

## 60V、3A Silent Switcher® 同期整流式、昇圧LEDドライバ

### 特長

- LED電流レギュレーション: 2%
- 出力電圧レギュレーション: 2.5%
- 50,000:1のPWM調光(100Hz時)
- 512:1の内部PWM調光
- スペクトラム拡散周波数変調
- Silent Switcherアーキテクチャにより超低EMIに対応
- 昇圧モード、降圧モード、および昇降圧モードで動作
- 入力電圧範囲: 4V ~ 56V
- LED列の電圧: 最大52V
- アダプティブ・ピーク・スイッチ電流制限:  
最大5A(低 $V_{IN}$ 時)
- 周波数範囲: 200kHz ~ 2MHz(同期機能あり)
- アナログ電圧またはデューティ・サイクルによる  
LED電流制御
- LEDの断線/短絡保護および故障表示
- 小型の28ピン4mm × 5mm LQFNパッケージ
- オートモーティブ・アプリケーション向けの  
AEC-Q100 認定取得

### アプリケーション

- 自動車用および産業用の照明機器
- ヘッドアップ・ディスプレイ(HUD)/機械視覚

### 概要

LT®8386は、モノリシックの同期整流式昇圧DC/DCコンバータで、固定周波数のピーク電流制御を使用してひとつながりのLEDに対してPWM調光を実行します。LED電流は、CTRLピンに入力するアナログ電圧またはデジタル・パルスによって設定します。LT8386は、外付けの検出抵抗を介し、広範囲の出力電圧にわたって2%の電流レギュレーションを維持します。

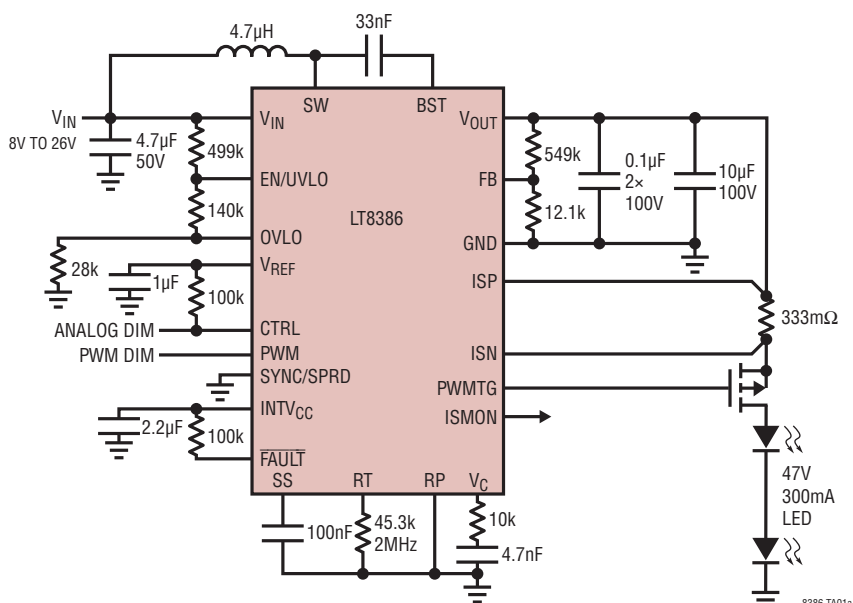
LT8386は、EMI/EMC エミッションを高効率で最小限に抑えるように設計された SilentSwitcher® テクノロジーを採用しています。スイッチング周波数は、RTピンの外付け抵抗または SYNC/SPRD ピンに外部クロックを印加することによって200kHz ~ 2MHzで設定できます。オプションのスペクトラム拡散周波数変調を有効にすると、周波数が100% ~ 125%で変化し、EMIが減少します。

LT8386には、PWM調光用の外部ハイサイドPMOSのためのドライバを内蔵しています。60V定格のLT8386は、LT3922およびLT3922-1とピン互換です。

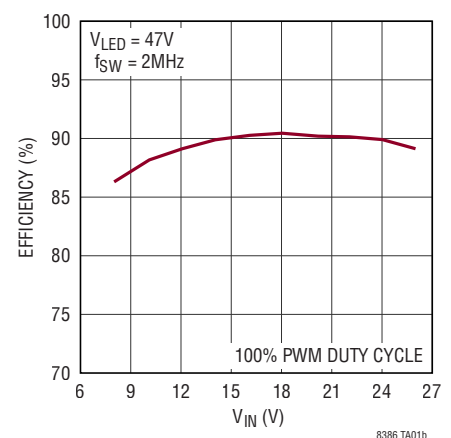
本紙記載の登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。10291128、10136488、9642200などの米国特許によって保護されています。

### 標準的応用例

2MHz、90% 効率の14W(47V、300mA)昇圧LEDドライバ



効率と $V_{IN}$ の関係



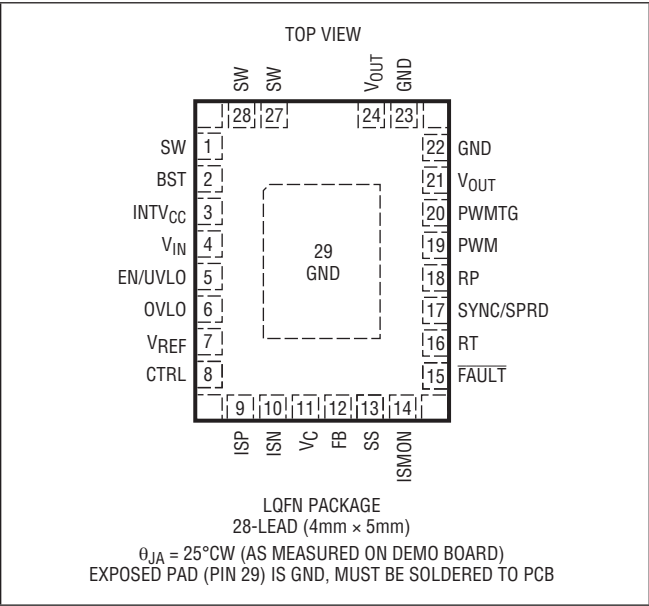
# LT8386

## 絶対最大定格

(Note 1)

|                                                                                |                                  |
|--------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------|
| $V_{IN}$ および $EN/UVLO$ .....                                                   | $-0.3V \sim 60V$                 |
| $ISP$ 、 $ISN$ 、 $V_{OUT}$ .....                                                | $-0.3V \sim 60V$                 |
| $ISP - ISN$ .....                                                              | $-1V \sim 1V$                    |
| $ISP$ 、 $ISN$ 、 $V_C$ .....                                                    | $-0.3V \sim 3.6V$                |
| $CTRL$ 、 $OVLO$ 、 $PWM$ 、 $SYNC/SPRD$ 、 $FAULT$ .....                          | $-0.3V \sim 5V$                  |
| $SW$ 、 $BST$ 、 $INTV_{CC}$ 、 $V_{REF}$ 、 $ISMON$ 、 $PWMTG$ 、 $RT$ 、 $RP$ ..... | (Note 2)                         |
| 動作ジャンクション温度範囲 (Note 3, 4)                                                      |                                  |
| LT8386E .....                                                                  | $-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$ |
| LT8386J .....                                                                  | $-40^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$ |
| 保存温度範囲 .....                                                                   | $-65^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$ |
| 最大リフロー (パッケージ・ボディ) 温度 .....                                                    | $260^{\circ}C$                   |

## ピン配置



## 発注情報

| 部品番号         | 部品マーキング* | 仕上げコード | パッド仕上げ    | パッケージタイプ**                 | MSL レーティング | 温度範囲                             |
|--------------|----------|--------|-----------|----------------------------|------------|----------------------------------|
| LT8386EV#PBF | 8386     | e4     | Au (RoHS) | LQFN (QFN フットプリントの積層パッケージ) | 3          | $-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$ |
| LT8386JV#PBF |          |        |           |                            |            | $-40^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$ |

### オートモーティブ製品\*\*

|               |      |    |           |                            |   |                                  |
|---------------|------|----|-----------|----------------------------|---|----------------------------------|
| LT8386EV#WPBF | 8386 | e4 | Au (RoHS) | LQFN (QFN フットプリントの積層パッケージ) | 3 | $-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$ |
| LT8386JV#WPBF |      |    |           |                            |   | $-40^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$ |

- 拡張動作温度範囲仕様の部品についてはアナログ・デバイスまでお問い合わせください。\*デバイスの温度グレードは出荷容器のラベルに示されています。パッドまたはボールの仕上げコードはIPC/JEDEC J-STD-609によります。
- 推奨される LGA および BGA PCB のアセンブリおよび製造手順
- LGA および BGA のパッケージ図面とトレイ図面

製品番号末尾がPBFとなっている製品はRoHSおよびWEEEに準拠しています。\*LT8386パッケージのフットプリントは標準の4mm x 5mm QFNパッケージと同じです。

\*\* このデバイスの各バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう管理された製造により提供されています。これらのモデルは「#WJ」というサフィックスで指定されます。オートモーティブ・アプリケーション向けには、上記のオートモーティブ・グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデルに特有のオートモーティブ信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイスまでお問い合わせください。

## 電気的特性

- は、全動作温度範囲に適用される仕様を示しています。それ以外の場合、特に明記されていない限り、 $T_A = 25^{\circ}C$ 、 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{EN/UVLO} = 2V$  です。

| PARAMETER                      | CONDITIONS                                                              | MIN   | TYP   | MAX        | UNITS         |
|--------------------------------|-------------------------------------------------------------------------|-------|-------|------------|---------------|
| Input Voltage Range            |                                                                         | 4     |       | 56         | V             |
| $V_{IN}$ Pin Quiescent Current | $V_{EN/UVLO} = 1.5V$ , Not Switching<br>$V_{EN/UVLO} = 0.3V$ , Shutdown |       | 3.5   | 4.5<br>1.5 | mA<br>$\mu A$ |
| EN/UVLO Threshold (Falling)    |                                                                         | 1.280 | 1.330 | 1.420      | V             |

## 電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様を示しています。それ以外の場合、特に明記されていない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 2\text{V}$  です。

| PARAMETER                 | CONDITIONS                  | MIN   | TYP   | MAX   | UNITS         |
|---------------------------|-----------------------------|-------|-------|-------|---------------|
| EN/UVLO Rising Hysteresis |                             |       | 25    |       | mV            |
| EN/UVLO Pin Current       | $V_{EN/UVLO} = 1.2\text{V}$ |       | 2     |       | $\mu\text{A}$ |
| OVLO Threshold (Rising)   |                             | 1.145 | 1.205 | 1.265 | V             |
| OVLO Falling Hysteresis   |                             |       | 50    |       | mV            |
| OVLO Pin Current          | $V_{OVLO} = 1\text{V}$      | -1    |       | 1     | $\mu\text{A}$ |

### Reference

|                                    |                                            |   |       |   |       |    |
|------------------------------------|--------------------------------------------|---|-------|---|-------|----|
| V <sub>REF</sub> Voltage           | $I_{VREF} = 0\mu\text{A}$                  | ● | 1.970 | 2 | 2.030 | V  |
|                                    | $I_{VREF} = 1\text{mA}$                    |   | 1.975 | 2 | 2.010 | V  |
| V <sub>REF</sub> Pin Current Limit | $V_{REF} = 0\text{V}$ , Current Out of Pin |   |       | 2 |       | mA |

### LED Current Regulation

|                                                         |                                                                            |   |      |     |      |                 |
|---------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------|---|------|-----|------|-----------------|
| CTRL-Off Threshold (Falling)                            |                                                                            | ● | 190  | 210 | 230  | mV              |
| CTRL-Off Rising Hysteresis                              |                                                                            |   |      | 15  |      | mV              |
| CTRL Pin Current                                        | $V_{CTRL} = 2\text{V}$                                                     |   | -100 |     | 100  | nA              |
| Sense Voltage ( $V_{ISP} - V_{ISN}$ )<br>(Analog Input) | $V_{CTRL} = 2\text{V}$ (100%), $V_{ISP} = 24\text{V}$                      | ● | 98   | 100 | 102  | mV              |
|                                                         | $V_{CTRL} = 0.75\text{V}$ (50%), $V_{ISP} = 24\text{V}$                    |   | 48.5 | 50  | 51.5 | mV              |
|                                                         | $V_{CTRL} = 0.35\text{V}$ (10%), $V_{ISP} = 24\text{V}$                    |   | 9    | 10  | 11.5 | mV              |
|                                                         | $V_{CTRL} = 0.30\text{V}$ (5%), $V_{ISP} = 24\text{V}$                     |   | 4    | 5   | 6.5  | mV              |
| ISP Pin Current                                         | $V_{ISP} = 24.1\text{V}$ , $V_{ISN} = 24\text{V}$ , $V_{CTRL} = 2\text{V}$ |   |      | 75  |      | $\mu\text{A}$   |
| ISN Pin Current                                         | $V_{ISP} = 24.1\text{V}$ , $V_{ISN} = 24\text{V}$ , $V_{CTRL} = 2\text{V}$ |   |      | 75  |      | $\mu\text{A}$   |
| Current Error Amplifier Transconductance                | $V_{ISP} = 24\text{V}$                                                     |   |      | 140 |      | $\mu\text{A/V}$ |

### Duty Cycle Control of LED Current

|                                                             |                                                 |  |      |     |      |     |
|-------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------|--|------|-----|------|-----|
| Sense Voltage ( $V_{ISP} - V_{ISN}$ )<br>(Duty Cycle Input) | CTRL Duty = 75% (100%), $V_{ISP} = 24\text{V}$  |  | 99   | 100 | 101  | mV  |
|                                                             | CTRL Duty = 37.5% (50%), $V_{ISP} = 24\text{V}$ |  | 48.5 | 50  | 51.5 | mV  |
|                                                             | CTRL Duty = 17.5% (10%), $V_{ISP} = 24\text{V}$ |  | 9    | 10  | 11   | mV  |
|                                                             | CTRL Duty = 15.0% (5%), $V_{ISP} = 24\text{V}$  |  | 4    | 5   | 6    | mV  |
| Digital CTRL Input High ( $V_{IH}$ )                        |                                                 |  | 1.6  |     |      | V   |
| Digital CTRL Input Low ( $V_{IL}$ )                         |                                                 |  |      |     | 0.4  | V   |
| Digital CTRL Input Frequency Range                          |                                                 |  | 10   |     | 200  | kHz |

### Voltage Regulation

|                                          |                        |   |       |       |       |                 |
|------------------------------------------|------------------------|---|-------|-------|-------|-----------------|
| FB Regulation Voltage                    | $V_{CTRL} = 2\text{V}$ | ● | 1.170 | 1.200 | 1.230 | V               |
| FB Pin Current                           | FB in Regulation       |   | -100  |       | 100   | nA              |
| Voltage Error Amplifier Transconductance |                        |   |       | 1000  |       | $\mu\text{A/V}$ |

### INTV<sub>CC</sub> Regulator

|                                      |                                               |  |     |     |     |    |
|--------------------------------------|-----------------------------------------------|--|-----|-----|-----|----|
| INTV <sub>CC</sub> Voltage           |                                               |  | 3.4 | 3.6 | 3.8 | V  |
| INTV <sub>CC</sub> Pin Current Limit | $V_{INTVCC} = 0\text{V}$ , Current Out of Pin |  |     | 40  |     | mA |

### Power Stage

|                                |                      |  |     |     |     |            |
|--------------------------------|----------------------|--|-----|-----|-----|------------|
| Peak Switch Current Limit      | $V_{IN} = 9\text{V}$ |  | 3.3 | 3.6 | 4.0 | A          |
|                                | $V_{IN} = 5\text{V}$ |  | 4.0 | 5.0 | 5.5 | A          |
| Bottom Switch Minimum Off-Time |                      |  | 13  | 25  | 30  | ns         |
| Bottom Switch On-Resistance    |                      |  |     | 80  |     | m $\Omega$ |
| Top Switch On-Resistance       |                      |  |     | 130 |     | m $\Omega$ |

### Oscillator

|                                             |                                       |   |      |      |      |     |
|---------------------------------------------|---------------------------------------|---|------|------|------|-----|
| Programmed Switching Frequency ( $f_{SW}$ ) | $R_T = 45.3\text{k}$ , SYNC/SPRD = 0V | ● | 1900 | 2000 | 2100 | kHz |
|                                             | $R_T = 499\text{k}$ , SYNC/SPRD = 0V  | ● | 180  | 210  | 240  | kHz |

## 電気的特性

●は、全動作温度範囲に適用される仕様を示しています。それ以外の場合、特に明記されていない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 2\text{V}$ です。

| PARAMETER                                                          | CONDITIONS                                                                                      |   | MIN   | TYP   | MAX   | UNITS |
|--------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------|---|-------|-------|-------|-------|
| Maximum Spread Spectrum Ratio                                      | SYNC/SPRD = 3V                                                                                  |   |       | 125   |       | %     |
| RT Pin Current Limit                                               | V <sub>RT</sub> = 0V, Current Out of Pin                                                        |   |       | 75    |       | μA    |
| SYNC/SPRD Input High (V <sub>IH</sub> )                            |                                                                                                 |   | 1.6   |       |       | V     |
| SYNC/SPRD Input Low (V <sub>IL</sub> )                             |                                                                                                 |   |       |       | 0.8   | V     |
| SYNC/SPRD Pin Current                                              | V <sub>SYNC/SPRD</sub> = 5V                                                                     |   | −100  |       | 100   | nA    |
| Soft-Start                                                         |                                                                                                 |   |       |       |       |       |
| SS Pin Charging Current                                            | V <sub>SS</sub> = 1V                                                                            |   |       | 22    |       | μA    |
| SS Pin Discharging Current                                         | V <sub>SS</sub> = 2V                                                                            |   |       | 2     |       | μA    |
| SS Lower Threshold                                                 |                                                                                                 |   |       | 0.2   |       | V     |
| SS Higher Threshold                                                |                                                                                                 |   |       | 1.55  |       | V     |
| Fault Detection                                                    |                                                                                                 |   |       |       |       |       |
| Open-Circuit Threshold (FB Rising)                                 |                                                                                                 | ● | 1.117 | 1.140 | 1.163 | V     |
| Open-Circuit Falling Hysteresis                                    |                                                                                                 |   |       | 50    |       | mV    |
| LED Short-Circuit Threshold (V <sub>ISP</sub> − V <sub>ISN</sub> ) | V <sub>ISP</sub> = 20V                                                                          |   |       | 150   |       | mV    |
| FAULT Pull-Down Current                                            | V <sub>FAULT</sub> = 0.2V, V <sub>FB</sub> = 1.25V                                              |   | 0.8   |       |       | mA    |
| FAULT Leakage Current                                              | V <sub>FAULT</sub> = 3.6V, V <sub>FB</sub> = 0.7V                                               |   | −100  |       | 100   | nA    |
| Overvoltage Protection                                             |                                                                                                 |   |       |       |       |       |
| FB Overvoltage Threshold (Rising)                                  |                                                                                                 | ● | 1.240 | 1.266 | 1.292 | V     |
| FB Overvoltage Falling Hysteresis                                  |                                                                                                 |   |       | 22    |       | mV    |
| LED Current Monitor                                                |                                                                                                 |   |       |       |       |       |
| ISMON Pin Voltage                                                  | V <sub>ISP</sub> − V <sub>ISN</sub> = 100mV (100%), V <sub>ISP</sub> = 24V                      |   | 0.980 | 1.000 | 1.020 | V     |
|                                                                    | V <sub>ISP</sub> − V <sub>ISN</sub> = 10mV (10%), V <sub>ISP</sub> = 24V                        |   | 80    | 100   | 120   | mV    |
|                                                                    | V <sub>ISP</sub> − V <sub>ISN</sub> = 5mV (5%), V <sub>ISP</sub> = 24V                          |   | 30    | 50    | 70    | mV    |
| PWM Driver                                                         |                                                                                                 |   |       |       |       |       |
| PWMTG Gate Drive (V <sub>OUT</sub> − V <sub>PWMTG</sub> )          | V <sub>OUT</sub> = 20V, V <sub>PWM</sub> = 2V                                                   |   |       | 10.5  | 12.5  | V     |
| PWM Input High (V <sub>IH</sub> )                                  |                                                                                                 |   | 1.7   |       |       | V     |
| PWM Input Low (V <sub>IL</sub> )                                   |                                                                                                 |   |       |       | 0.8   | V     |
| PWM Pin Current                                                    | V <sub>PWM</sub> = 2V                                                                           |   | −100  |       | 100   | nA    |
| PWM to PWMTG Propagation Delay                                     | C <sub>PWMTG</sub> = 2.1nF (Connected from V <sub>OUT</sub> to PWMTG)<br>V <sub>OUT</sub> = 20V |   |       | 100   |       | ns    |
|                                                                    |                                                                                                 |   |       | 140   |       | ns    |
| Internal PWM Dimming                                               |                                                                                                 |   |       |       |       |       |
| Preset PWM Dimming Ratio 1                                         | R <sub>P</sub> = 332k, V <sub>REF</sub> = 2V, V <sub>PWM</sub> : 0.25V to 0.35V                 | ● | 1.0   | 1.1   | 1.2   | %     |
| Preset PWM Dimming Ratio 2                                         | R <sub>P</sub> = 332k, V <sub>REF</sub> = 2V, V <sub>PWM</sub> : 0.47V to 0.55V                 | ● | 4.9   | 5     | 5.1   | %     |
| Preset PWM Dimming Ratio 3                                         | R <sub>P</sub> = 332k, V <sub>REF</sub> = 2V, V <sub>PWM</sub> : 0.65V to 0.75V                 | ● | 9.8   | 9.9   | 10    | %     |
| PWM Voltage for 100% PWM Dimming                                   | R <sub>P</sub> = 332k, V <sub>REF</sub> = 2V                                                    |   | 2.00  |       |       | V     |
| PWM Voltage for 0% PWM Dimming                                     | R <sub>P</sub> = 332k, V <sub>REF</sub> = 2V                                                    |   | 0.86  |       | 0.98  | V     |
|                                                                    |                                                                                                 |   | 0     |       | 0.14  | V     |
| PWM Dimming Accuracy                                               | R <sub>P</sub> = 332k, V <sub>REF</sub> = 2V, V <sub>PWM</sub> = 1.1V                           |   | 8     | 10    | 12    | %     |
|                                                                    | R <sub>P</sub> = 332k, V <sub>REF</sub> = 2V, V <sub>PWM</sub> = 1.9V                           |   | 88.5  | 90    | 91.5  | %     |
| PWM Dimming Frequency                                              | R <sub>P</sub> = 76.8k, R <sub>T</sub> = 45.3k, SYNC/SPRD = 0V                                  |   | 1.80  | 1.95  | 2.10  | kHz   |
|                                                                    | R <sub>P</sub> = 332k, R <sub>T</sub> = 45.3k, SYNC/SPRD = 0V                                   |   | 110   | 125   | 135   | Hz    |
| RP Pin Current Limit                                               | V <sub>RP</sub> = 0V, Current Out of Pin                                                        |   |       | 70    |       | μA    |

## 電気的特性

**Note 1:** 上記の**絶対最大定格**を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性と寿命に影響を与えることがあります。

**Note 2:** これらのピンには正または負の電圧源を印加しないでください。恒久的な損傷を与えるおそれがあります。

**Note 3:** LT8386E は、0°C～125°C のジャンクション温度で性能仕様を満たすように設計されています。-40°C～125°C の動作ジャンクション温度範囲における仕様は、設計、特性評価、および統計のプロセス制御との相関付けによって確認されています。LT8386J の -40°C～150°C

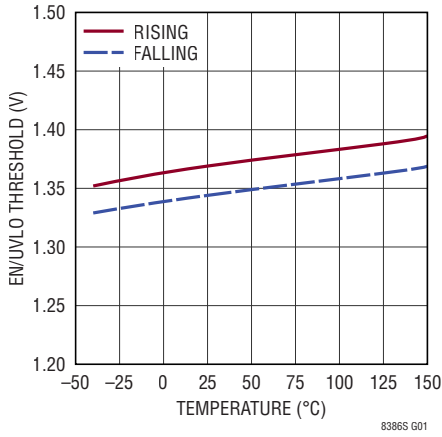
の動作ジャンクション温度範囲における仕様は、設計、特性評価、および統計のプロセス制御との相関付けによって確認されています。

**Note 4:** この IC は、一時的な過負荷状態からデバイスを保護することを目的とした過熱保護機能を備えています。この保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が最大定格を超えています。仕様に規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超える温度での連続動作は、デバイスの信頼性を損なったり、デバイスに恒久的な損傷を生じさせたりする可能性があります。

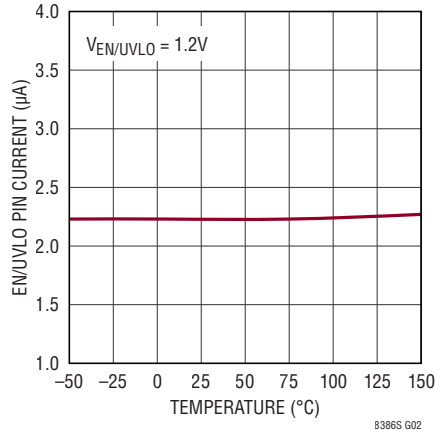
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 。

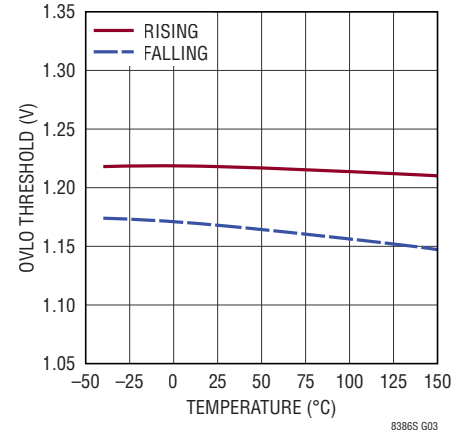
EN/UVLO 閾値



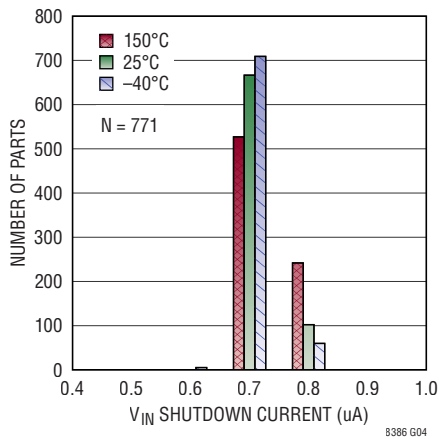
EN/UVLO ピン電流



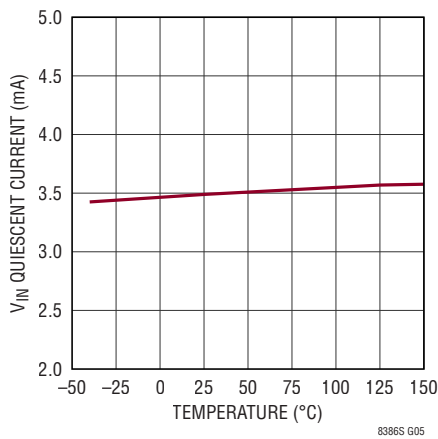
OVLO 閾値



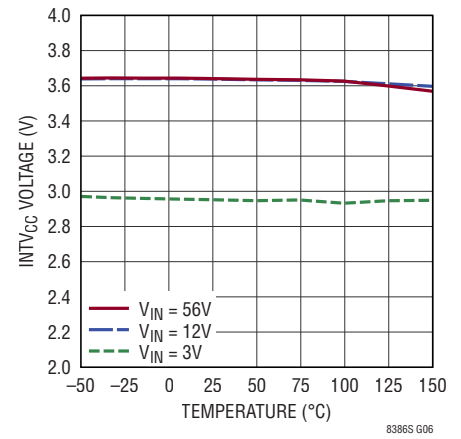
$V_{IN}$  シャットダウン電流分布



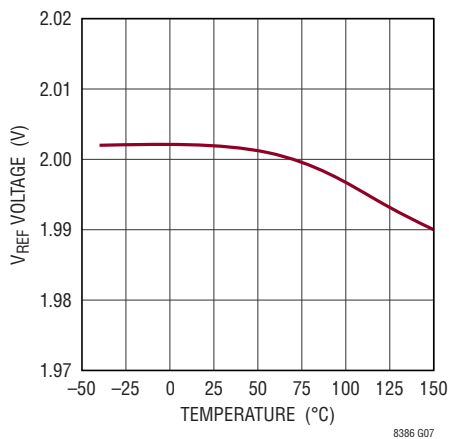
$V_{IN}$  静止電流



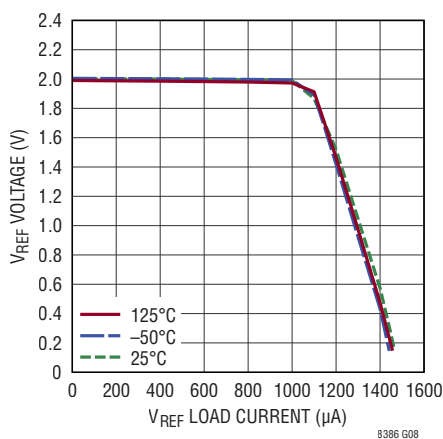
INTV<sub>CC</sub> 電圧



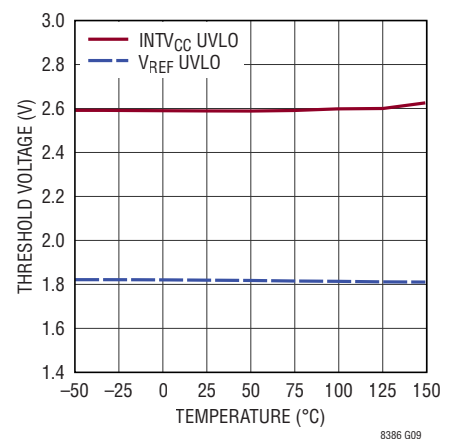
$V_{REF}$  電圧



$V_{REF}$  負荷レギュレーション



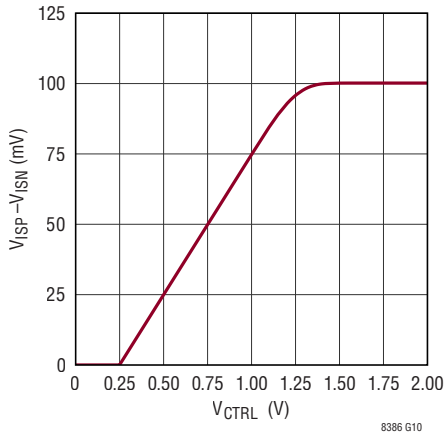
INTV<sub>CC</sub> および  $V_{REF}$  UVLO の  
立下がり閾値



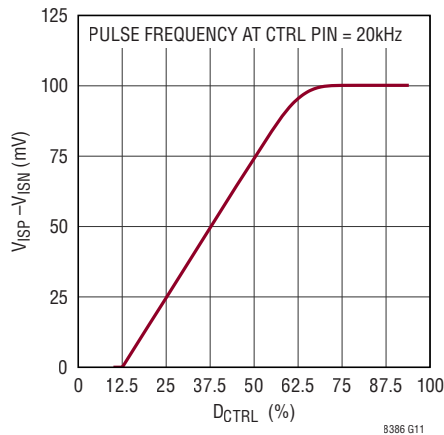
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 。

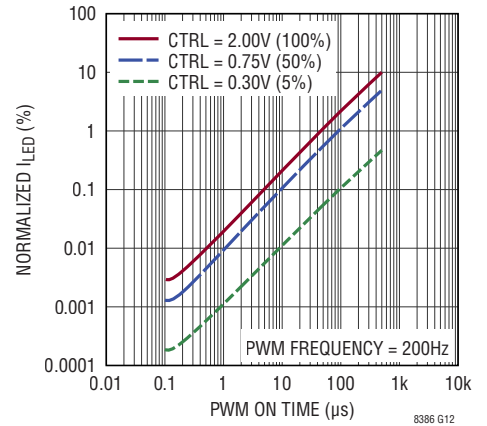
LED 電流(アナログ CTRL)



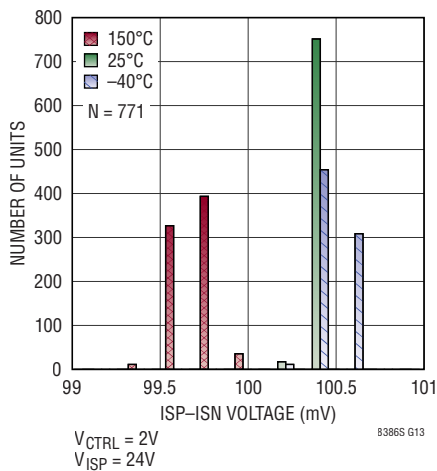
LED 電流(デジタル CTRL)



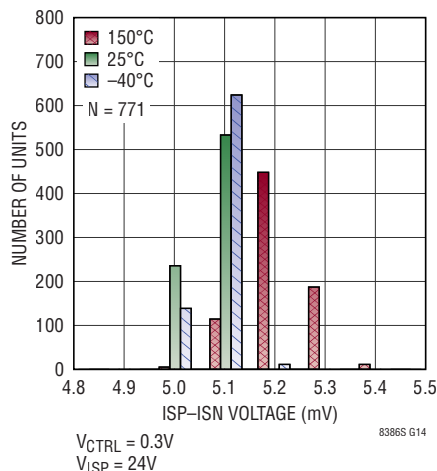
正規化された平均化 LED 電流と PWM オン時間の関係



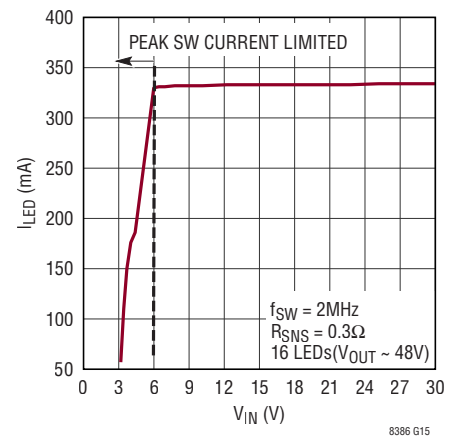
電流レギュレーション: 100%



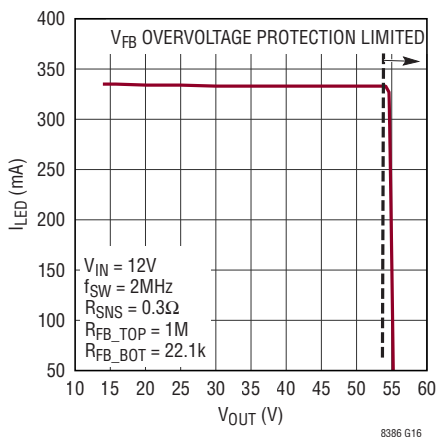
電流レギュレーション: 5%



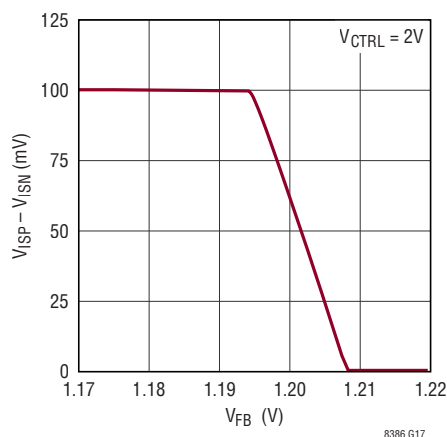
LED電流ラインのレギュレーション



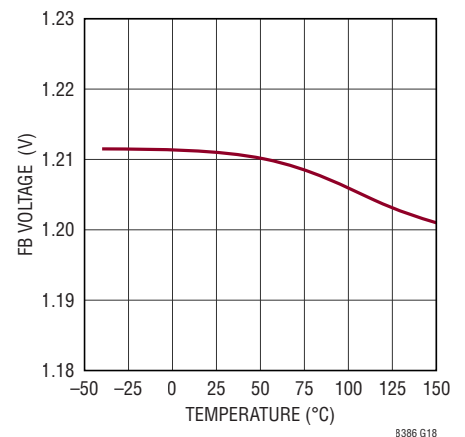
LED 電流と  $V_{OUT}$  の関係



LED 電圧制限



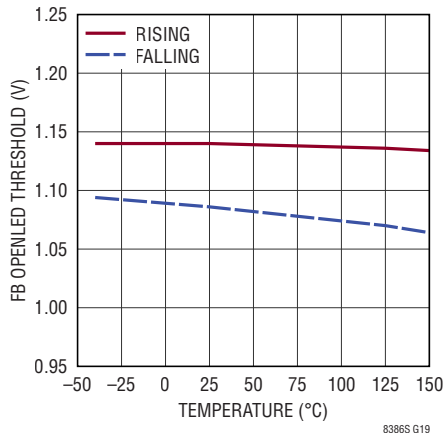
レギュレーションされた FB 電圧



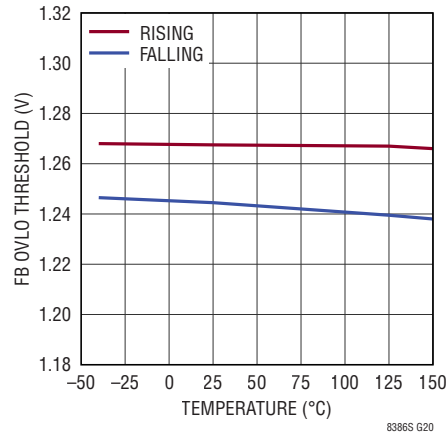
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 。

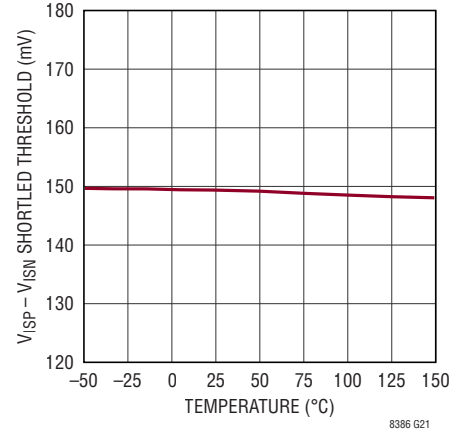
FB LED 断線閾値



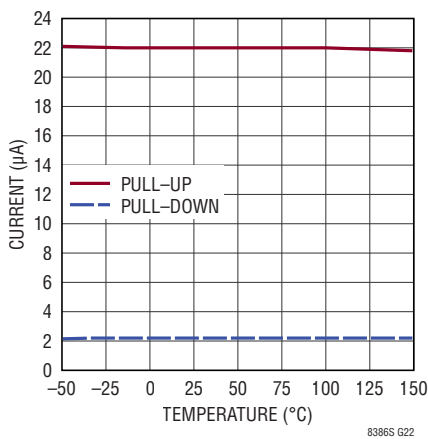
FB OVLO 閾値



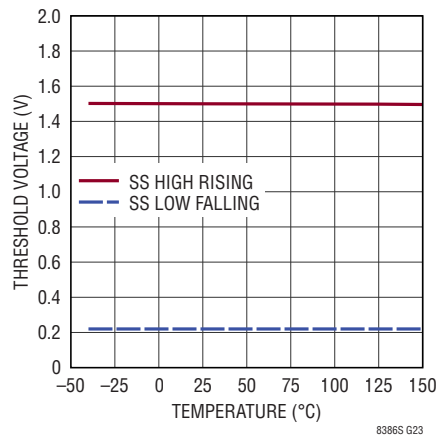
$V_{ISP} - V_{ISN}$  LED 短絡閾値



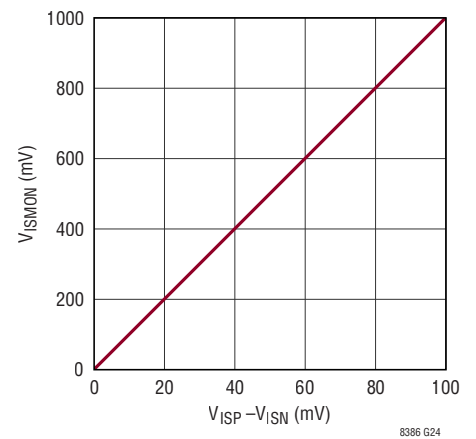
ソフトスタート電流



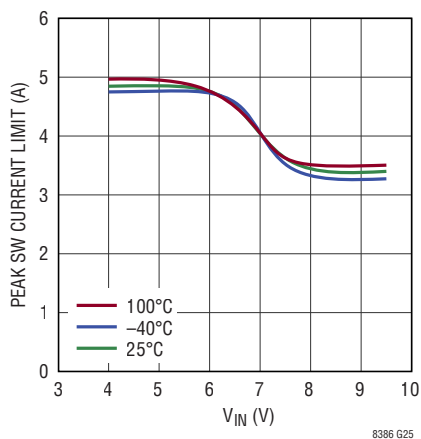
ソフトスタート閾値



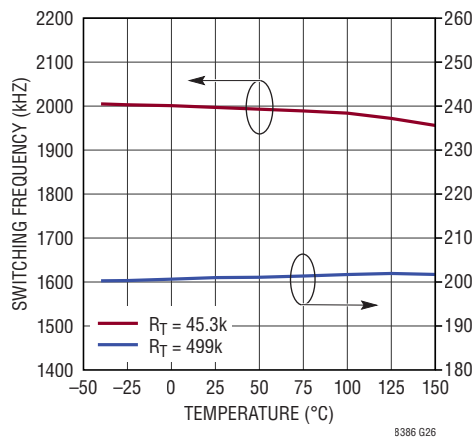
ISMON 電圧



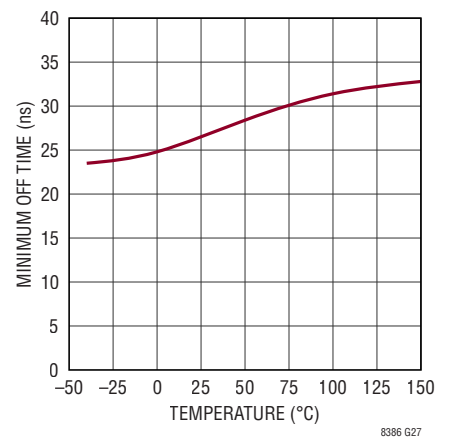
ピークSW電流制限値と $V_{IN}$ の関係



スイッチング周波数



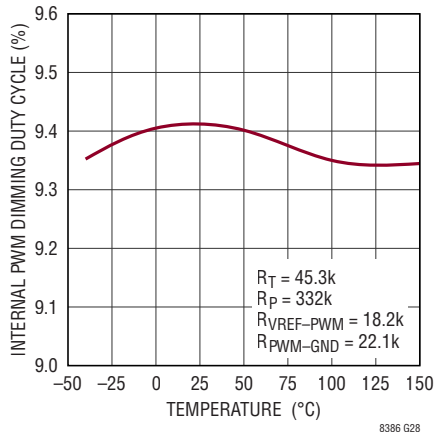
最小オフ時間



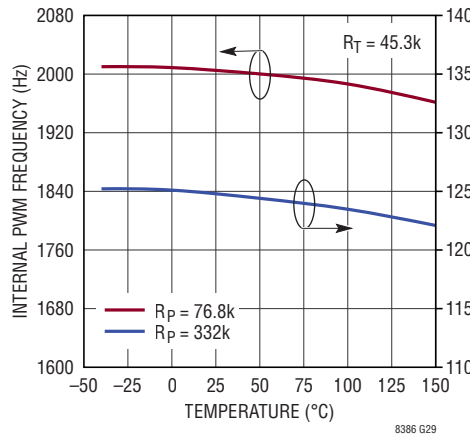
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 。

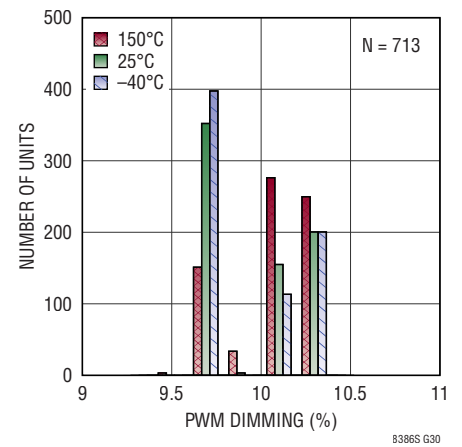
内部PWM調光



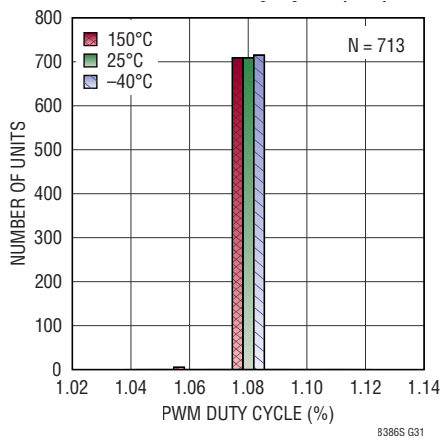
内部PWM周波数



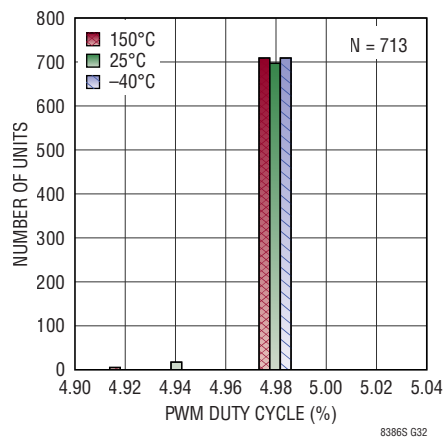
内部PWM調光(10%)



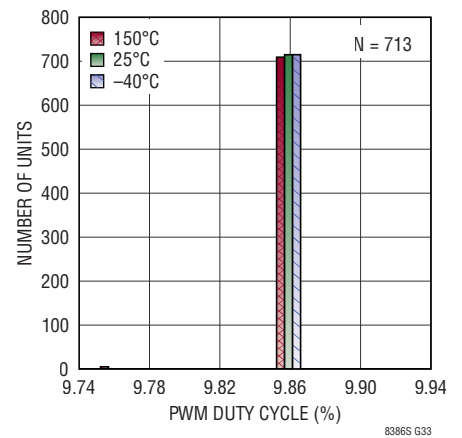
プリセット1のPWMデューティ・サイクル(1%)



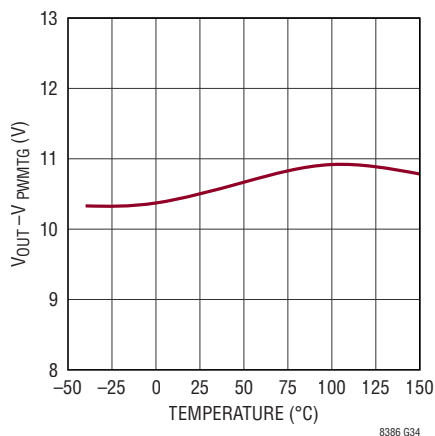
プリセット2のPWMデューティ・サイクル(5%)



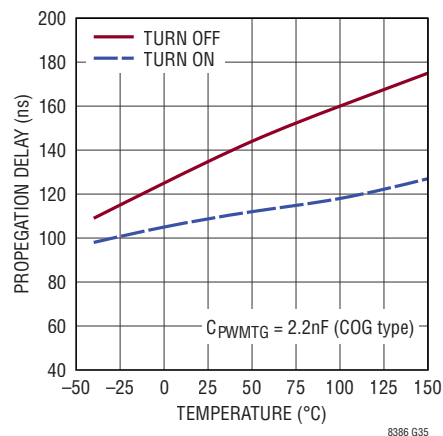
プリセット3のPWMデューティ・サイクル(10%)



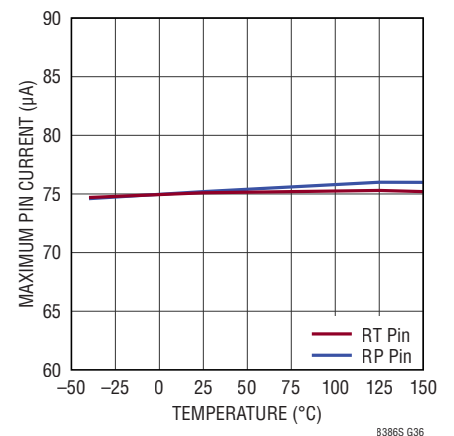
PWMTG オン電圧



PWMTGドライバの伝搬遅延



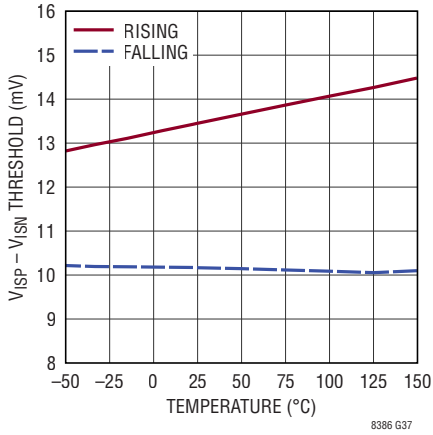
RTおよびRPピンの電流制限値



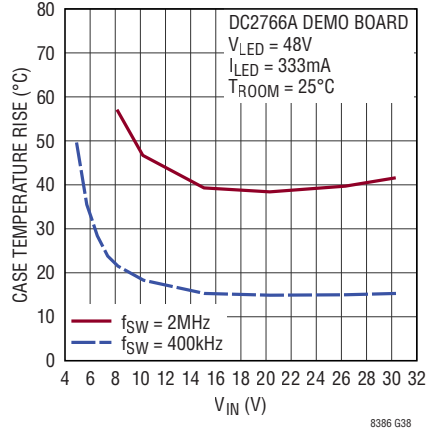
## 代表的な性能特性

特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12V$ 、 $T_A = 25^\circ C$ 。

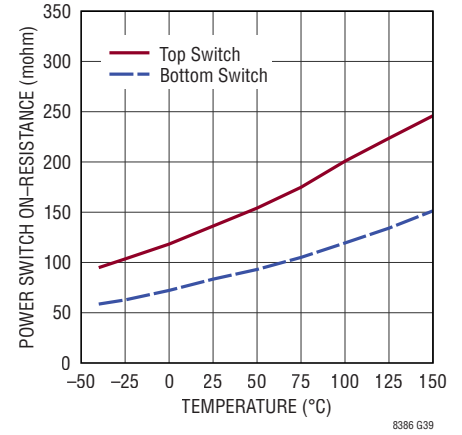
C/10 閾値



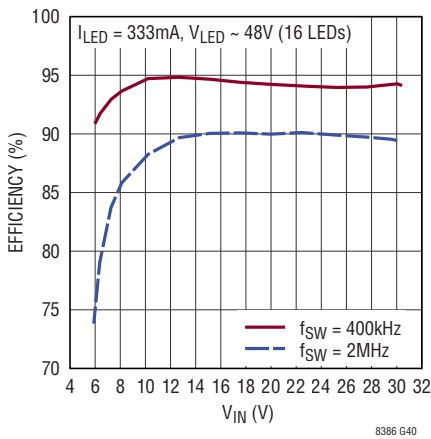
ケース温度上昇



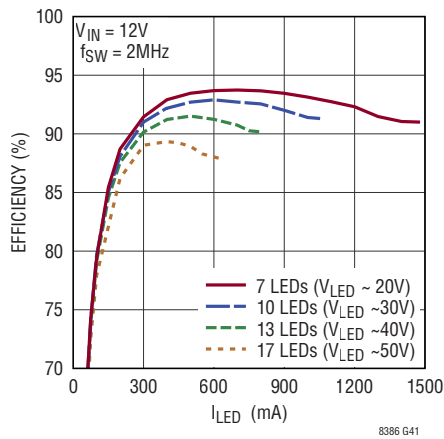
パワー・スイッチのオン抵抗



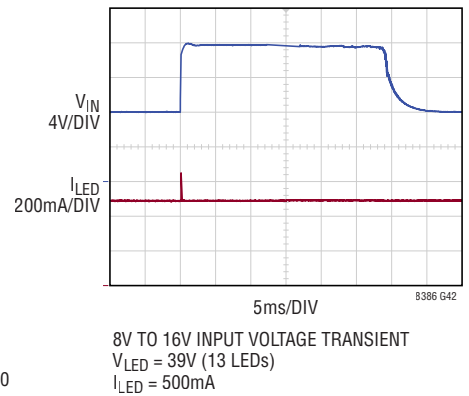
効率と  $V_{IN}$  の関係



効率と  $I_{LED}$  の関係



入力電圧の過渡応答



## ピン機能

**SW (ピン1, 27, 28) :** スイッチ・ピン。これらのピンは、内部でパワー・デバイスとハイサイドのゲート・ドライバに接続されています。これらは常に一緒に接続する必要があります。通常動作では、これらのピンの電圧は、出力電圧とゼロの間を設定された周波数で切り替わります。これらのピンには電圧をかけないでください。

**BST (ピン2) :** ブースト・ピン。このピンは、トップ・パワー・スイッチのGATEドライバに供給します。このピンとSWピンの間に33nFのコンデンサをできるだけパッケージの近くで接続します。INTV<sub>CC</sub>からBSTへの内部ダイオードは、SWピンがローに切り替わるときにコンデンサを充電します。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン3) :** 内部でレギュレーションされた低電圧の電源ピン。このピンは、コンバータ・スイッチのGATEドライバに電源を供給します。これらのピンには電圧をかけないでください。パッケージの近くのGNDに2.2μFのバイパス・コンデンサを配置します。

**V<sub>IN</sub> (ピン4) :** 入力電圧ピン。このピンは、内部の高性能アナログ回路に電源を供給します。このピンとGNDの間にバイパス・コンデンサを接続します。

**EN/UVLO (ピン5) :** イネーブルおよび低電圧ロックアウト・ピン。このピンの電圧が1.36V (代表値) を超えるとスイッチングがイネーブルされ、電圧が0.1V未満になると内部電流バイアスとサブ・レギュレータがシャットダウンされます。このピンとグラウンドの間に抵抗ネットワークを接続してピン電圧を設定すると、V<sub>IN</sub>が特定のレベルを下回ったときにデバイスを自動的にロックアウトさせることができます。このピンでは内部コンポーネントがプルアップまたはプルダウンされないため、正常動作のためには外部電圧バイアスが必要です。このピンはV<sub>IN</sub>に直接接続できます。詳細については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

**OVLO (ピン6) :** 入力過電圧ロックアウト・ピン。このピンの電圧が1.205Vを超えると、システムはスイッチングをディスエーブルし、ソフトスタートのコンデンサをリセットします。このピンはオープンのままにしないでください。OVLO機能を使用しない場合は、このピンをGNDに接続します。詳細については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

**V<sub>REF</sub> (ピン7) :** リファレンス電圧ピン。このピンは、バッファ付きの2Vリファレンスを提供します。CTRLピンとPWMピンの電圧を設定するための抵抗ネットワークを接続するのに使用できます。0.1μFのコンデンサでGNDにバイパスします。

**CTRL (ピン8) :** 制御ピン。このピンへの250mV～1.25Vのアナログ電圧により、ISPとISNの間のレギュレーション電圧 (したがって、負荷に供給されるレギュレーション電流) を設定します。アプリケーションによっては、CTRLピンはシステムのノイズの影響を受ける可能性があります。CTRLピンへ10nFバイパス・コンデンサを接続することにより、ノイズ耐性を高めることができます。または、このピンにデューティ比が12.5%～62.5%のデジタル・パルスを与えることにより、レギュレーション電圧を設定することもできます。200mVまたはデューティ・サイクルが10%を下回ると、CTRLピンの電圧によってスイッチングがディスエーブルされます。詳細については、[代表的な性能特性](#)および[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

**ISP (ピン9) :** 正電流検出ピン。このピンは、内部電流検出誤差アンプへの入力1つです。外付け検出抵抗の正側に接続する必要があります。正確な電流検出のために、検出抵抗へはケルビン接続します。

**ISN (ピン10) :** 負電流検出ピン。このピンは、内部電流検出誤差アンプへの入力1つです。外付け検出抵抗の負側に接続する必要があります。正確な電流検出のために、検出抵抗へはケルビン接続します。

**V<sub>C</sub> (ピン11) :** 補償ピン。このピンからGNDに直列に抵抗とコンデンサを接続すると、電流と電圧のレギュレーションが安定します。代表的な値は、抵抗は0～100kΩ、コンデンサは10nF～0.1nFです。

**FB (ピン12) :** 帰還ピン。このピンの電圧が1.2Vに近づくと、レギュレーション電流は設定された値から自動的に減少します。このピンとV<sub>OUT</sub>の間に抵抗ネットワークを接続して、出力電圧の制限値を設定できます。FBピンの電圧が1.266Vに達すると、FB過電圧ロックアウト・コンパレータはスイッチングをディスエーブルします。

**SS (ピン13) :** ソフトスタート・ピン。スタートアップ時および故障状態からの回復時に、コンデンサが22μAの電流で充電され、FB電圧は、負荷電流が設定されたレベルに達するまで、このピンの上昇電圧を追跡します。コンデンサの代表値は10nF～100nFです。LT8386では、SSからINTV<sub>CC</sub>へ単一抵抗を接続することにより、LEDの短絡状態に対して、ヒカップ (抵抗なし) とラッチオフ (<470kΩ) の2つの異なる故障モードに設定できます。詳細は、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

## ピン機能

**ISMON (ピン14) :** 出力電流モニタリング・ピン。このピンは、ISPとISNの間で1mVごとに10mVに等しいバッファ付き電圧出力を供給します。

**FAULT (ピン15) :** 故障ピン。100kの抵抗を介してINTV<sub>CC</sub>に接続します。次のいずれかの条件が発生すると、内部スイッチがこのピンをローにします。

1. LEDが断線:  $V_{FB} > 1.14V$  かつ  $(V_{ISP} - V_{ISN}) < 10mV$
2. LEDが短絡:  
 $(V_{ISP} - V_{ISN}) > 150mV$  (300 $\mu$ s以上)、または  
 $(V_{ISP} - V_{ISN}) > 0.7V$

**RT (ピン16) :** タイミング抵抗ピン。このピンからGNDへの抵抗により、200kHz～2MHzのスイッチング周波数を設定します。このピンはオープンのままにしないでください。

**SYNC/SPRD (ピン17) :** 同期ピン。設定済みのスイッチング周波数をオーバーライドするには、このピンを200kHz～2MHzの周波数の外部クロックで駆動します。外部クロックを使用する場合でも、希望するスイッチング周波数に対応するR<sub>T</sub>抵抗を選択します。このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、スペクトラム拡散周波数変調が有効になります。未使用時はこのピンをGNDに接続する必要があります。

**RP (ピン18) :** PWM抵抗ピン。このピンからGNDに抵抗を接続して、内部PWM信号の周波数を設定します。1M $\Omega$ より大きい抵抗は使用しないでください。LED調光に外部PWMパルスを使用する場合は、このピンをGNDに接続します。詳細は、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

**PWM (ピン19) :** PWM入力ピン。RPピンをGNDに接続した状態で、このピンをデジタル・パルスで駆動し、LEDのPWM調光を制御します。または、このピンの電圧を1V～2Vに設定して、デューティ・サイクルが0%～100%の内部パルスを生成します。LT8386にはプリセットPWM調光比1、2、3も用意されていて、PWMピン電圧が0.3V、0.5V、0.7Vの場合にそれぞれ1%、5%、10%の非常に正確で一貫したPWM比を生成します。アナログ信号を使用する場合は、このピンとGNDの間に1 $\mu$ Fのバイパス・コンデンサを接続します。

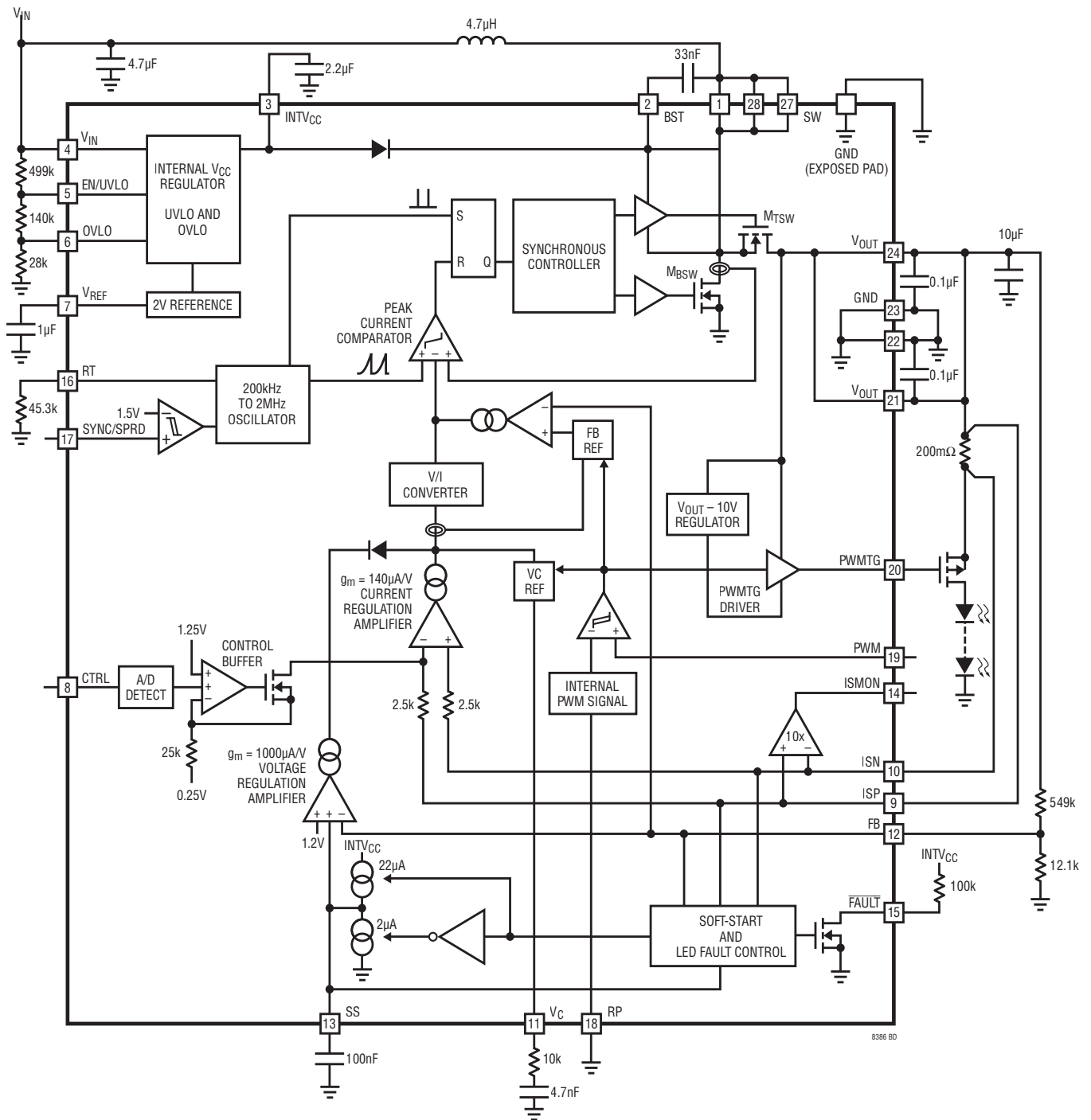
**PWMTG (ピン20) :** PWM駆動出力ピン。このピンは、LEDのPWM調光または出力短絡保護のために外部のハイサイドPMOSデバイスのゲートを駆動できます。これらのピンには電圧をかけないでください。

**V<sub>OUT</sub> (ピン21、24) :** 出力ピン。出力に接続し、このピンとGNDの間に出力コンデンサをパッケージのできるだけ近くに配置します。推奨されるコンデンサの配置については、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

**GND (ピン22、23、露出パッド・ピン29) :** グラウンド・ピン。すべてのGNDピンはボードのグラウンド・プレーンにはんだ付ける必要があります。

**コーナー・ピン :** これらのピンは機械的な補強のためのものであり、PCB上の任意の場所に接続できます。

ブロック図



## 動作

LT8386はSilent Switcher昇圧LEDドライバで、固定周波数のピーク電流制御により、ひとつながりのLEDを流れる電流を正確にレギュレーションします。2つのパワー・スイッチ、それらのドライバ、およびトップ・スイッチのドライバに電源を供給するためのダイオードが含まれます。スイッチは、SWピンに接続された外部インダクタ・ピンをグラウンドと出力( $V_{OUT}$ )に交互に接続します。インダクタ電流はそれに応じて増減し、他の回路ブロックの効果を組み合わせることでパワー・スイッチのデューティ比を調整することにより、ピーク電流を調整できます。

同期コントローラはパワー・スイッチが同時に導通しないようにし、プログラマブル発振器は各スイッチング・サイクルの開始時にボトム・スイッチをオンにします。この発振器の周波数は、RTピンの外付け抵抗によって設定し、SYNC/SPRDピンの外部パルスによってオーバーライドできます。SYNC/SPRDピンは、スペクトラム拡散周波数変調(SSFM)を指定するためにも使用できます。SSFMにより、放射性および伝導性の電磁干渉(EMI)が低減されます。

ボトム・スイッチは、ピーク電流コンパレータによってオフにされます。このコンパレータは、オン時間中、増加するインダクタ電流が $V_C$ ピンの電圧によって設定された目標値を超えるのを待ちます。この目標値は、インダクタ電流を安定させる発振器からの信号によって変化します。このレギュレーション・ループを安定させるには、 $V_C$ ピンに受動部品のネットワークが必要です。

インダクタ電流の目標値は、CTRLピンの電圧によって設定する目的のLED電流から求められます。アナログまたはデジタルの検出器と制御バッファは、CTRLピンのDC電圧またはパルスのデューティ・サイクルを電流レギュレーション・アンプの入力に変換します。このアンプへの他の入力、ISPお

よびISNピン電圧から供給されます。これらのピン間の外付け電流検出抵抗は、LED列と直列に配置して、その両端の電圧がLED電流を調整するためのフィードバックを提供するようにする必要があります。次に、電流レギュレーション・アンプは実際のLED電流を目的のLED電流と比較し、必要に応じて $V_C$ を調整します。

FBピンの電圧が内部の1.2Vリファレンスよりも高い場合、電圧レギュレーション・アンプは電流レギュレーション・アンプをオーバーライドします。LED列からFBピンへの外付け抵抗ネットワークはLED列の電圧を指示するため、電圧アンプはLED列の過電圧を防止できます。

ISP、ISN、およびFBピンの電圧もモニタされ、断線や短絡などの故障状態が検出されます。これらの状態は、FAULTピンをローにすることによって通知されます。故障への応答は、SSピンに接続した外付け抵抗を選択することにより、ヒックアップ再起動を試みるかラッチオフするように選択できます。故障応答の詳細は、[アプリケーション情報](#)のセクションを参照してください。

最後に、LED電流のパルス幅変調(PWM)は、 $V_{OUT}$ とLED列の間の外付けPMOSスイッチをオンまたはオフにすることによって実現されます。PWMピンの外部パルスによってPWMドライバの状態が制御されるか、PWMピンのDC電圧によって内部PWMパルスのデューティ比が決定されます。内部PWMパルスの周波数は、RPピンの外付け抵抗で設定します。各パルスの後、PMOSスイッチがオープンになると、LT8386は $V_C$ と $V_{OUT}$ のコンデンサの電圧を制御して、次のパルスが迅速に回復できるようにします。

## アプリケーション情報

以下は、アプリケーションの条件に応じて、外部コンポーネントを選択し、LT8386を構成するためのガイドです。

### CTRLピンを使用したLED電流の設定

LT8386の主な機能は、LED列の電流を調整することです。この電流は、直列の電流検出抵抗を流れる必要があります。この抵抗両端の電圧は、ISPピンとISNピンを介して電流レギュレーション・アンプによって検出され、CTRLピンで設定したレベルに調整されます。設定可能な最大抵抗電圧は100mVで、100mΩの電流検出抵抗を使用した場合、LED列に流れる電流は1Aに相当します。

この最大電流を可能にするために、CTRLピンをVREFピンに直接接続すると、正確な2Vリファレンスを得ることができます。より低い電流レベルは、図1に示すように、0.25V～1.25VのDC CTRL電圧で設定できます。

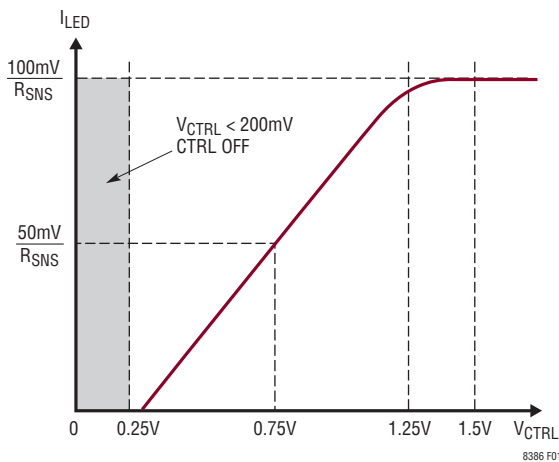


図1. アナログ CTRL 範囲

0.25V未満では、CTRLピンによりLED電流がゼロになり、1.25Vを超えると最大になります。独立した電圧源が利用できない場合、VREFピンから流れる合計電流が1mA未満である限り、抵抗ネットワークまたはポテンショメータを用いて、VREFピンの2Vリファレンスから中間のCTRL電圧を得ることができます。

更に、LT8386はCTRLピンでデジタル・パルスを解釈できます。パルスのハイ・レベルは1.6Vより高く、ロー・レベルは0.4Vより低い必要があります。周波数は10kHz～200kHzである必要があります。次に、ISPとISNの間のレギュレーション電圧は、図2に示すようにパルスのデューティ・サイクルによって変化します。

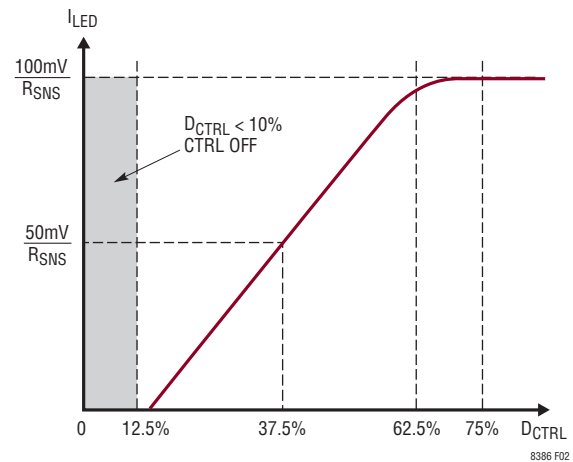


図2. デューティ・サイクル CTRL 範囲

この場合、LED電流は、デューティ・サイクルが12.5%未満の場合ゼロで、62.5%を超えると最大に達します。LT8386は、CTRLピンのパルスのデューティ・サイクルが10%未満の場合、およびDC CTRLピン電圧が200mV未満の場合、スイッチングを停止します。

LEDの温度が上昇した際にLED電流を減らすには、図3に示すように、VREFからCTRLへのネットワークで負の温度係数(NTC)の抵抗を使用します。

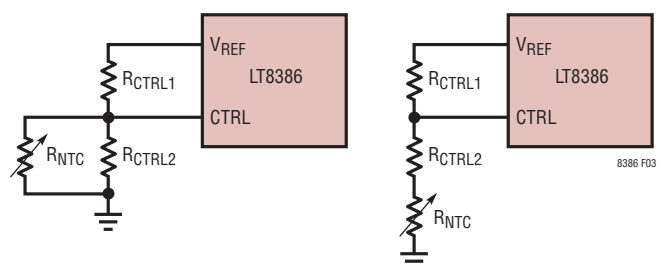


図3. NTC抵抗を使用したCTRLの設定

## アプリケーション情報

### RTピンによるスイッチング周波数の設定

LT8386のスイッチング周波数は、RTピンとGNDの間に抵抗を接続することによって設定します。表1に示すように、45.3k～499kの $R_T$ 抵抗の値により、2MHz～200kHzの周波数を設定します。周波数を高くすると、外付け部品を小さくすることができますが、スイッチング電力損失と放射EMIが増加します。

表1.  $R_T$ 抵抗の範囲

| SWITCHING FREQUENCY | $R_T$ |
|---------------------|-------|
| 2MHz                | 45.3k |
| 1.6MHz              | 57.6k |
| 1.2MHz              | 78.7k |
| 1MHz                | 95.3k |
| 400kHz              | 249k  |
| 210kHz              | 499k  |

### スイッチング周波数の同期

スイッチング周波数は、SYNC/SPRDピンに接続された外部クロックに同期させることもできます。外部クロックのハイ・レベルは少なくとも1.6Vの必要があり、ロー・レベルは0.8V未満でなければなりません。周波数は200kHz～2MHzでなければなりません。この場合でも $R_T$ 抵抗は必要であり、抵抗値は外部クロックの周波数に対応している必要があります。外部クロックが停止した場合、LT8386は $R_T$ 抵抗に基づいて周波数を設定します。

### スペクトラム拡散周波数変調の有効化

SYNC/SPRDをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、スペクトラム拡散周波数変調(SSFM)が有効になります。スイッチング周波数は、 $R_T$ 抵抗で設定された周波数からその周波数の125%まで変化します。同期もSSFMも必要ない場合は、SYNC/SPRDをGNDに接続します。

図4に示すように、SSFMを有効化すると、すべてのスイッチング・レギュレータと同様に、LT8386はスイッチング周波数とその高調波で放射する電磁干渉を大幅に減衰させることができます。この機能は、LT8386などのデバイスが、干渉に関連する様々な標準的産業用テストでより優れた性能を発揮できるように設計されています。

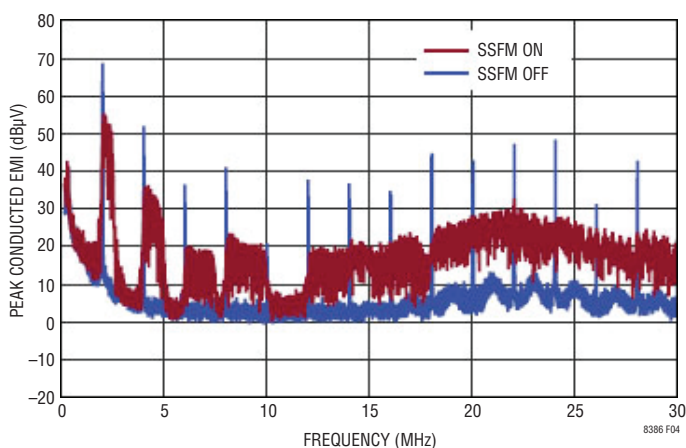


図4. LT8386の代表値な伝導ピークEMI、スイッチング周波数 = 2MHz

減衰は、選択したスイッチング周波数、干渉が測定される周波数の範囲、およびテストがピーク、準ピーク、または平均化放射のいずれを測定するかによって異なります。他のいくつかの放射測定の結果は、選択された代表的なアプリケーション回路でのものです。

### 最大デューティ・サイクル

スイッチング周波数の選択は、次式に示すように、昇圧コンバータの最大 $V_{OUT}$ 電圧が、特定の $V_{IN}$ 電圧の最大デューティ・サイクルによって決定されることを理解した上で行う必要があります。

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

ここで、Dは、合計スイッチング周期に対するボトム・パワー・スイッチのオン時間の比率として定義される昇圧コンバータのデューティ・サイクルです。特定のスイッチング周波数の最大デューティ・サイクルは、ボトム・パワー・スイッチの最小オフ時間によって決まります。LT8386の最長の最小オフ時間は35nsであるため、最大デューティ・サイクルは2MHzのスイッチング周波数で93%です。したがって、アプリケーションでより高いデューティ・サイクルが必要な場合は、要求されたデューティ・サイクルを実現するために、スイッチング周波数を低く設定する必要があります。

## アプリケーション情報

### アダプティブ・ピーク・スイッチ電流制限

$V_{IN}$  ピン電圧が9V 以上の場合、LT8386 のピーク・スイッチ電流制限値は3.6A (代表値) です。これは、インダクタのピーク電流が最大で3.6A まで上昇して、設定されたLED 電流を出力に供給できることを意味します。 $V_{IN}$  ピンの電圧が低下すると、電流制限値はこれに適應して増加するため、固定の3.6A 入力電流制限の場合と比較して、デバイスは出力により多くの電源を供給できます。 $V_{IN}$  ピンの電圧が5V 以下の場合、電流制限値は最大5A まで増加します。図5 は、 $V_{IN}$  ピン電圧に対するこのアダプティブ・ピーク・スイッチ電流制限値を示しています。

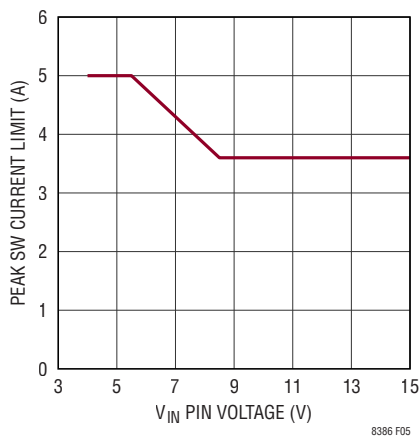


図5. アダプティブ・ピーク・スイッチ電流制限

### インダクタの選択

LT8386 は、インダクタのピーク電流を入力電流制限値  $I_{LIM}$  に制限します。この制限値は、低調波発振のないデューティ・サイクルの範囲内において、 $V_{IN}$  ピン電圧の関数です。設定したLED 電流によって  $I_{LIM}$  よりも高いインダクタ・ピーク電流が必要となる場合、この電流制限値によって CTRL ピンの入力コマンドがオーバーライドされます。したがって、ピーク・インダクタ電流が目的の入力電圧範囲で制限値を下回るようにインダクタ値を選択することが重要です。以下は、入力範囲が9V ~ 25V、スイッチング周波数が2MHz において、45V 出力で500mA のLED 電流が必要なアプリケーションのインダクタ値を決定する例です。この例での  $I_{LIM}$  は3A になります。これは、LT8386 が9V の入力電圧で確保される最小の  $I_{LIM}$  です。最大ピーク・インダクタ電流は、インダ

クタ電流リップル振幅の半分を平均化インダクタ電流値に加算することによって求めることができます。これらの値は両方とも、入力電圧と出力電圧、スイッチング周波数、効率、およびインダクタ値によって決まります。したがって、3A 未満のピーク・インダクタ電流を確保するための最小インダクタ値  $L_{MIN}$  は次のようになります。

$$L_{MIN} = \frac{\left( \frac{V_{IN(MIN)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{2 \cdot V_{OUT} \cdot f_{SW}} \right)}{\left( 3 - \frac{V_{OUT} \cdot I_{LED}}{V_{IN(MIN)} \cdot \text{EFFICIENCY}} \right)} \quad (2)$$

この式により、与えられた条件で効率を90%と仮定すると、インダクタンスは約8.1μH となります。

この最小インダクタ値のガイドラインを用いて、コア損失とDC 抵抗が低いインダクタを選択します。インダクタは、飽和することなくピーク・インダクタ電流を処理できなければなりません。放射ノイズを最小限に抑えるには、シールド付きインダクタを使用します。表2 に、推奨インダクタの供給元を示します。

表2. インダクタ・メーカー

| MANUFACTURER           | WEBSITE                                                  |
|------------------------|----------------------------------------------------------|
| Würth Electronics      | <a href="http://www.we-online.com">www.we-online.com</a> |
| Coilcraft              | <a href="http://www.coilcraft.com">www.coilcraft.com</a> |
| Vishay Intertechnology | <a href="http://www.vishay.com">www.vishay.com</a>       |

### 入力コンデンサの選択

入力コンデンサは、PWM 調光動作で発生するインダクタのリップル電流と過渡電流を供給します。これらの非定常電流を供給するには、4.7μF のセラミック・コンデンサで十分です。入力コンデンサはインダクタの近くに配置してください。可能であれば、ノイズ耐性を高めるために、 $V_{IN}$  ピンの近くに追加の1μF セラミック・コンデンサを配置します。これには、X7R セラミック・コンデンサを使用します。これは通常、広い電圧範囲および温度範囲で他の種類のコンデンサよりも静電容量を保持します。

入力電源のインピーダンスが高い場合、あるいは長い配線やケーブルによって大きなインダクタンスが存在する場合は、更に大きい電解容量が必要になることがあります。低

## アプリケーション情報

ESRのセラミック入力コンデンサは、電流経路の寄生インダクタンスと組み合わせられて、コンデンサ電圧に輸入電圧の最大2倍のリングングを生じるさせるおそれのある高QLCタンク回路を形成することがあります。一方、ESRの高い電解コンデンサは、このリングングを最小限に抑えます。詳細については、リニアテクノロジーのアプリケーション・ノート88を参照してください。高品質のセラミックおよび電解コンデンサの供給元は、表3に記載されています。

表3. コンデンサのメーカー

| MANUFACTURER         | WEBSITE                                                                        |
|----------------------|--------------------------------------------------------------------------------|
| Murata Manufacturing | <a href="http://www.murata.com">www.murata.com</a>                             |
| TDK                  | <a href="http://www.global.tdk.com">www.global.tdk.com</a>                     |
| Panasonic            | <a href="http://www.industrial.panasonic.com">www.industrial.panasonic.com</a> |

## レギュレーション・ループの安定化

LT8386は内部誤差アンプを用いて、LED電流と出力電圧をユーザが設定した値に調整します。誤差アンプの出力インピーダンスと $V_C$ ピンに接続された外部補償コンデンサ $C_C$ は、制御ループの支配的な極を形成します。 $C_C$ と直列の補償抵抗 $R_C$ は、左半平面(LHP)ゼロを形成します。このLHPゼロにより、トランジェント動作時のLED電流と出力電圧をより適切に調整できます。ほとんどのLEDアプリケーションでは、1nFと10kがそれぞれ $C_C$ と $R_C$ の適切な開始値になります。詳細については、リニアテクノロジーのアプリケーション・ノート76を参照してください。

## 出力コンデンサの選択と配置

出力リップルを低減するには、出力コンデンサのESRを非常に低くする必要があります。複数の低ESRセラミック・コンデンサを並列に配置することは、ESRを低減する効果的な方法です。昇圧コンバータにおけるこれらの出力コンデンサのリップル電流定格は、SWピンの最大電流の半分より大きい必要があります。これには、X7Rセラミック・コンデンサを使用します。これは通常、広い電圧範囲および温度範囲で他の種類のコンデンサよりも静電容量を保持します。

LT8386は、独自のアーキテクチャを利用して、スイッチングによって生成されるEMIノイズを低減します。図6は、LQFNパッケージでの $V_{OUT}$ コンデンサの配置を示しています。

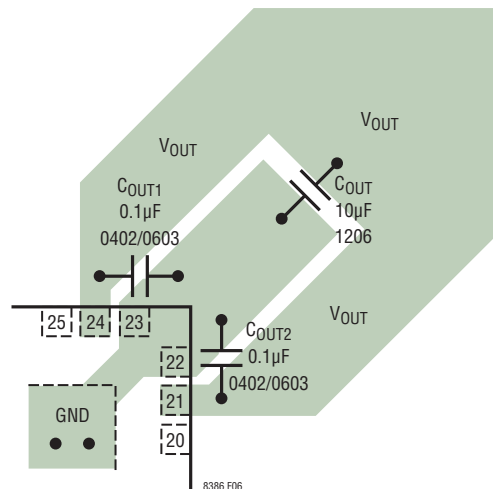


図6. 出力コンデンサの配置

## PWM調光用のMOSFETの選択

LED電流のパルス幅変調(PWM)調光は、色を変えずに光の明るさを制御する効果的な方法です。また、この方法のほうが電流レベルを変えるよりも細かい分解能で明るさを調整できます。

LT8386はハイサイドPWMTGドライバを備えており、高電圧PMOSスイッチを出力コンデンサと電流検出抵抗の後のLED列の上部に配置できます。ハイサイドPWMTGドライバは、ローサイドNMOSドライバと似ています。どちらの場合も、スイッチがオープンになってLED列が切り離された状態では、LED電流はゼロになります。しかし相違点として、ハイサイドPMOS機能の場合、オートモーティブ・アプリケーションやその他の接地されたシャーシ・システムでは、LED電流のための専用のリターン・パスが不要になります。

# アプリケーション情報

このPMOSのゲート・ドライバは、V<sub>OUT</sub>ピンを介して供給されます。PWMピンの電圧が1.7Vより大きい場合、ドライバはPMOSのゲートをV<sub>OUT</sub>ピンより最大12.5V低くプルダウンします。V<sub>OUT</sub>が12.5V未満の場合、ゲート駆動は必然的に減少します。定電流アプリケーションの場合は、PWMTGをオープンのままにして、電流検出抵抗の直後に負荷を接続し、PWMをINTV<sub>CC</sub>に接続します。このような場合、CTRLピンを用いてアナログ調光を実装できます。

選択するPMOSのドレイン・ソース電圧定格は、最大出力電圧よりも大きくする必要があります。出力電圧は通常、LED列内のLEDの順方向電圧の合計よりも少し高くなります。ただし、LED列が切り離されると、インダクタ電流と負荷電流の不均衡により出力電圧が上昇し始めます。後で詳しく説明するように、LT8386は、FBピン電圧が1.2Vに近づくまではインダクタ電流を減少させたり、出力電圧を制限したりすることはありません。したがって、最大出力電圧は、最終的にFBとV<sub>OUT</sub>間の抵抗ネットワークによって決定されます。

ほとんどのアプリケーションでは、PMOSのゲート・ソース電圧定格は少なくとも10Vでなければなりません。この規則の唯一の例外は、出力電圧が常時10V未満であるようなアプリケーションです。PWMTGドライバは、PMOSのゲートをV<sub>OUT</sub>より10V低くしようとしますが、ゲートをGNDより低くすることはできません。したがって、最大出力電圧が10V未満の場合、PMOSのゲート・ソース電圧定格は、出力電圧以上であれば十分です。

最後に、PMOSのドレイン電流定格は設定されるLED電流より大きい必要があります。この条件と上記の条件が満たされていると仮定すると、考慮すべき唯一の電気的パラメータはオン抵抗です。ゲート電荷などの他のパラメータはそれほど重要ではありません。というのは、PWM調光周波数は通常は低すぎて、効率がゲート電荷損失または遷移損失によって影響を受けることはほとんどないからです。

表4は、PMOSデバイスの推奨メーカーを示しています。

表4. PMOSメーカー

| MANUFACTURER           | WEBSITE          |
|------------------------|------------------|
| Infineon               | www.infineon.com |
| Vishay Intertechnology | www.vishay.com   |
| NXP Semiconductors     | www.nxp.com      |

## 内部PWM調光用のR<sub>P</sub>抵抗の選択

RPピンをGNDに接続している場合、PWMピンの外部パルス幅変調信号がLED負荷のPWM調光を制御します。この信号により、PWMTGドライバが有効になり、1.7Vを超えると外部PMOSデバイスがオンになります。

ただし、LT8386は、外部PWM信号が利用できない場合でもPWM調光が可能です。この場合、RPピンの抵抗によって周波数が設定され、PWMピンのDC電圧によってデューティ比が設定された内部PWM信号がPWMTGドライバを制御します。R<sub>P</sub>抵抗は、表5に示す5つの値のいずれかでなければなりません。これらの値のそれぞれについて、PWM周波数はスイッチング周波数に対し一意の比率となっています。

表5. 内部PWM調光の周波数

| R <sub>P</sub> | RATIO           | SWITCHING FREQUENCY |       |        |
|----------------|-----------------|---------------------|-------|--------|
|                |                 | 2MHz                | 1MHz  | 400kHz |
| 76.8k          | 2 <sup>10</sup> | 1.95kHz             | 977Hz | 390Hz  |
| 118k           | 2 <sup>11</sup> | 977Hz               | 488Hz | 195Hz  |
| 169k           | 2 <sup>12</sup> | 488Hz               | 244Hz | 98Hz   |
| 237k           | 2 <sup>13</sup> | 244Hz               | 122Hz | 49Hz   |
| 332k           | 2 <sup>14</sup> | 122Hz               | 61Hz  | 24Hz   |

## アプリケーション情報

LT8386の内部PWM機能は、図7に示すように、PWMピン電圧をPWM調光比にマッピングします。V<sub>PWM</sub>が2Vより大きい場合、PWM調光比は100%で、PWMTGスイッチはオンのままになります。1V～2Vには、512の等間隔の電圧閾値があり、0%～100%の512の個別のPWM調光比に対応しています。LT8386は、プリセットされたPWM調光比があります。これにより、調光比の精度が大幅に向上し、PWMピンのノイズ感度が低下します。PWMピンに0.3V、0.5V、0.7Vを印加すると、それぞれ非常に正確な1%、5%、10%のPWM調光比が得られます。プリセットPWMレンジの間では、調光比は0%となり、PWMTGはオフのままになります。

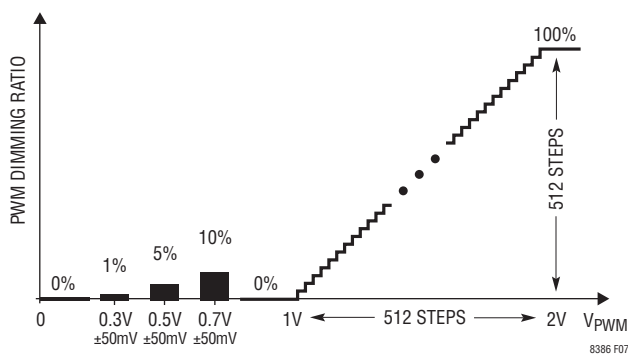


図7. LT8386の内部PWMマッピング

過度のスタートアップ時間を回避するために、最初のPWMパルスの後、SSピン電圧が1.55Vに達するか、LED電流がフルスケール電流の約10%に達するまで、PWMTGはオンのままになります。この高速スタートアップは、内部および外部の両方のPWM動作に適用されます。

## LED電流のモニタリング

ISMONピンでは、ISPピンとISNピン間の電圧の増幅およびバッファ付きのモニタが可能です。内部アンプのゲインは10で、速度はパルス幅変調されたLED電流を追跡するのに十分な速さです。ただし、図8に示すように、ISMON電圧を抵抗-コンデンサ・ネットワークでフィルタ処理することで平均化LED電流をモニタすることもできます。

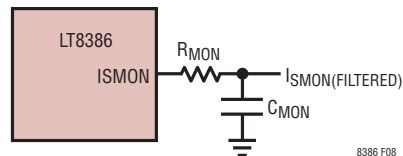


図8. ISMONフィルタの構成

抵抗は少なくとも10kでなければなりません。静電容量は、内部アンプの安定性に影響を与えることなく、必要に応じて大きくしたり小さくしたりできます。例えば、PWM周波数が200Hzの場合、10μFのコンデンサと10kの抵抗を組み合わせると、ISMONのリップルが1%に制限されます。

## FB抵抗の選択

図9に示すように、2つの抵抗を選択して、出力電圧とFBピンの間にネットワークを形成する必要があります。

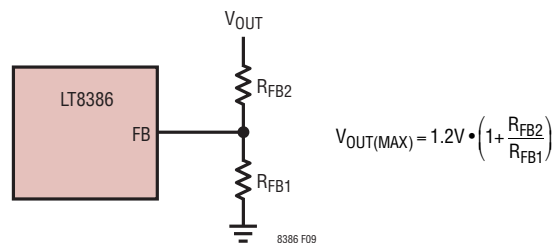


図9. FB抵抗の構成

## アプリケーション情報

このネットワークは、FBが1.2Vに近い場合、電圧レギュレーション・ループの一部を形成します。この場合、LT8386は設定されたLED電流をオーバーライドし、インダクタ電流を調整して出力電圧を下げ、FBを1.2Vに制限します。したがって、この抵抗構成が最大出力電圧を決定します。

このように、LT8386はLEDドライバの代わりに電圧レギュレータとして構成することもできます。負荷電流がCTRLによって設定された電流よりも小さい限り、設定された最大値付近で出力電圧をレギュレーションします。

この電圧制限値は、代表的な出力電圧に近すぎるように設定された場合や、出力コンデンサが小さすぎる場合、偶発的に達してしまうことがあるので注意してください。電流レギュレーションとの干渉を避けるために、LEDの導通時にFBが1.14V未満になるように帰還抵抗を選択する必要があります。

### FB過電圧ロックアウトについて

電圧レギュレーション・ループがあるにもかかわらず、FB電圧が一時的に1.2Vの制限値を超える可能性があります。LED列がオープンになった際に出力電圧が最大値に近い場合、帰還ループがインダクタ電流を調整して出力の過充電を回避するのに時間がかかりすぎることがあります。過電圧状態に迅速に応答するために、LT8386は、FBピンが1.266VのFB過電圧ロックアウト閾値を超えたときに外部PMOSをシャットオフすることにより、スイッチングを即座に停止し、LED列を切り離します。

LT8386が電圧レギュレータとして動作している際、負荷電流が急激に減少すると、FB過電圧ロックアウト閾値を常に超える可能性があります。この場合、スイッチングの一時停止により出力オーバーシュートを制限し、電圧が可能な限り速くレギュレーションに戻るようにします。安全に動作させるためには、FB電圧が1.266Vのときに出力電圧が60Vを超えないように $R_{FB1}$ と $R_{FB2}$ の値を選択します。

### LED断線故障の検出と応答

$R_{FB1}$ と $R_{FB2}$ によって形成される抵抗ネットワークは、LED断線故障状態の条件をも定義します。LED断線故障は、FBピンの電圧が1.14Vを超え、同時にISPピンとISNピンの差が10mV未満の場合に検出されます。後者の条件は、LEDに大電流が流れている場合など出力電圧が高い状態だけでなく、出力電流が低い状態にも対応します(断線状態に相当します)。

故障は、内部デバイスが $\overline{\text{FAULT}}$ ピンの電圧をローにすることによって通知されます。内部にはこの電圧をハイにプルアップするものはないので、図10に示すようにINTV<sub>CC</sub>と $\overline{\text{FAULT}}$ の間に外付け抵抗が必要です。この構成により、他のデバイスの複数の $\overline{\text{FAULT}}$ ピンおよび同様のピンを接続して、単一の抵抗を共有できます。

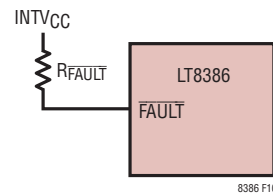


図10.  $\overline{\text{FAULT}}$ 抵抗の構成

### LED短絡故障の検出と応答

LT8386は、次の2つの検出方式により、LEDとドライバに損傷を与える可能性のある過電流を防止します。

- 1)  $(V_{ISP} - V_{ISN}) > 150\text{mV}$  (300 $\mu\text{s}$ 以上)、または
- 2)  $(V_{ISP} - V_{ISN}) > 700\text{mV}$  (代表値)

LT8386は、これらのイベントのいずれかを検出すると、すぐにスイッチングを停止し、外部PMOS PWMスイッチをオフにし、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンをプルダウンして、SSピンによる故障応答ルーチンを開始します。デバイスが正常に再起動するまで、 $\overline{\text{FAULT}}$ ピンはローに保持されることに注意してください。

## アプリケーション情報

### ソフトスタート・モードと故障モード

LT8386のソフトスタート(SS)ピンには2つの機能があります。1つは、SSピンを介して出力スタートアップ電圧の上昇率を設定する機能です。内部の22 $\mu$ A電流でSSピンはINTV<sub>CC</sub>にプルアップされています。図11に示すように、SSピンの外付けコンデンサC<sub>SS</sub>をGNDに接続すると、線形のランプ電圧が生成されます。SSピンでのこの電圧ランプにより、LT8386はFBピン電圧をレギュレーションして、指定した電流レベルでLEDを駆動するのにV<sub>OUT</sub>が十分な高さになるまでSSピン電圧を追跡します。

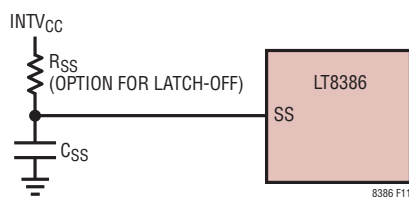


図 11. SS コンデンサと抵抗の構成

SSピンは故障タイマーとしても使用されます。LED短絡故障が検出された後、内部2 $\mu$ A電流によってSSピンの電圧がプルダウンされます。SSピンからINTV<sub>CC</sub>へのプルアップ抵抗R<sub>SS</sub>を使用するかしないかによって、2つの異なる故障応答ルーチンを構成できます。図12(a)と図12(b)は、ラッチオフ・モードとヒカップ・モードの2つの応答での、SSピン電圧における対応する波形を示しています。R<sub>SS</sub>が470k以下の場合、LT8386は、ユーザがEN/UVLOピンを切り替えてリセットを強制するまでラッチオフします。R<sub>SS</sub>がない場合、LT8386はヒカップ・モード動作に入ります。SSピンは2 $\mu$ Aで0.2Vにプルダウンされ、その時点で20 $\mu$ Aのプルアップ電流が再びオンになって、SSピンの電圧が上昇します。SSピンが1.55Vに達するまで故障状態が解消されない場合、2 $\mu$ Aのプルダウン電流源が再びオンになり、次のサイクルが開始されます。このヒカップ・モードは、故障が解消されるまで続きます。代表的なC<sub>SS</sub>値は100nFです。

### EN/UVLOおよびOVLO閾値の設定

LT8386は、EN/UVLOピンの電圧が1.33Vを下回るか、OVLOピンの電圧が1.205Vを超えると、スイッチングを停止し、PWMTGドライバを無効にして、ソフトスタートをリセット

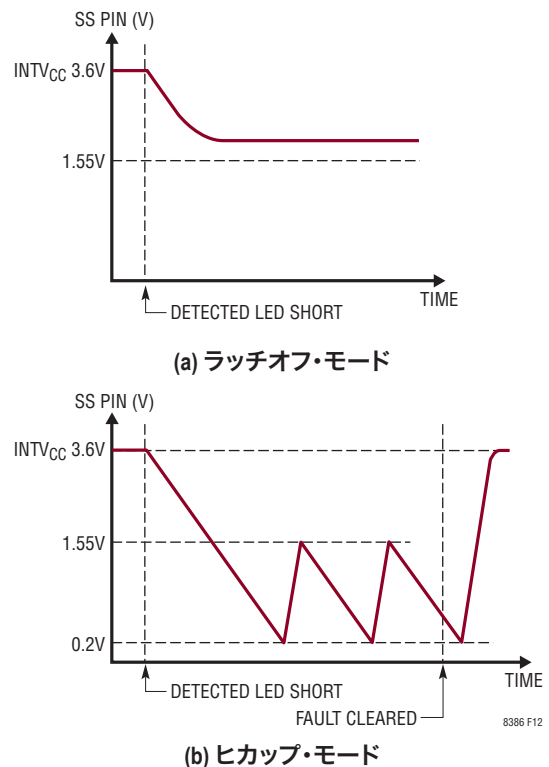


図 12. 故障応答: (a) ラッチオフおよび (b) ヒカップ

します。外部電圧源を用いてEN/UVLOピンとOVLOピンの電圧を設定し、LT8386を有効化または無効化できます。あるいは、抵抗ネットワークをVINからこれらのピンに接続して、V<sub>IN</sub>電圧の動作範囲を設定することもできます。

例えば、V<sub>IN</sub>の低電圧ロックアウト(UVLO)閾値は、外付け抵抗分圧器によって正確に設定できます。図13は、LT8386でEN/UVLOの立下がり閾値とヒステリシス電圧の立下がり閾値を設定する方法を示しています。内部ヒステリシスは25mVですが、EN/UVLOピンの電圧が閾値を下回るとEN/UVLOピンが2 $\mu$ Aの電流をシンクするため、外付け抵抗を介して追加のヒステリシスを設定できます。

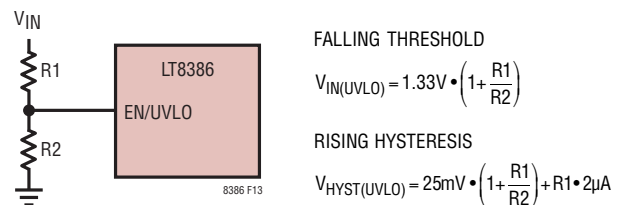


図 13. EN/UVLOの閾値とヒステリシス電圧

## アプリケーション情報

一方、 $V_{IN}$ の過電圧ロックアウト(OVLO)閾値についても、外付け抵抗分圧器によって正確に設定できます。図14は、LT8386でOVLOの立上がり閾値を設定する方法を示しています。OVLOピンの内部ヒステリシスは50mVです。

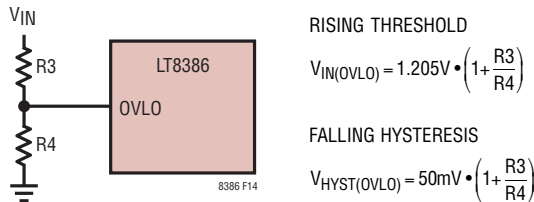


図14. OVLOの閾値とヒステリシス電圧

EN/UVLOとOVLOはどちらも、3つの直列抵抗で構成される単一の抵抗列を用いて正確に設定できます。図15は、抵抗列とEN/UVLOおよびOVLOの閾値およびヒステリシス電圧を示しています。

使用しない場合は、EN/UVLOを $V_{IN}$ に接続し、OVLOをGNDに接続します。これらのピンはオープンのままにしないでください。

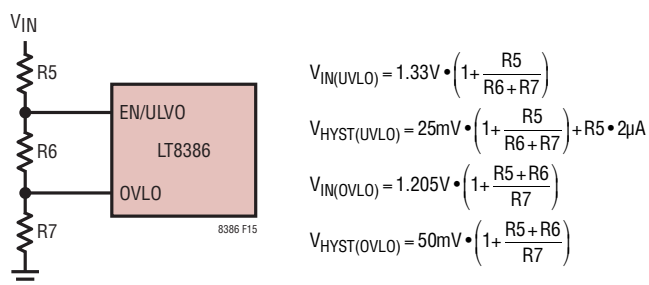


図15. EN/UVLO - UVLOの閾値とヒステリシス電圧

## サーマル・シャットダウンの策定

LT8386は、内部温度が高すぎると自動的にスイッチングを停止します。温度制限は、デバイスの動作温度よりも高くなるように確保されています。サーマル・シャットダウン中は、すべてのスイッチングが終了し、SSが強制的にローになり、PWMTGドライバを介してLEDが切り離されます。パッケージ底面にある露出パッドは、グランド・プレーンにはんだ付けする必要があります。熱を放散するために、パッケージの真下にビアを配置することが必要です。

## プリント回路基板(PCB)の設計

LT8386の出力コンデンサ $C_{OUT1}$ と $C_{OUT2}$ は、 $V_{OUT}$ からGNDへの大きなスイッチ電流をバイパスします(図6を参照)。これらの電流が流れるループは、これらのピンに対して可能な限り小さくする必要があります。これらの出力コンデンサは、インダクタやこの入力コンデンサと共にPCBの同じ側に配置し、その接続も同じ層上で行います。

他のすべてのコンポーネントのグラウンド接続を分離して、ケルビン・グラウンド・ネットワークを形成します。入力コンデンサと出力コンデンサのグラウンドと、LED電流のリターン・パスは露出パッドでのみ接続する必要があります。

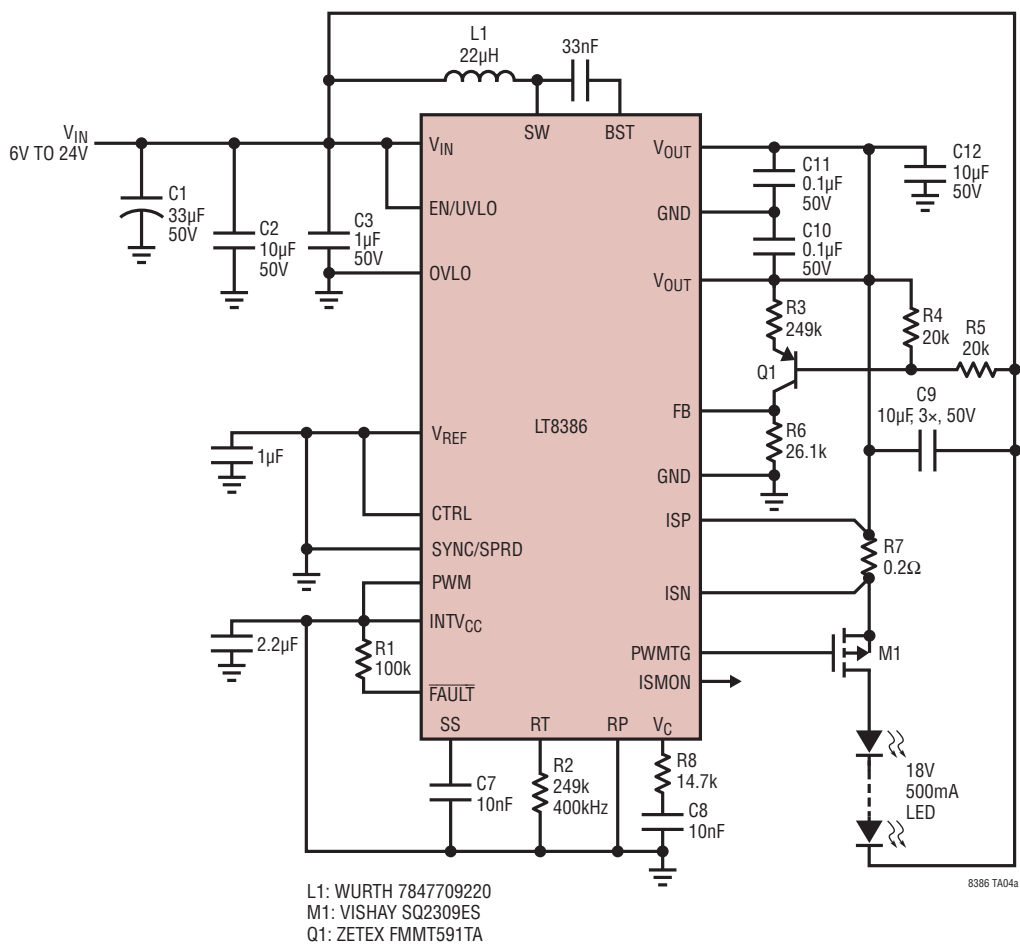
ボード設計には、この他にいくつか、性能を向上させるための観点があります。2層目の切れ目のないグラウンド・プレーンは熱を放散しますが、ノイズも低減します。同様に、SWノードとBSTノードの領域を最小化するとノイズが減少します。これらのハイ・インピーダンス・ノードのノイズからの影響を受けにくくするために、FBと $V_C$ のトレースは短くする必要があります。外部電流検出抵抗からISPおよびISNピンへ整合したケルビン接続を行うことは、電流レギュレーションの精度に不可欠です。ノイズを低減するために、 $V_{IN}$ 、CTRL、PWM(内部PWM用)などのDC入力ノードにバイパス・コンデンサを使用します。また、RTノードとRPノードを小さくし、ノイズの多い信号から遠ざけます。最後に、アノードをグラウンドに接続し、カソードをPWMTG MOSFETのドレインに接続したダイオードは、LED列の過度のインダクタンスによって引き起こされる過電圧からデバイスを保護できます。詳細については、LT8386のデモ・ボード・レイアウトを参照してください。



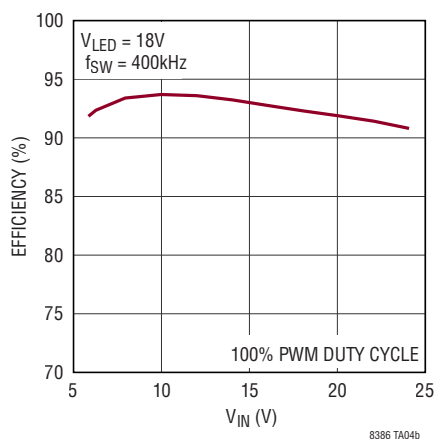


## 標準的応用例

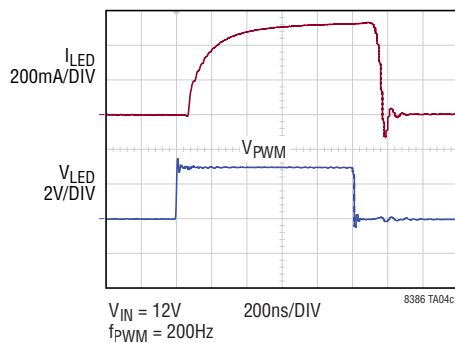
### 400kHz、94% 効率の 9W (18V、500mA) 昇降圧モード LED ドライバ



効率と  $V_{IN}$  の関係

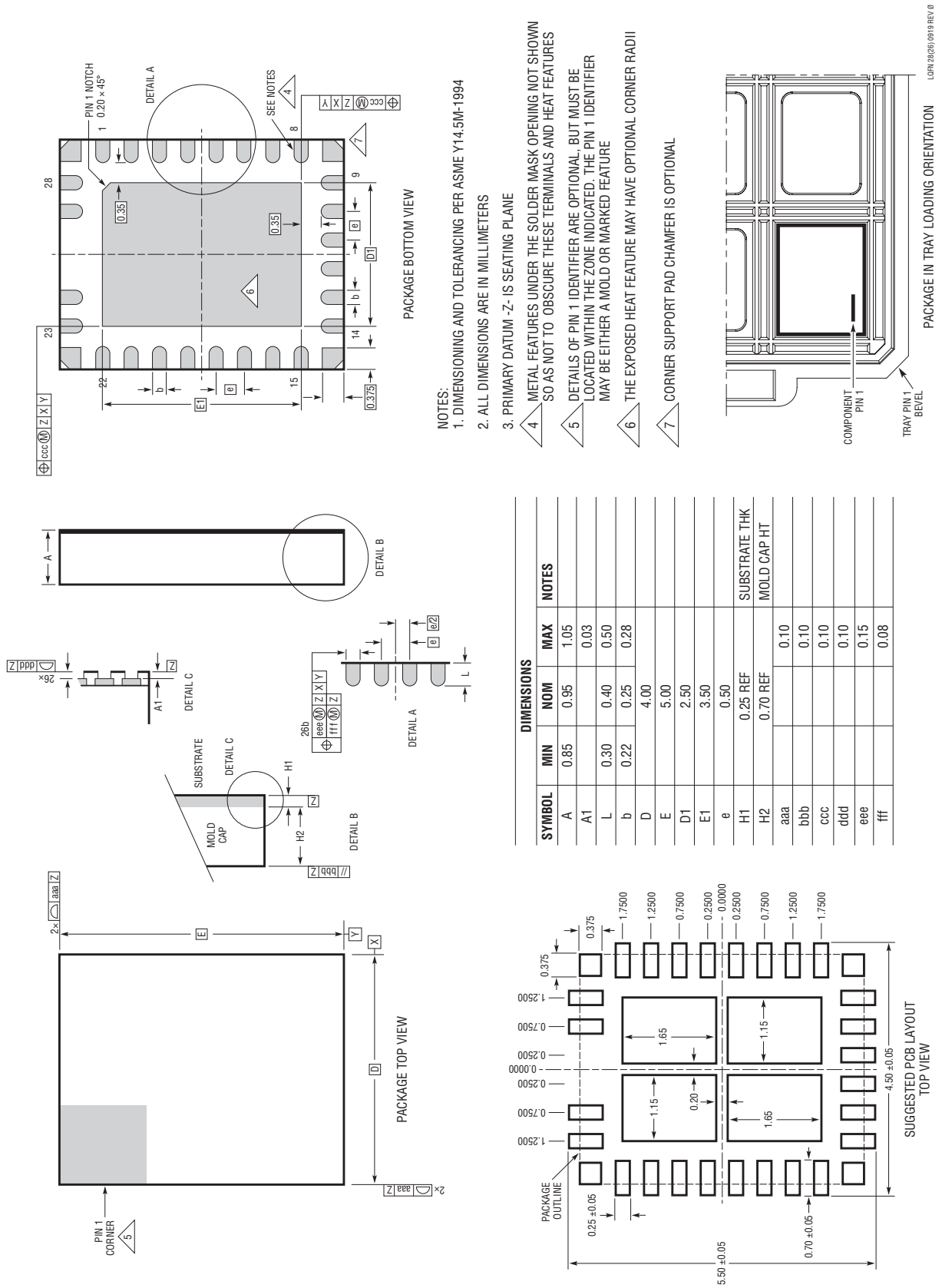


5,000:1 の外部 PWM 調光、200Hz



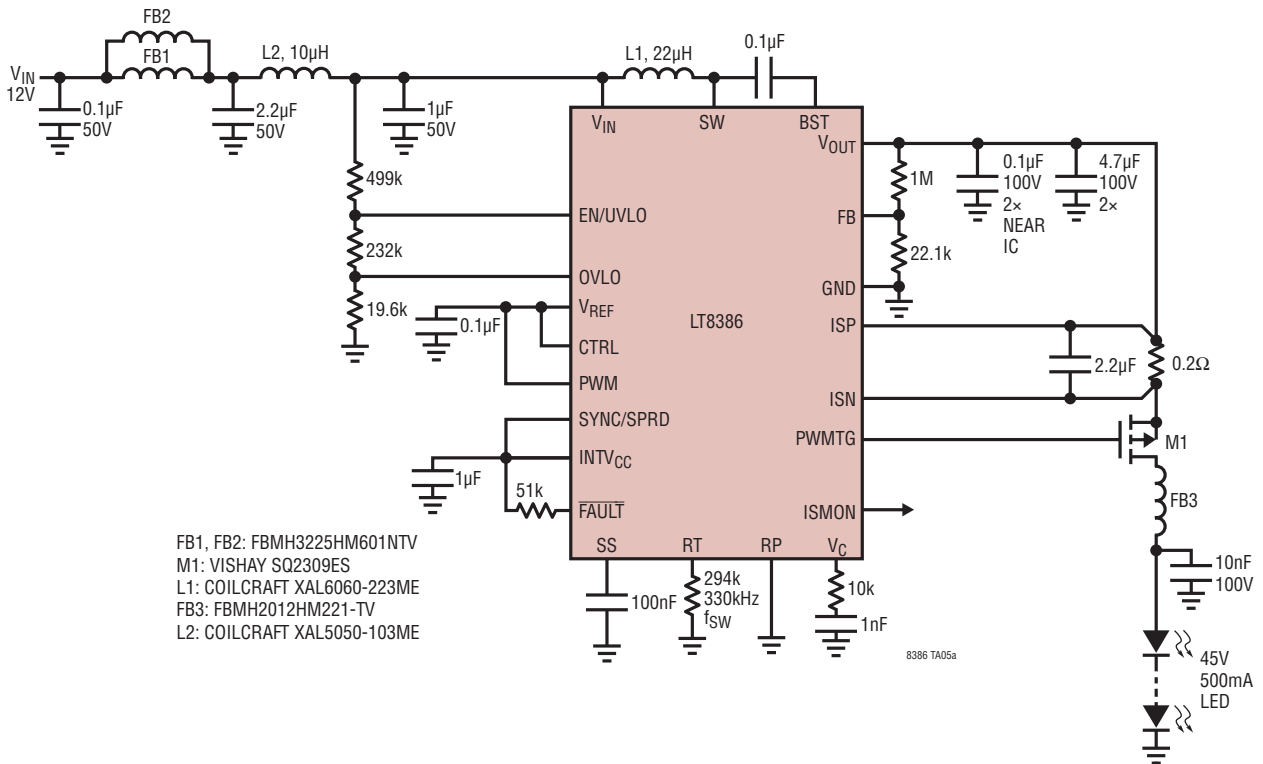
## パッケージの説明

**LQFN Package**  
**28 (26)-Lead (4mm × 5mm × 0.95mm)**  
(Reference LTC DWG # 05-08-1486 Rev 0)

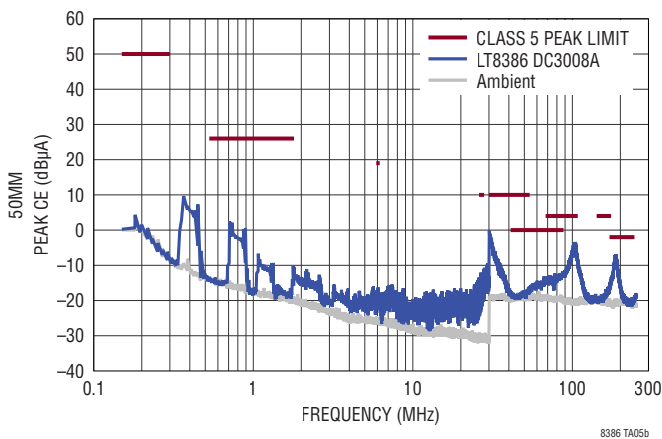


## 標準的応用例

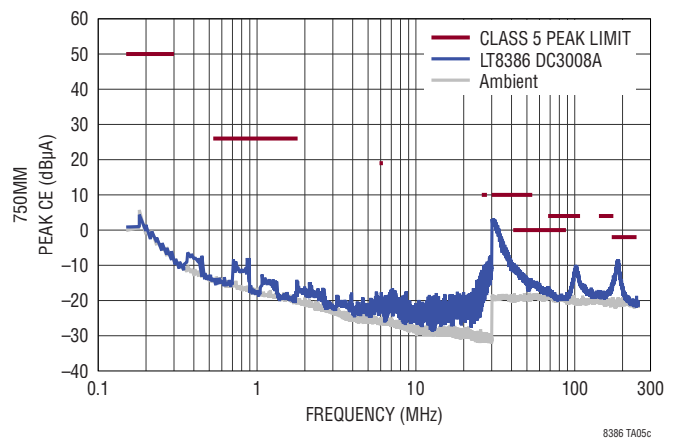
### SSFMを備えた低EMI 330kHz、45V～500mA昇圧LEDドライバ



### CISPR25 伝導 EMI 性能電流測定法



### CISPR25 伝導 EMI 性能電流測定法



## 関連製品

| 製品番号                          | 概要                                    | 注釈                                                                                                     |
|-------------------------------|---------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| <a href="#">LT3922/3922-1</a> | 25,000:1の調光性能を備えた36V、2A同期整流式昇圧LEDドライバ | $V_{IN} = 2.8V \sim 36V$ 、 $V_{OUT(MAX)} = 40V$ 、128:1内部調光および25,000:1外部調光、4mm × 5mm QFN-28             |
| <a href="#">LT3932/3932-1</a> | 36V、2A同期整流式降圧LEDドライバ                  | $V_{IN} = 3.6V \sim 36V$ 、 $V_{OUT} = 0V \sim 36V$ 、128:1内部調光および5,000:1/10,000+:1外部調光、4mm × 5mm QFN-28 |
| <a href="#">LT3942</a>        | 36V、2A同期整流式昇降圧コンバータおよびLEDドライバ         | $V_{IN} = 3V \sim 36V$ 、 $V_{OUT} = 0V \sim 36V$ 、128:1内部調光および5,000:1外部調光、4mm × 5mm QFN-28             |