立ち上がり / 立ち下がり時間を遅くするダイオード容量を最小にするために、できる限り小さいパッケージ・サイズを使用することを推奨します。

調光

LM3431 は、アナログとデジタルの両方の LED 調光信号に対応しています。MODE/F ピンは、アナログ / デジタルのモード選択に使用します。MODE/F に 3.8V を超える電圧をかけると、デジタル・モードがイネーブルされ、最大 25kHz の PWM 信号を DIM ピンに印加できます。このモードでは、DIM が 2V (typ) を超えているときに LED 電流レギュレータが作動し、DIM が 1.1V (typ) を下回ると LED 電流レギュレータが停止します。DIM ピンには任意のパルス幅を使用できますが、0.4 μ s が最小の LED オン時間です (デジタルとアナログのいずれのモードでも)。この最小 LED オン時間により、高い調光周波数における最小調光デューティ・サイクルが制限されます。例えば、20kHz では、調光デューティ・サイクルは最小値 0.8% に制限されます。それよりも低い調光周波数では、調光デューティ・サイクルはかなり低くでき、最小値は、FF の設定をはじめとするアプリケーションの条件によって決まります (「FF の設定」を

参照)。アナログ調光モードでは、MODE/F ピンは PWM 調光周波数の設定に使用され、デューティ・サイクルは DIM ピンにおけるアナログ電圧レベルを変化させることにより制御されます。アナログ・モードで使用するには、MODE/F とグラウンドとの間にコンデンサ (代表的なアプリケーション回路の C5) を接続します (プルアップ抵抗は付けません)。調光周波数は、次式に従って設定されます。

$$C5 = \frac{40 \mu A}{2 \times f_{DIM} \times 2.13}$$

アナログ・モードでは、MODE/F ピンにより、ピーク 2.5V、最小値 0.37V の三角波が生成されます。DIM ピンの電圧が MODE/F 電圧と比較され、DIM 電圧に比例するデューティ・サイクルを持つ内部 PWM 調光信号が生成されます。DIM 電圧が 2.5V を上回ったときのデューティ・サイクルは 100% です。デューティ・サイクルは、DIM 電圧とともに線形で変化します (Figure 8 を参照)。代表的なアナログ調光波形を Figure 9 に示します。

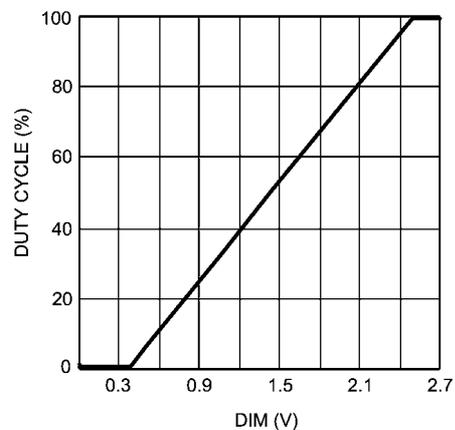


FIGURE 8. Analog Mode Dimming Duty Cycle vs. DIM voltage

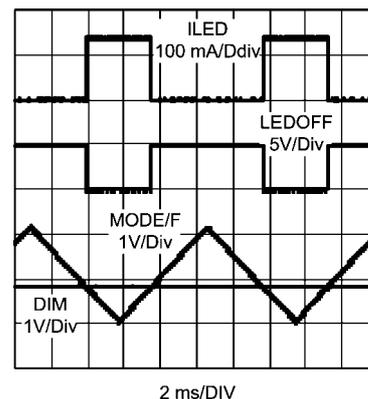


FIGURE 9. Analog Dimming Mode Waveforms

PWM 調光では、平均 LED 電流は、設定した LED 電流 (I_{LED}) に調光デューティ・サイクルを乗算した値になります。平均 LED 電流は、非常に優れた線形性で調光比に追従します。ただし、平均 LED 電流の精度は、外付け電流レギュレータの立ち上がり / 立ち下がり時間にある程度依存します。これは、オン時間が短い場合により明白になります。優れた線形性を確保するには、立ち上がり時間と立ち下がり時間が短く、それらの差が小さい NPN レギュレータを選択します。

LED 電流レギュレータ (つづき)

FF の設定

LED 調光中の電圧過渡変化を低減するために、LED のオフ時間に AFB ピンから出力電圧が調整されます。ただし、制御ループの応答時間には制限があるため、電圧過渡変化をすべて除去することはできません。これらの過渡変化がかなり大きい場合は、LED 電流が影響を受け、セラミック製の出力コンデンサから可聴ノイズが発生することがあります。FF ピンはループの応答時間を短縮し、これにより調光中の出力電圧の過渡変化を低減します。

FF とグラウンドとの間に接続した抵抗 Rff は、調光信号の立ち上がり/立ち下がり時に制御ループに流れる FF 電流を設定します。この方法で、FF ピンは、制御ループが応答する前に補正信号を生成します。FF 抵抗が小さいほど、生成される補正信号が大きくなります。Rff の最小推奨値は 10kΩ です。

アプリケーションに必要な FF 補正量は多くの要因に依存するため、FF の抵抗値は試作評価で決定することを推奨します。Rff の最適値を決定するには、次の手順に従います。

Rff の値は、約 20kΩ から始めるとよいでしょう。直列接続した 20kΩ のポテンショメータと 10kΩ の抵抗が試作評価で適切に動作します。

Rff を設定する前に、調光周波数を選択する必要があります。100% の調光デューティ・サイクルで、昇圧スイッチング動作が安定していることを確認します。

COMP ピンの電圧が 0.8V ~ 0.9V になるように Rff を調節します。次に、低い調光デューティ・サイクルで、オーバーシュートとアンダーシュートが最小になるかわずかにオーバーシュートがある状態になるまで Rff を調整しながら、カソード電圧の応答を監視します。

入力電圧が最小、および調光デューティ・サイクルが最小のときのカソード電圧の応答を確認し、必要に応じて Rff を調整します。これが通常、ワーストケース条件です。

Figure 10 の曲線は、異なる Rff 設定でのカソード電圧の変化を示します。理想的な設定では、カソード電圧と COMP 電圧の両方が平坦です。分かりやすくするために、この図のカソード電圧の 3 つの曲線はずらしてあります。すべての FF 設定で、カソード電圧は通常 1.2V に落ち着きます。

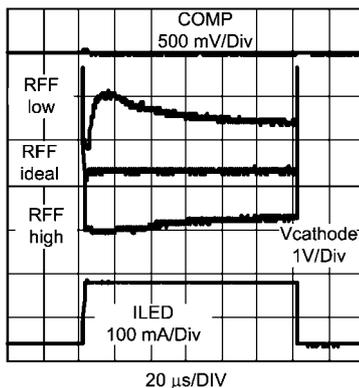


FIGURE 10. FF Setting Example

Rff の値を設定したら、入力電圧と調光デューティ・サイクルの範囲全体についてカソード電圧を確認します。さらに調整が必要な場合があります。

実際には、FF ピンは制御ループの応答にも少し影響します。最後のステップとして、Rff 値を選択した後で、100% の調光

デューティ・サイクルにおけるスイッチングの安定性を再確認する必要があります。最適な Rff 設定では、出力電圧の過渡変化は最小になり、入力電圧と調光デューティ・サイクルの範囲全体でカソード電圧が安定します。

入力電圧の範囲の一部で、Figure 10 に示す理想的なカソード応答が得られないことがあります。ただし、カソード電圧がレギュレータの飽和電圧を上回り、かつ開放 LED 障害状態のスレッショルドを下回っている限り、LED 電流は影響を受けません (「LED の開放」を参照)。

入力電圧範囲が広いとフィードフォワード効果の変動が大きくなり、これにより 1% 未満のデューティ・サイクルの実現が一層困難になります。特定のアプリケーションについて、実現可能な最小の調光デューティ・サイクルがあります。このデューティ・サイクル未満では、カソード電圧のドリフトが高くなり、最終的には LED の開放障害の症状として表れます (「LED の保護」を参照)。

LED の開放障害状態では、カソード電圧のオーバーシュートが増加する傾向があります。Rff が適切に設定されていない場合、高いオーバーシュートが LED 短絡障害として検出され、シャットダウンされる場合があります。

LED の保護

フォールト・モードと障害検出遅延

LM3431 には、さまざまな障害状態に対して 3 種類の保護が用意されています。次の表に、障害状態に対する保護をまとめ、障害に対する応答を 3 種類に分類しています (自動再起動オプションは次のセクションで説明します)。

フォールト・モードの一覧

| 障害 | 条件 | 動作 | 応答 | タイプ |
|---------------------|------------------|-----------|-----------------|-----|
| 1 個の LED 開放 | SC > 3.1V | DLY 充電 | 動作継続 | 1 |
| 1 個の LED 短絡 | SC > 3.1V | DLY 充電 | 動作継続 | |
| LED がすべて開放 | AFB > 2.0V | DLY 充電 | シャットダウンまたは自動再起動 | 2 |
| 出力過電圧 | AFB > 2.0V | DLY 充電 | シャットダウンまたは自動再起動 | |
| 複数の LED 短絡 | SC > 6.0V | DLY 充電 | シャットダウンまたは自動再起動 | |
| 複数の LED 短絡、VIN < 6V | AFB < 0.85V | DLY 充電 | シャットダウンまたは自動再起動 | |
| カソード短絡 | 起動時に CFB が Low | DLY 充電 | シャットダウンまたは自動再起動 | |
| 電流制限 | COMP 最大 | DLY 充電 | シャットダウンまたは自動再起動 | 3 |
| UVLO | VCC または EN が Low | DLY フラグなし | スタンバイ | |
| TSD | IC 過熱 | DLY フラグなし | スタンバイ | |
| THM | THM < 1.2V | DLY フラグなし | スタンバイ | |

LED 電流レギュレータ (つづき)

タイプ 1 またはタイプ 2 の障害が発生した場合、DLY ピンが電流ソースを開始します (typ 57 μ A)。DLY とグラウンド (C7) との間に接続したコンデンサが、DLY 電圧の上昇とシャットダウンの遅延時間を設定します。タイプ 1 の障害では、DLY ピンが High のままでも LM3431 は動作を継続します。この状態では、DLY ピンは最大値 3.6V (typ) まで充電されます。

タイプ 2 の障害では、DLY 電圧が 2.8V (typ) に達すると、LM3431 がシャットダウンして DLY ピンは 3.6V のままになります。

評価とデバッグの目的では、DLY ピンを接地することによりタイプ 2 のシャットダウンをディスエーブルできます。DLY ピンを開放のままにしないことを推奨します。

カソード短絡以外の障害の場合、シャットダウンの作動前に障害から復旧すると DLY ピンは放電します (1.8 μ A のシンク)。多くの障害状態は LED がオンの調光期間でのみ検出できるため、DLY ピンは LED のオフ時には充電されません。LED がオフのときには、DLY は高インピーダンス状態で、その電圧は一定です。LED オフの期間に障害から復旧すると、DLY は次の LED オンのサイクルで放電を開始します。障害から復旧しない場合、DLY は次の LED オンのサイクルで充電を継続します。したがって、DLY の充電時間は、DLY コンデンサと調光デューティ・サイクルの両方で制御されます。DLY ピンがシャットダウン・スレッシュホールドまで充電される時間は、次式で計算できます。

$$t_{dly} = \frac{C7 \times 2.8V}{57 \mu A} \times \frac{1}{D_{DIM}}$$

D_{DIM} は調光デューティ・サイクルです。Figure 11 に、タイプ 1 の障害による調光中の DLY ピンの充電を示します。

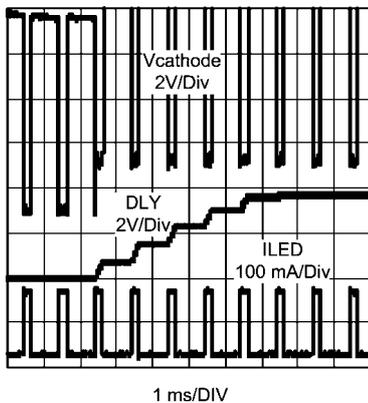


FIGURE 11. DLY Charging, 1 LED Open Fault

LED 列がオンになると、障害検出まで 1.6 μ s (typ) のブランキング時間があります。これにより、LED カソード電圧が調整点に達するまでの時間が確保され、誤って障害がトリガされるのを回避できます。ただし、1.6 μ s 未満の短い調光サイクルでは、障害が検出されないことがあります。

タイプ 3 の障害が発生すると、DLY は充電されません。LM3431 はスタンバイ・モードに移行し、障害状態から復旧するとソフトスタートにより起動します。

障害時のシャットダウンと自動再起動

通常動作で障害時のシャットダウン後に再起動するためには、LM3431 は EN ピンを使用してオフにするか、スタンバイ・モードにする必要があります。ただし、LEDOFF ピンを GND に接続して、自動再起動機能をイネーブルできます。起動時に

LEDOFF 電圧が監視され、接地されている場合は自動再起動モードがイネーブルされます。

自動再起動モードでは、タイプ 2 のシャットダウン後に DLY ピンから 1.8 μ A のシンク電流が放電されます。このモードでは、DLY は 3.6V に達せず、シャットダウン・スレッシュホールドの 2.8V から放電を開始します。DLY ピンの電圧が 350mV (typ) を下回ると、LM3431 はソフトスタート・モードから再起動します。このようにして、DLY コンデンサは再起動遅延時間を制御します。追加の LED 列の制御に LEDOFF ピンが使用されている場合 (「LEDOFF」を参照) は、自動再起動機能をイネーブルすることはできません。

出力過電圧障害 (すべての LED が開放) の場合、AFB 電圧が OVP スレッシュホールドを下回るまで、DLY は放電しません。Figure 12 に、自動再起動が作動する場合の OVP 障害を示します。LED がすべて開放すると出力電圧が上昇し、DLY が充電されます。Vout が OVP スレッシュホールドを下回るまで、DLY は 2.8V のままです。DLY が 350mV まで放電すると、ソフトスタートが開始されます。自動再起動モードでは、障害から復旧するまで LM3431 は継続して再起動を行います。この例では、再起動の試行 1 回の後、障害から復旧して通常動作が継続されます。

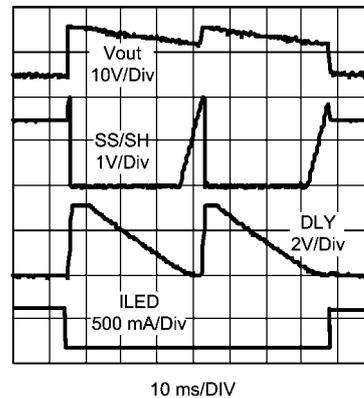


FIGURE 12. OVP and Auto-Restart

LED の開放

いずれかの LED 列が故障で開放すると、昇圧レギュレータが CFB ピンの電圧が低いことを検出します。これにより出力電圧が上昇し、他の LED 列のカソード電圧も上昇します。SC ピンの電圧が 3.1V まで上昇すると、タイプ 1 の障害がトリガされ、DLY ピンが電流ソースを開始します。このモードでは、SC 電圧は 3.5V (typ) に保持され、レギュレータは継続動作します。この高いカソード電圧では、外付け NPN レギュレータでの消費電力が増加します。また、開放 LED 列により NDRV ピンが最大電流をソースするので、LM3431 での消費電力も増加します。Figure 11 に示されているのは、1 つの LED の開放障害状態です。LED の開放によりカソード電圧が上昇し、DLY は LED オンの各サイクルで充電されますが、他の LED 列では電流は継続して調整されます。

すべての LED 列が故障で開放すると、同じ動作により出力電圧が上昇します。ただし、この場合は、SC は Low に保持されて故障を検出できません。代わりに、この故障モードは AFB により検出されます。AFB が過電圧スレッシュホールド 2.0V (typ) に達するとタイプ 2 の障害がトリガされ、DLY ピンが電流ソースを開始し、LM3431 がシャットダウンします。

SC と CFB の障害検出とは異なり、AFB ピンは常に監視されます。したがって、DLY の充電時間は調光デューティ・サイクルの影響を受けず、いずれの過電圧条件でも DLY が充電されます。

LED 電流レギュレータ (つづき)

LED の短絡

LED が故障により短絡すると、SC 電圧が上昇します。SC が 3.1V に達すると、LED の開放と同じタイプ 1 の障害がトリガされます。影響を受ける列の電流は継続して調整され、カソードは、3.5V からダイオード 1 個分の V_f だけ高い電圧に保持されます。1 個の LED の開放の場合と同様に、短絡した列の外付け NPN レギュレータにおける消費電力が増加します。

ただし、十分に多くの LED、または 1 列全体が短絡した場合は、SC ピンの電圧が短絡スレッシュホールド 6.0V まで上昇します。これによりタイプ 2 の障害となり、DLY スレッシュホールドに達すると LM3431 はシャットダウンします。

1 列の LED が短絡すると、LM3431 は SC 電圧を 3.5V に低減しようとしています。この結果、スイッチングが停止し、カソード電圧が最小レベル V_{in} になります。 V_{in} が約 6V よりも低く、かつ DLY 時間が十分長い場合は、SC は短絡障害スレッシュホールドの 6V を下回ります。この場合、短絡列の障害は、AFB の低電圧 (UVP) 障害として検出されます。

AFB が 0.85V (typ) を下回ると、タイプ 2 の障害がトリガされます。OVP 検出の場合と同様に、AFB の UVP スレッシュホールドは LED オンと LED オフの両方のサイクルで監視されます。UVP 障害により DLY が充電され、調光デューティ・サイクルの影響は受けません。Figure 13 に、1 列の LED の短絡を原因とするカソード電圧の突発の上昇を示します。DLY は充電を開始し、AFB の低電圧が検出されると充電を継続して、最終的にシャットダウンします。

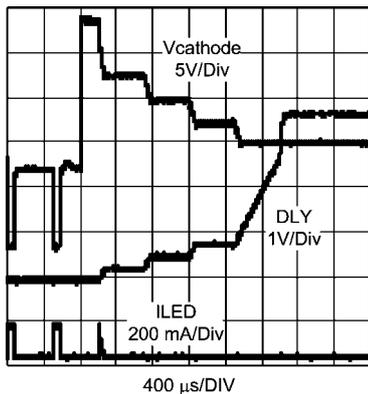


FIGURE 13. LED String Short Fault and UVP Detection

カソードの短絡

ソフトスタートの終了時に、CFB 電圧が監視されます。通常の起動では、LED 列はオフで、CFB 電圧が出力電圧とともに上昇します。CFB 電圧が約 1.9V 未満に留まっている場合は、カソードのグラウンド短絡状態が検出され、タイプ 2 の障害がトリガされます。ソフトスタートの終了時に DLY ピンは電流ソースを開始し、短絡状態から復旧した場合でも、シャットダウン・スレッシュホールドに達するまで電流ソースを継続します。

カソードの短絡が発生すると、ソフトスタートと DLY 時間中、影響を受ける列の LED がオンに駆動されます。したがって、LED 列が未調整の突入電流に耐えられるように、DLY とソフトスタートの時間を十分短く設定する必要があります。

熱に関する考慮事項

すべての条件で性能を最大に引き出すために、LM3431 は重要なパラメータの温度係数を制御し、IC と LED の両方について、過熱に対する保護機能を装備しています。

THM

THM ピンは、LED アレイの過熱状態を監視するように設計されています。この監視は、NTC サーミスタを LED パネルに取り付けることにより行います。THM 回路は、リファレンス電圧からグラウンドまでの分圧抵抗です (Figure 14 の R17 と Rth)。サーミスタの温度が上昇すると、THM ピンの電圧が低下します。THM が 1.23V (typ) まで低下するとタイプ 3 の障害がトリガされ、LM3431 は、サーミスタ温度が低下して THM 電圧が増加するまでスタンバイ状態になります。サーミスタは通常、25 °C における抵抗、および温度係数を表す定数 β で指定されます。所望のシャットダウン温度における抵抗値は、定数 β から計算することも、サーミスタのデータシート表から見つけることもできます。シャットダウン温度の抵抗値が得られたら、R17 の値を次式で計算できます。

$$R17 = R_{th} @ T \times \frac{VCC - 1.23V}{1.23V}$$

$R_{th}@T$ は、所望のシャットダウン温度におけるサーミスタの抵抗値です。代表的なアプリケーションの回路図には VCC を図示していますが、 V_{REF} を含む任意の調整済み電圧源をその位置で使用できます。

シャットダウンでは、THM は 10 μ A の電流をシンクしてヒステリシスを生成します。十分なヒステリシスを得るには、20k Ω 以上の R17 値を推奨します。R17 (および Rth) の値を高くすると、ヒステリシスが大きくなります。

より大きいヒステリシスが必要な場合は、下図に示すように抵抗を THM に直列に追加できます。

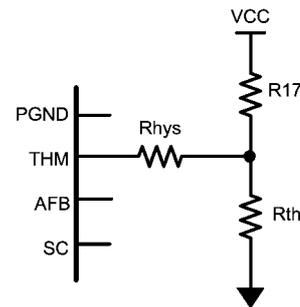


FIGURE 14. THM Circuit with Hysteresis

THM のヒステリシスは、次式で再起動スレッシュホールドを計算することにより得られます。 R_{HYS} を取り付けしていない場合は、 $R_{HYS} = 0$ を使用して $R_{th}@restart$ を計算します。

$$R_{th} @ restart = \frac{1.23V - (10 \mu A \times R_{HYS})}{\frac{VCC - 1.23V - (10 \mu A \times R_{HYS})}{R17} - 10 \mu A}$$

10 μ A は THM のシンク電流、 $R_{th}@restart$ は再起動時の温度におけるサーミスタの抵抗値です。再起動時の温度は、計算した抵抗値を使用してメーカーのデータシートを参照するか、定数 β を使用して計算します。

起動 (および再起動) 中は、THM の監視が作動しています。したがって、LM3431 が起動するためには、サーミスタの温度が再起動スレッシュホールドよりも低い必要があります。

LED 電流レギュレータ (つづき)

TSD

LM3431 の内部接合部温度が 160 °C を超えると、TSD が作動します。これは、タイプ 3 の障害状態です。デバイス温度の上昇は、主に LG と NDRVx のドライバによる内部消費電力により決まります。消費電力は、次式で概算できます。

$$P_D = P_{IQ} + P_{NDRV} + P_{VCC} + P_G$$

$$P_{IQ} = V_{IN} \times I_Q$$

I_Q は 4.0mA (typ) です。

$P_{NDRV} = (V_{IN} - \text{REFIN} - V_{be}) \times I_{NDRV} \times D_{DIM} \times \# \text{Strings}$
 $\text{REFIN} + V_{be}$ は NDRV の電圧、 I_{NDRV} は前述の「NDRV」で計算した値です。LED が開放している場合、開放列の I_{NDRV} は最大値 15mA になります。LM3431 の消費電力は、調光デューティ・サイクル 100% の LED 開放状態で最大になります。調整に NFET を使用する場合、 P_{NDRV} は調光周波数の関数で、次式で計算できます。

$$P_{NDRV_FET} = f_{dim} \times Q_g \times V_{IN}$$

$$P_{VCC} = (V_{IN} - V_{CC}) \times I_{VCC}$$

I_{VCC} は、外付けオペアンプ電力や THM 分圧抵抗など、VCC ピンから流れる電流です。

LG の消費電力 P_G については、「NFET」で説明しています。

これにより、温度上昇は次式で計算できます。

$$T_{RISE} = P_D \times \theta_{JA}$$

θ_{JA} は 32 °C /W (typ) で、基板の銅パターン面積によって異なります (「基板のレイアウト」を参照)。

TSD のスレッシュホールドは 160 °C ですが、最大定格 125 °C を超える温度では仕様範囲内でも LM3431 が動作しないことがあります。デバイス温度がこの上限に達しないように、消費電力を制限する必要があります。

温度係数

デバイスのいくつかの仕様は、温度とともに変化します。最適な余裕制御を維持し、NPN の消費電力を最小にするために、CFB の調整には温度係数 $-2.6\text{mV}/^\circ\text{C}$ があります。これは、カソード・フィードバック接続に使用される小信号ダイオードの代表的な温度係数と一致しています。CFB 電圧は温度とともに変化しますが、カソード電圧は安定します。SS/SH ピンは、ソフトスタート中に 1.85V (typ) まで上昇します。この電圧は約 $-2.2\text{mV}/^\circ\text{C}$ の温度係数を持ち、この値は LED 列の温度係数に従うように設計されています。ソフトスタートの終了時には、動作温度にかかわらず、アノード電圧が最大 LED 順方向電圧よりも高くなります。エラーの誤検出を防ぐために、AFB の過電圧スレッシュホールドの温度係数は $-1.4\text{mV}/^\circ\text{C}$ です。当然、これらの温度監視機能は、LED と同じ周囲温度内に LM3431 を取り付けた場合に最も効果的です。

LEDOFF : チャネルの追加

LM3431 には電流コントローラが 3 個内蔵されていますが、さらに多くのチャネルを簡単に追加できます。Figure 1 では、4 つ目の LED 列が VC4 に接続されています。

追加のチャネルでは、センス抵抗は元の 3 つのチャネルと同じ値にする必要があります。起動時と調光オフ時間では LEDOFF は 5V に上昇し、これにより外部ドライバが即座にオフになります。LED 列がオンのときには、LEDOFF 信号は Low で、通常の調整を行います。チャネルを追加するために LEDOFF を使用した場合は、自動再起動モードのイネーブルに LEDOFF を使用できません。

また、追加チャネルはすべて、ダイオードを介して SC と CFB のピンに接続する必要があります (代表的なアプリケーション回路を参照)。追加チャネルの電流レギュレータを駆動するオペアンプは、DLY のブランキング時間内にレギュレータをフルにオンに駆動できるほど、十分高速である必要があります。通常では、 $5\text{V}/\mu\text{s}$ のスルーレートで十分です。また、オペアンプ出力は、NPN レギュレータをフルにオフにできる必要があります。これには駆動電圧を REFIN 電圧以下にする必要があります。フルスイング・タイプのオペアンプを推奨します。

最後に、R14 抵抗は、LED オフのサイクルで V_{CC} 電流を制限できるように十分大きい必要があります。1kΩ 以上の値を推奨します。追加チャネルのターンオン遅延時間は、チャンネル 1 ~ 3 よりも長くなります。通常、追加の遅延時間は 250ns です。遅延が追加されることにより、1μs 未満のオン時間で調光の線形性が影響を受ける可能性があります。

LED 電流の精度

LED 列の電流の精度は、LM3431 の内外両方の要因から影響を受けます。任意の 1 列について、理想値からの最大偏差は、センス抵抗、オフセット誤差、REF 電圧、REFIN 分圧抵抗の精度、およびバイポーラのゲイン変動の単純合計です。

$$\text{Acc_single\%} = \pm A_{R10} + 2\% + A_{R7} + A_{R8} + \frac{5\text{mV} \times 100}{\text{REFIN}} + \frac{\Delta\beta \times 100}{2 \times \beta^2}$$

A_{R10} はセンス抵抗の精度 (単位: %)、2% は REF 電圧の精度、 A_{R7} と A_{R8} は REFIN 設定抵抗の精度 (単位: %)、5mV は SNS アンプの最大オフセット電圧 (LM3431A では 3mV を使用)、 β は NPN トランジスタのゲイン、および $\Delta\beta$ は NPN のゲインの指定範囲です。列ごとの精度は、任意の 2 列間の電流の最大差です。次式に示すように RSS メソッドで計算するのが最適です。

$$\text{Acc_s-s\%} = \pm \sqrt{2 \times A_{R10}^2 + \left(\frac{\Delta\beta \times 100}{2 \times \beta^2}\right)^2} + \frac{6\text{mV} \times 100}{\text{REFIN}}$$

6mV は SNS アンプの最大オフセット電圧差 (全温度範囲での V_{OS_DELTA} 、LM3431A では 4mV を使用) で、センス抵抗は同じ精度の定格を持つと仮定しています。FET を使用する場合は、両方の計算式で β 項を無視できます。各列の LED 電流が、設定電流の $\pm \text{Acc_single\%}$ の範囲内になります。そして、任意の 2 列の差は、お互いの $\pm \text{Acc_s-s\%}$ の範囲内になります。

プリント基板レイアウト

スイッチング・レギュレータのすべての設計において、優れたプリント基板レイアウトが重要です。不適切なレイアウトにより、EMI 問題や過剰なスイッチング・ノイズが発生したり、デバイスが正しく動作しなくなることがあります。高品質のレイアウトを行うには、次の重要な項目に従う必要があります。

パターンインダクタンスおよび関連するノイズ・スパイクを低減するために、AC の大電流が流れるパターンは、できる限り幅広く、かつ短くする必要があります。

これが該当する領域 (Figure 15 でハッチングで図示) として、次の領域があります。

- 出力コンデンサとダイオードとの間の接続
- 出力コンデンサ、センス抵抗 R3、およびバルク入力コンデンサの間の PGND 領域
- スイッチ・ノード

LED 電流レギュレータ (つづき)

電流モード・コントローラの電流検出回路は、スイッチング・ノイズの影響を容易に受ける可能性があります。このノイズを無視するため、LM3431 では各サイクルの先頭に 170ns のブランキング時間を設けていますが、ブランキング時間後もある程度のノイズが残ることがあります。以下に示す重要な指針に従うと、スイッチング・ノイズ自体と電流検出時におけるノイズの影響を最小限に抑えるのに役立ちます。

Figure 15 に示すように、出力コンデンサをできる限りセンス抵抗のローサイド近くで接地します。この接続は、残りの PGND プレーンとある程度分離する必要があります (この領域にグラウンド・プレーンのスルーホールを配置しない)。出力コンデンサの V_{OUT} 側をダイオードの近くに配置する必要があります。

SW ノード (ダイオードのアノード、インダクタ、および FET ドレインに接続するノード) はできる限り小さくする必要があります。このノードは、EMI の主な放射源の 1 つです。干渉を受けやすいパターンは、SW ノードまたはインダクタの領域内に配線しないでください。

CS ピンはノイズに敏感です。必ず、この配線をインダクタおよびスイッチ・ノードから遠ざけてください。CS、LG、および ILIM の配線は、できる限り短くする必要があります。下図に示すように、R4 は R3 のグラウンド側の近くで接地する必要があります。

VCC コンデンサは、できる限り IC に近く配置して PGND ピンの近くで接地する必要があります。その他の VCC 配線をノイズ源から遠ざけるように注意し、VCC を外付け電圧源として使用する場合にはデカップリング・コンデンサを使用します。

入力のセラミック・コンデンサは、できる限り VIN ピンの近くで接続し、PGND ピンの近くで接地する必要があります。

小信号のグラウンド接続には、SGND として図示した分離グラウンド領域を推奨します。SGND プレーンは、露出パッド (EP) と SGND ピンの両方に接続する必要があります。SGND と PGND のグラウンド・プレーンは、それぞれ対応するピンに接続する必要があります。両方のピンは、露出パッド EP を介してのみ接続する必要があります。

REF、REFIN、AFB、COMP、RT、FF、MODE/F、および SS/SH のすべてのピンに接続する部品は、デバイスの近くに配置し、SGND プレーンに接地する必要があります。これらの部品とその配線は、スイッチ・ノードやインダクタの近くに配線しないでください。電流検出を正確に行うため、LED 電流のセンス抵抗は SGND プレーンに接地する必要があります。この領域 (Figure 15 に LGND として示す) は、SGND からある程度分離する必要があります。全 LED 電流に対して十分な銅パターン面積が必要です。

4 つ以上のチャンネルを駆動する場合は、追加チャンネルのレイアウトは短い配線で最小面積内に収める必要があります。これにより、リンギングと遅延時間を低減できます。LED アレイへの接続はできるだけ短くする必要があります。25cm 未満を推奨します。それよりも長い配線では、過剰なリンギングや発振が発生することがあります。

放熱用に、中間層または最下層として大型の連続するグラウンド・プレーンを配置する必要があります。このプレーンは PGND 領域として見なす必要があります。SGND 接続には使用しないでください。放熱特性を最大にするために、露出パッドの真下にスルーホールを複数配置して、グラウンド・プレーンへの熱の流れを増やす必要があります。スルーホールの推奨数は 10 ~ 12 で、ホール直径は 0.20mm ~ 0.33mm です。詳細については、アプリケーション・ノート AN-1520 を参照してください。

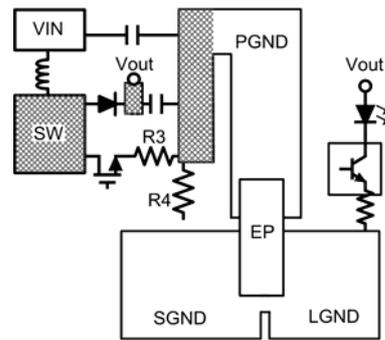
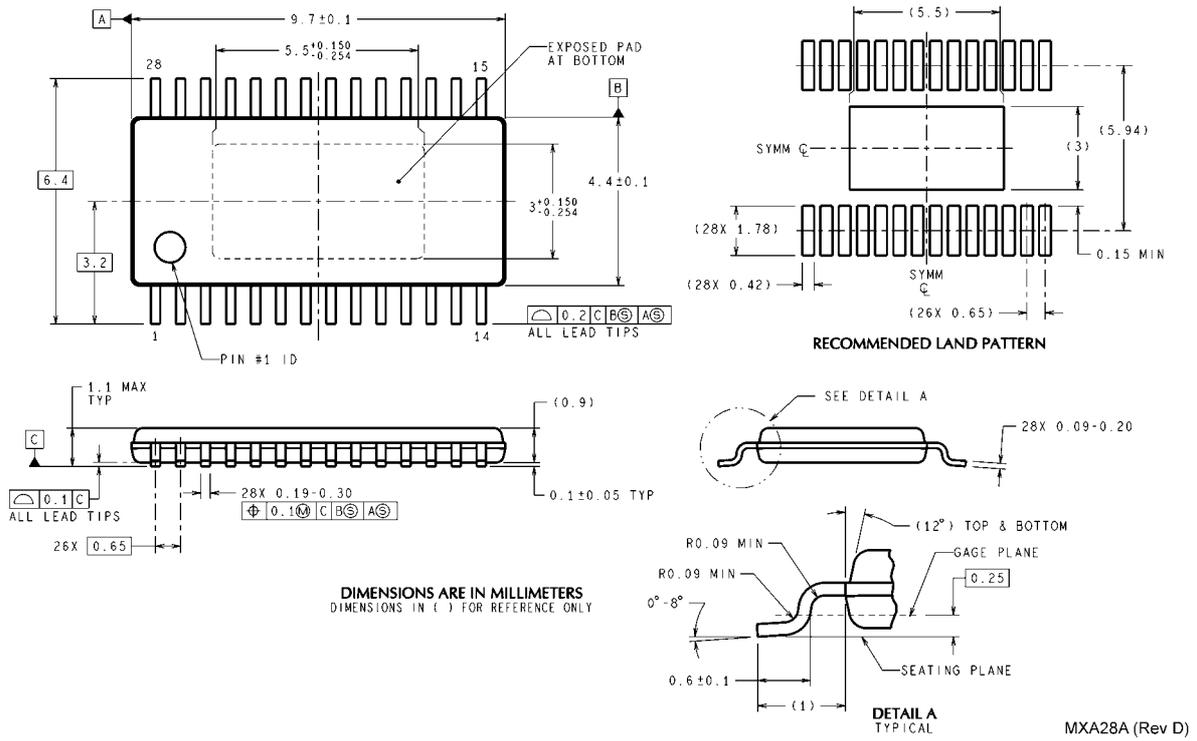


FIGURE 15. Example PCB Layout

外形寸法図 単位は millimeters

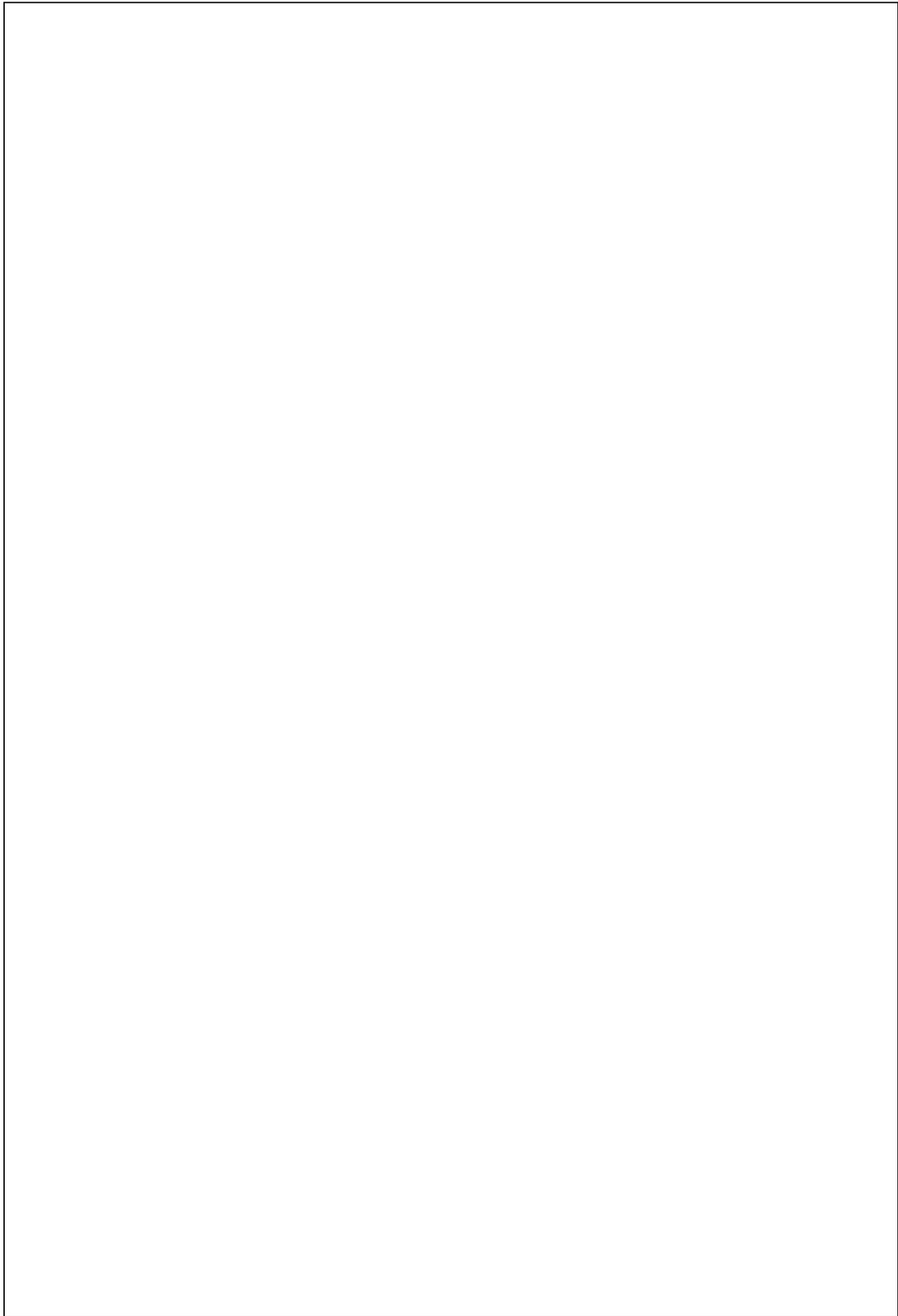


DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
DIMENSIONS IN () FOR REFERENCE ONLY

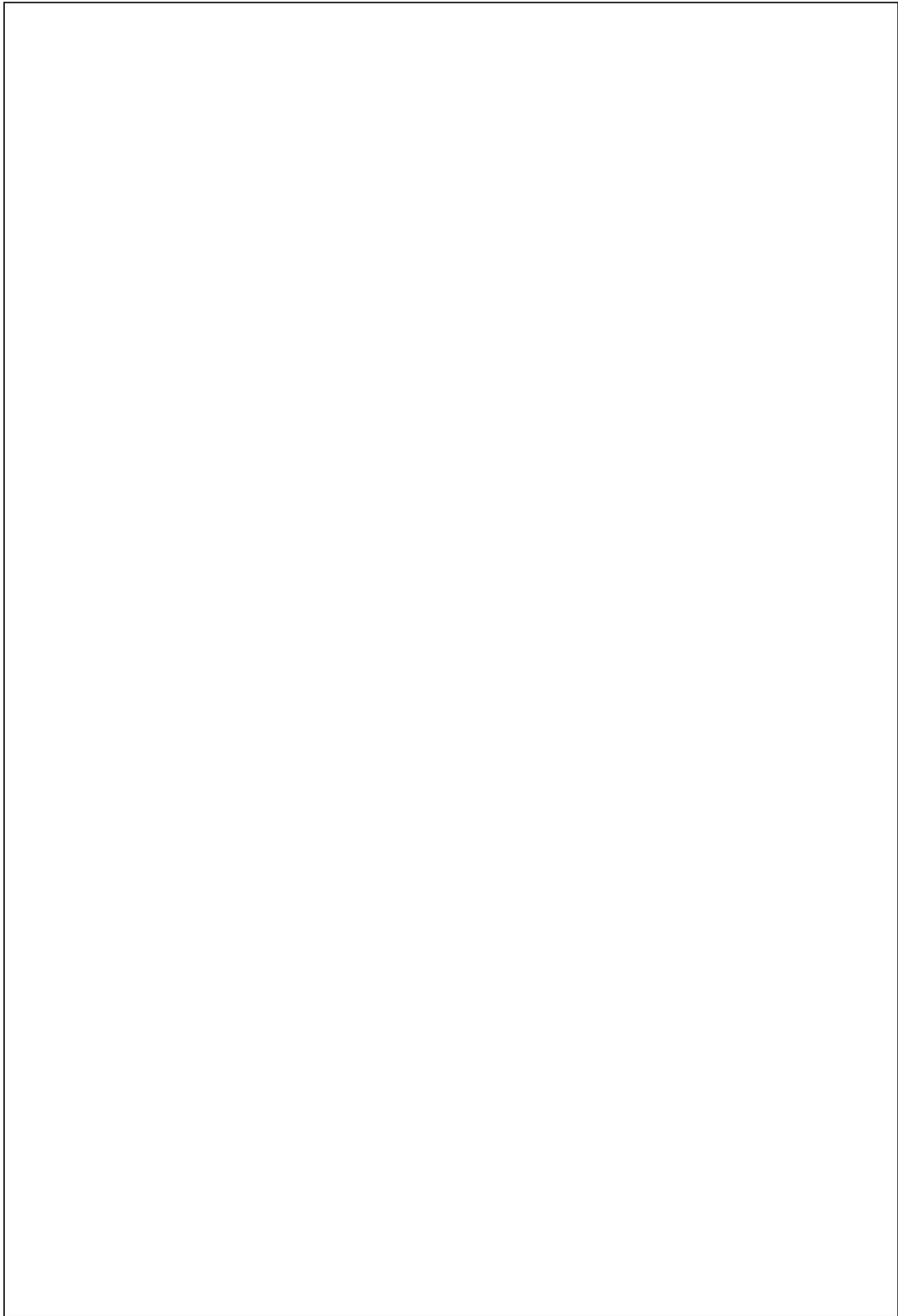
DETAIL A
TYPICAL

MXA28A (Rev D)

eTSSOP-28 Package
28 Lead Exposed Pad TSOP Package
NS Package Number MXA28A







このドキュメントの内容はナショナル セミコンダクター社製品の関連情報として提供されます。ナショナル セミコンダクター社は、この発行物の内容の正確性または完全性について、いかなる表明または保証もいたしません。また、仕様と製品説明を予告なく変更する権利を有します。このドキュメントはいかなる知的財産権に対するライセンスも、明示的、黙示的、禁反言による惹起、またはその他を問わず、付与するものではありません。

試験や品質管理は、ナショナル セミコンダクター社が自社の製品保証を維持するために必要と考える範囲に用いられます。政府が課す要件によって指定される場合を除き、各製品のすべてのパラメータの試験を必ずしも実施するわけではありません。ナショナル セミコンダクター社は製品適用の援助や購入者の製品設計に対する義務を負いかねます。ナショナル セミコンダクター社の部品を使用した製品および製品適用の責任は購入者にあります。ナショナル セミコンダクター社の製品を用いたいかなる製品の使用または供給に先立ち、購入者は、適切な設計、試験、および動作上の安全手段を講じなければなりません。

それら製品の販売に関するナショナル セミコンダクター社との取引条件で規定される場合を除き、ナショナル セミコンダクター社は一切の義務を負わないものとし、また、ナショナル セミコンダクター社の製品の販売か使用、またはその両方に関連する特定目的への適合性、商品の機能性、ないしは特許、著作権、または他の知的財産権の侵害に関連した義務または保証を含むいかなる表明または黙示的保証も行いません。

生命維持装置への使用について

ナショナル セミコンダクター社の製品は、ナショナル セミコンダクター社の最高経営責任者 (CEO) および法務部門 (GENERAL COUNSEL) の事前の書面による承諾がない限り、生命維持装置または生命維持システム内のきわめて重要な部品に使用することは認められていません。

ここで、生命維持装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

National Semiconductor とナショナル セミコンダクターのロゴはナショナル セミコンダクター コーポレーションの登録商標です。その他のブランドや製品名は各権利所有者の商標または登録商標です。

Copyright © 2011 National Semiconductor Corporation

製品の最新情報については www.national.com をご覧ください。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300

技術資料 (日本語 / 英語) はホームページより入手可能です。

www.national.com/jpn/

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated（TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかをご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしておりません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは是認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されてもありません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されてもありません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやはんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光が当たる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
 - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
 4. 機械的衝撃
 - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
 5. 熱衝撃
 - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
 6. 汚染
 - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
 - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上