

# LM3445

*LM3445 Triac Dimmable Offline LED Driver*



Literature Number: JAJ5AY5

## トライアック調光機能付きオフライン LED ドライバ

### 概要

LM3445 は、アダプティブコンスタント・オフタイム AC/DC 降圧型定電流コントローラで、トライアック調光回路と互換性を持つように設計されています。ハイパワー LED を点灯するための定電流を供給し、トライアック調光用のデコーダを搭載しています。この調光デコーダを使えば、標準的なトライアック調光回路による広範囲の LED 調光が可能になります。高周波動作に対応したアーキテクチャを持つため、小型の外付け受動素子を使用できます。また、ブリーダ回路を搭載することにより、適切なトライアック動作を保証しています。AC ライン電圧が低い場合に、この回路に電流を流してトライアックが正常に動作できるようにします。サイクルの大半の期間、受動 PFC 回路が AC ラインから直接電流を引き抜くため、力率を高く保つことができると同時に、降圧型レギュレータには常に正の電圧が供給されます。その他に、サーマル・シャットダウン、電流制限、V<sub>CC</sub> アンダーボルテージ・ロックアウトなどの機能を搭載しています。

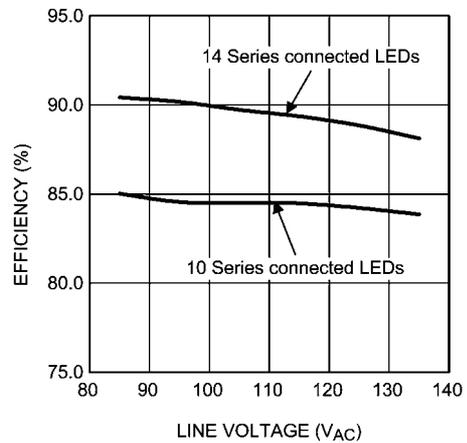
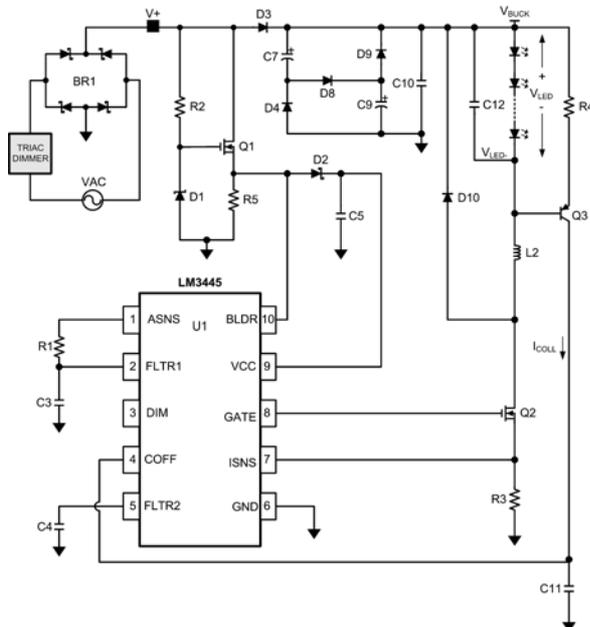
### 特長

- LED 調光用のトライアック調光デコーダ回路
- アプリケーション電圧範囲 80V<sub>AC</sub> ~ 270V<sub>AC</sub>
- 1A を超える LED 電流を制御可能
- スwitching 周波数を調整可能
- 低待機時消費電流
- 一定のリプル電流を実現するプログラム可能なオフ時間の適応制御
- サーマル・シャットダウン
- 120Hz フリッカが発生しない
- 高さの低い 10 ピン MSOP パッケージ
- 特許出願中の駆動アーキテクチャ

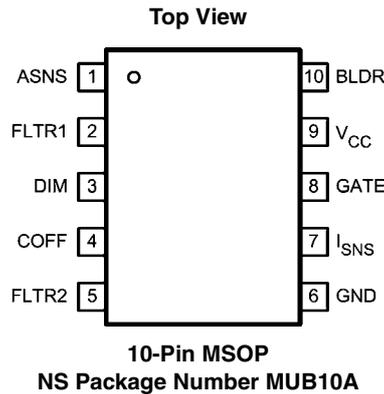
### アプリケーション

- レトロフィット・トライアック調光
- LED 照明
- 工業用および商業用照明
- 住宅用照明

### LM3445 LED ドライバの代表的なアプリケーション回路



## ピン配置図



## 製品情報

Order Number	Spec.	Package Type	NSC Package Drawing	Top Mark	Supplied As
LM3445MM	NOPB	MSOP-10	MUB10A	SULB	1000 Units, Tape and Reel
LM3445MMX	NOPB	MSOP-10	MUB10A	SULB	3500 Units, Tape and Reel

## ピン説明

ピン番号	ピン名	説明
1	ASNS	トライアック調光デコーダ回路の PWM 出力。トライアック調光のオン時間に比例したデューティ・サイクルを持つ 0 ~ 4V の PWM 信号を出力します。
2	FLTR1	第 1 フィルタ入力。ASNS ピンから出力される 120Hz の PWM 信号は DC 信号にフィルタリングされ、1V ~ 3V に 5.85kHz でランプアップする信号と比較されます。こうしてトライアック調光の導通角に比例したデューティ・サイクルを持つ、より高周波の PWM 信号を発生します。DIM ピンを TRI-STATE にする場合は、このピンを 4.9V (typ) より高い電圧にプルアップしてください。
3	DIM	入出力の二重機能を備えた調光ピン。このピンは、LED を調光する外部 PWM 信号によって駆動できます。あるいは、他の LM3445 または LED ドライバの DIM ピンに接続して、複数の LED 回路を同時に調光するための出力信号としても使用可能です。
4	COFF	オフ時間の設定ピン。ユーザーが設定する電流、およびこのピンに接続したコンデンサによって、スイッチング・コントローラの一定のオフ時間を設定します。
5	FLTR2	第 2 フィルタ入力。このピンに接続されたコンデンサが PWM 調光信号をフィルタリングし、LED 電流を制御するための DC 電圧を供給します。アナログ調光信号の入力としても使用できます。
6	GND	回路のグラウンド接続。
7	ISNS	LED 電流検出用ピン。メイン・スイッチング MOSFET のソースに接続した ISNS ピンと GND の間の抵抗によって最大 LED 電流を設定します。
8	GATE	パワー MOSFET 駆動ピン。この出力は、降圧型 (バック) コントローラの電源スイッチング MOSFET のゲートを駆動します。
9	VCC	入力電圧ピン。このピンは、内部の制御回路およびゲート駆動回路に電源を供給します。
10	BLDR	ブリーダ・ピン。角度検出回路への信号を入力します。同時に、トライアック調光回路を適切に動作させるための、スイッチ付きの 230Ω 抵抗を介した電流経路になります。

**絶対最大定格** (Note 1, 2)

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。

BLDR ~ GND 間	- 0.3V ~ + 17V
V <sub>CC</sub> 、GATE、FLTR1 ~ GND 間	- 0.3V ~ + 14V
ISNS ~ GND 間	- 0.3V ~ + 2.5V
ASNS、DIM、FLTR2、COFF ~ GND 間	- 0.3V ~ + 7.0V
COFF 入力電流	100mA
連続消費電力 (Note 3)	内部制限

ESD 耐圧

人体モデル (Note 4)

接合部温度 (T<sub>J-MAX</sub>)

保存温度範囲

最大リード温度範囲 (ハンダ付け)

2kV

150 °C

- 65 °C ~ + 150 °C

260 °C

**動作条件**V<sub>CC</sub>

接合部温度

8.0V ~ 12V

- 40 °C ~ + 125 °C

**電氣的特性**

標準字体で記載された仕様は T<sub>J</sub> = 25 °C の場合であり、**太字**で記載された仕様は**動作温度範囲** (T<sub>J</sub> = - 40 °C ~ + 125 °C) 全体に適用されます。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。代表値 (Typ) は T<sub>J</sub> = + 25 °C での最も標準的なパラメータ値を表しますが、参考として示す以外の目的はありません。

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
<b>BLEEDER</b>						
R <sub>BLDR</sub>	Bleeder resistance to GND	I <sub>BLDR</sub> = 10mA		230	<b>325</b>	Ω
<b>V<sub>CC</sub> SUPPLY</b>						
I <sub>VCC</sub>	Operating supply current			2.00	<b>2.85</b>	mA
V <sub>CC-UVLO</sub>	Rising threshold			7.4	<b>7.7</b>	V
	Falling threshold		<b>6.0</b>	6.4		
	Hysteresis			1		
<b>COFF</b>						
V <sub>COFF</sub>	Time out threshold		<b>1.225</b>	1.276	<b>1.327</b>	V
R <sub>COFF</sub>	Off timer sinking impedance			33	<b>60</b>	Ω
t <sub>COFF</sub>	Restart timer			180		μs
<b>CURRENT LIMIT</b>						
V <sub>ISNS</sub>	ISNS limit threshold		<b>1.174</b>	1.269	<b>1.364</b>	V
t <sub>ISNS</sub>	Leading edge blanking time			125		ns
	Current limit reset delay			180		μs
	ISNS limit to GATE delay	ISNS = 0 to 1.75V step		33		ns
<b>INTERNAL PWM RAMP</b>						
f <sub>RAMP</sub>	Frequency			5.85		kHz
V <sub>RAMP</sub>	Valley voltage		<b>0.96</b>	1.00	<b>1.04</b>	
	Peak voltage		<b>2.85</b>	3.00	<b>3.08</b>	
D <sub>RAMP</sub>	Maximum duty cycle		<b>96.5</b>	98.0		%
<b>DIM DECODER</b>						
t <sub>ANG_DET</sub>	Angle detect rising threshold	Observed on BLDR pin	<b>6.79</b>	7.21	<b>7.81</b>	V
V <sub>ASNS</sub>	ASNS filter delay			4		μs
	ASNS VMAX		<b>3.85</b>	4.00	<b>4.15</b>	V
I <sub>ASNS</sub>	ASNS drive capability sink	V <sub>ASNS</sub> = 2V		7.6		mA
	ASNS drive capability source	V <sub>ASNS</sub> = 2V		-4.3		
	DIM low sink current	V <sub>DIM</sub> = 1V	<b>1.65</b>	2.80		
	DIM High source current	V <sub>DIM</sub> = 4V		-4.00	<b>-3.00</b>	
V <sub>DIM</sub>	DIM low voltage	PWM input voltage threshold	<b>0.9</b>	1.33		V
	DIM high voltage			2.33	<b>3.15</b>	
V <sub>TSTH</sub>	Tri-state threshold voltage	Apply to FLTR1 pin		4.87	<b>5.25</b>	V

## 電气的特性 (つづき)

標準字体で記載された仕様は  $T_J = 25^\circ\text{C}$  の場合であり、太字で記載された仕様は動作温度範囲 ( $T_J = -40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ ) 全体に適用されます。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。代表値 (Typ) は  $T_J = +25^\circ\text{C}$  での最も標準的なパラメータ値を表しますが、参考として示す以外の目的はありません。

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
$R_{DIM}$	DIM comparator tri-state impedance		<b>10</b>			$M\Omega$
<b>CURRENT SENSE COMPARATOR</b>						
$V_{FLTR2}$	FLTR2 open circuit voltage		<b>720</b>	750	<b>780</b>	mV
$R_{FLTR2}$	FLTR2 impedance			420		$k\Omega$
$V_{OS}$	Current sense comparator offset voltage		<b>-4.0</b>	0.1	<b>4.0</b>	mV
<b>GATE DRIVE OUTPUT</b>						
$V_{DRVH}$	GATE high saturation	$I_{GATE} = 50\text{ mA}$		0.24	<b>0.50</b>	V
$V_{DRVL}$	GATE low saturation	$I_{GATE} = 100\text{ mA}$		0.22	<b>0.50</b>	V
$I_{DRV}$	Peak source current	$GATE = V_{CC}/2$		-0.77		A
	Peak sink current	$GATE = V_{CC}/2$		0.88		A
$t_{OV}$	Rise time	$C_{load} = 1\text{ nF}$		15		ns
	Fall time	$C_{load} = 1\text{ nF}$		15		ns
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>						
$T_{SD}$	Thermal shutdown temperature	(Note 5)		165		$^\circ\text{C}$
	Thermal shutdown hysteresis			20		$^\circ\text{C}$
<b>THERMAL SHUTDOWN</b>						
$R_{\theta JA}$	MSOP-10 junction to ambient			121		$^\circ\text{C/W}$

**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リミット値のことです。動作定格はデバイスが機能する条件を示していますが、デバイスの仕様パラメータは保証されない場合があります。保証される仕様および試験条件については、「電气的特性」を参照ください。

**Note 2:** 特記のない限り、電圧値はすべて、GND ピンの電位を基準とします。

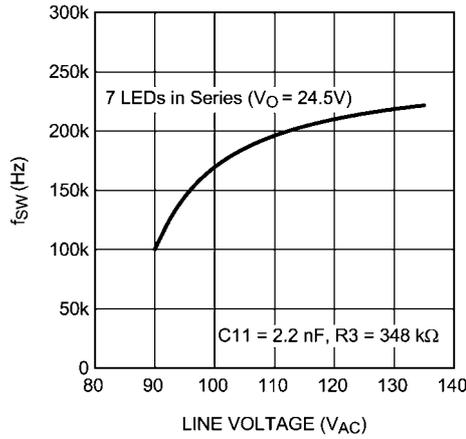
**Note 3:** サーマル・シャットダウン回路がデバイスの損傷を防ぎます。 $T_J = 165^\circ\text{C}$  (typ) でサーマル・シャットダウン状態に入り、 $T_J = 145^\circ\text{C}$  (typ) で解除されます。

**Note 4:** 人体モデル試験の適用規格は JESD22-A114-C です。

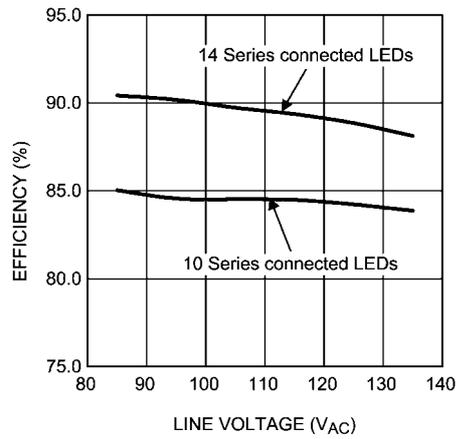
**Note 5:** 接合部 - 周囲間の熱抵抗は、アプリケーションとボード・レイアウトに大きく依存します。最大消費電力の大きいアプリケーション回路では、基板設計時に熱放散の問題に特別な注意を払う必要があります。消費電力が大きなアプリケーションからパッケージ熱抵抗が高いアプリケーション、またはその両方に該当する場合、最高周囲温度のデレーティングが必要となる場合があります。最大周囲温度 ( $T_{A-MAX}$ ) は、動作時の最大接合部温度 ( $T_{J-MAX-OP} = 125^\circ\text{C}$ )、アプリケーション実装時のデバイスの最大消費電力 ( $P_{D-MAX}$ )、アプリケーション実装時のデバイス/パッケージの接合部 - 周囲間熱抵抗 ( $R_{\theta JA}$ ) によって、次式から求められます。 $T_{A-MAX} = T_{J-MAX-OP} - (R_{\theta JA} \times P_{D-MAX})$

代表的な性能特性

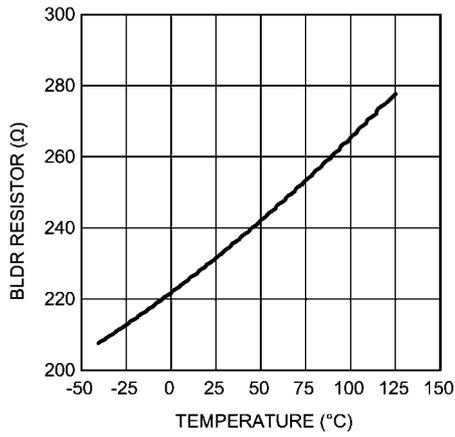
**$f_{sw}$  vs Input Line Voltage**



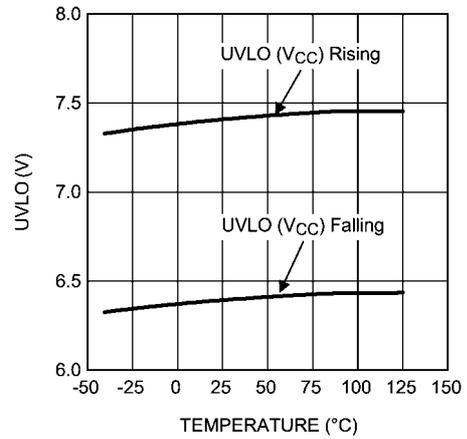
**Efficiency vs Input Line Voltage**



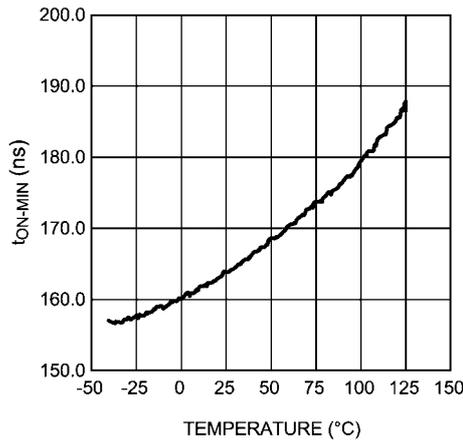
**BLDR Resistor vs Temperature**



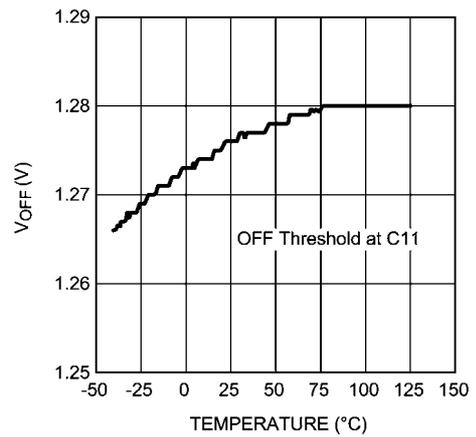
**V<sub>CC</sub> UVLO vs Temperature**



**Min On-Time ( $t_{ON-MIN}$ ) vs Temperature**

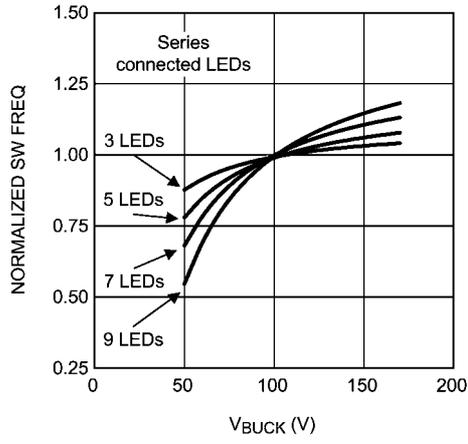


**Off Threshold (C11) vs Temperature**

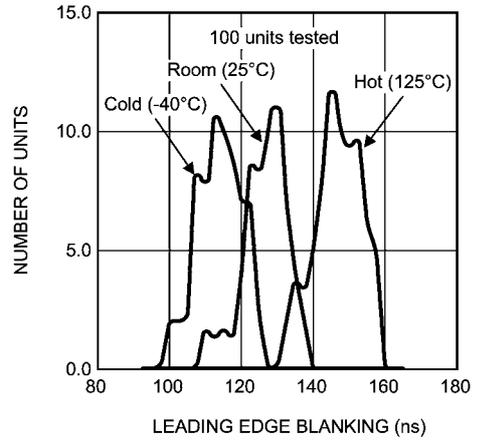


代表的な性能特性 (つづき)

Normalized Variation in  $f_{SW}$  over  $V_{BUCK}$  Voltage



Leading Edge Blanking Variation Over Temperature



概略内部ブロック図

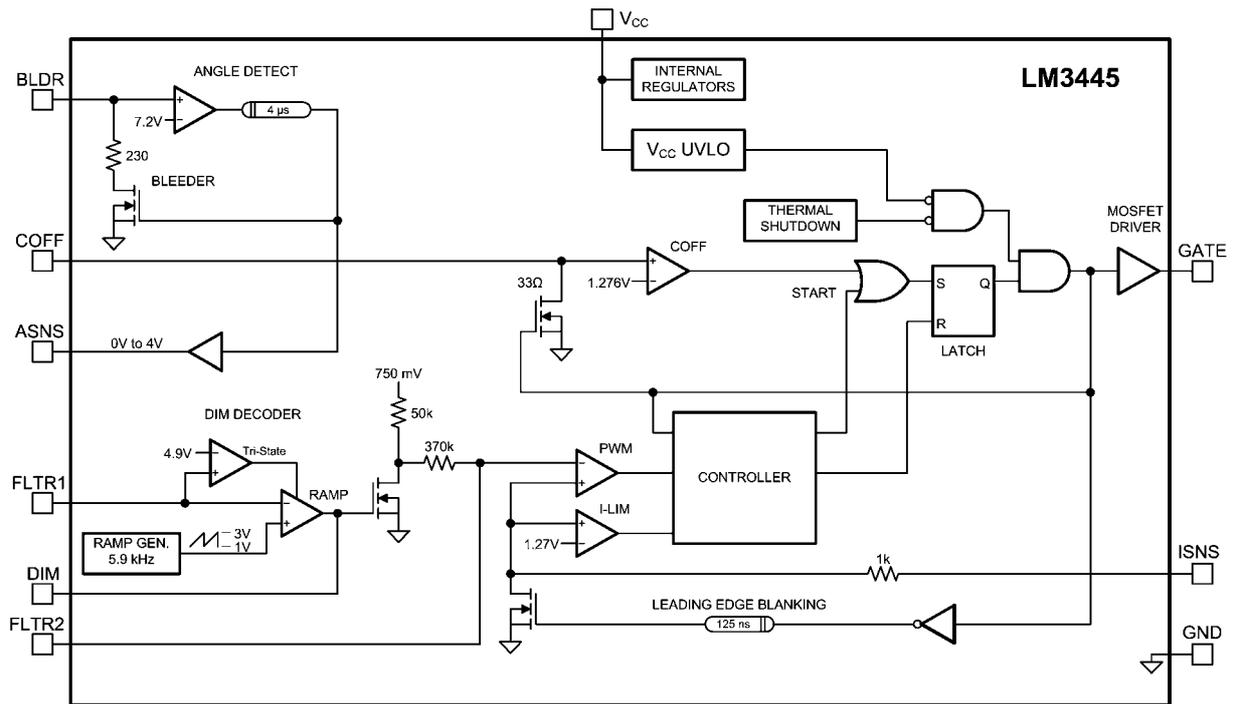


FIGURE 1. Simplified Block Diagram

## アプリケーション情報

### 機能の説明

LM3445 には、AC ライン駆動 (電灯線駆動) の定電流 LED ドライバを構成するために必要な回路をすべて含んでいます。出力電流は従来型のトライアック調光回路によって制御できます。

### 位相制御調光の概要

基本的な「位相制御」トライアック調光回路を Figure 2 に示します。

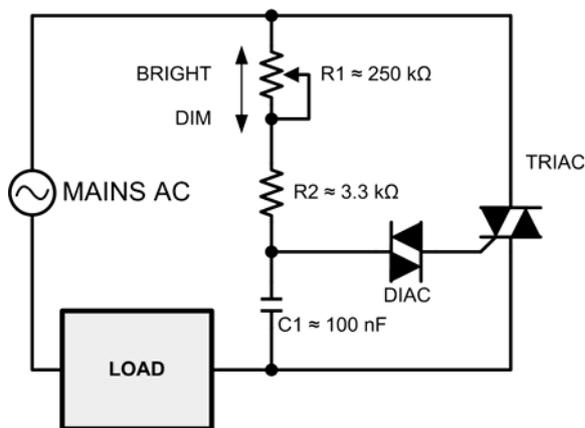


FIGURE 2. Basic Triac Dimmer

R1、R2、C1 からなる RC ネットワークが、C1 の電圧がダイアックのトリガ電圧に達するまで、トライアックがターンオンするタイミングを遅らせます。ポテンショメータの抵抗を増加させると、ターンオンまでの遅延が増加し、その結果トライアックのオン時間または「導通角」( $\theta$ ) が減少します。これによって、負荷に供給される平均電力も減少します。簡単なトライアック調光回路の電圧波形を Figure 3 に示します。Figure 3a は入力電圧の完全な正弦波です。輝度を最大に設定した場合でも、オン時間が 100% になる、つまり入力が完全な正弦波となる調光回路はほとんどありません。

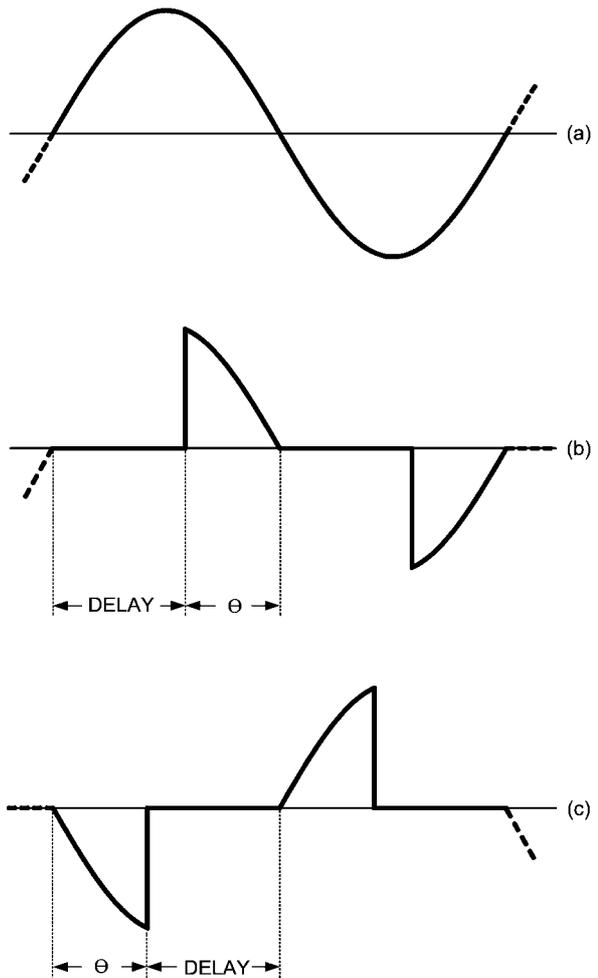


FIGURE 3. Line Voltage and Dimming Waveforms

Figure 3b は調光回路の理論上の波形です。オン時間は「導通角」と呼ばれることが多く、度またはラジアン単位で表す場合があります。オフ時間は、トライアックに電圧を供給する RC 回路によって生じる遅延に相当します。オフ時間が終わる点は「点弧角」と呼ばれ、 $180^\circ - \theta$  という簡単な式から求めることができます。

Figure 3c は、いわゆる逆位相調光回路の波形です。この回路は、電子調光回路と呼ばれることもあります。トライアック以外のスイッチング部品を用いた、マイクロコントローラに基づく調光回路で、通常、トライアック調光回路より高価になります。導通状態は電圧がゼロをよぎる点から開始し、その後のある時点で終了している点に注目してください。この制御方法は、遷移時のノイズ・スパイクを減らせます。

LM3445 は相対的なオン時間を評価し、その値に応じて LED 電流を制御するように設計されているため、正位相、逆位相のいずれであれ、ほとんどの位相制御調光回路を問題なく使用できます。

## 動作原理

Figure 4 に LM3445 と基本的な外付け回路を示します。

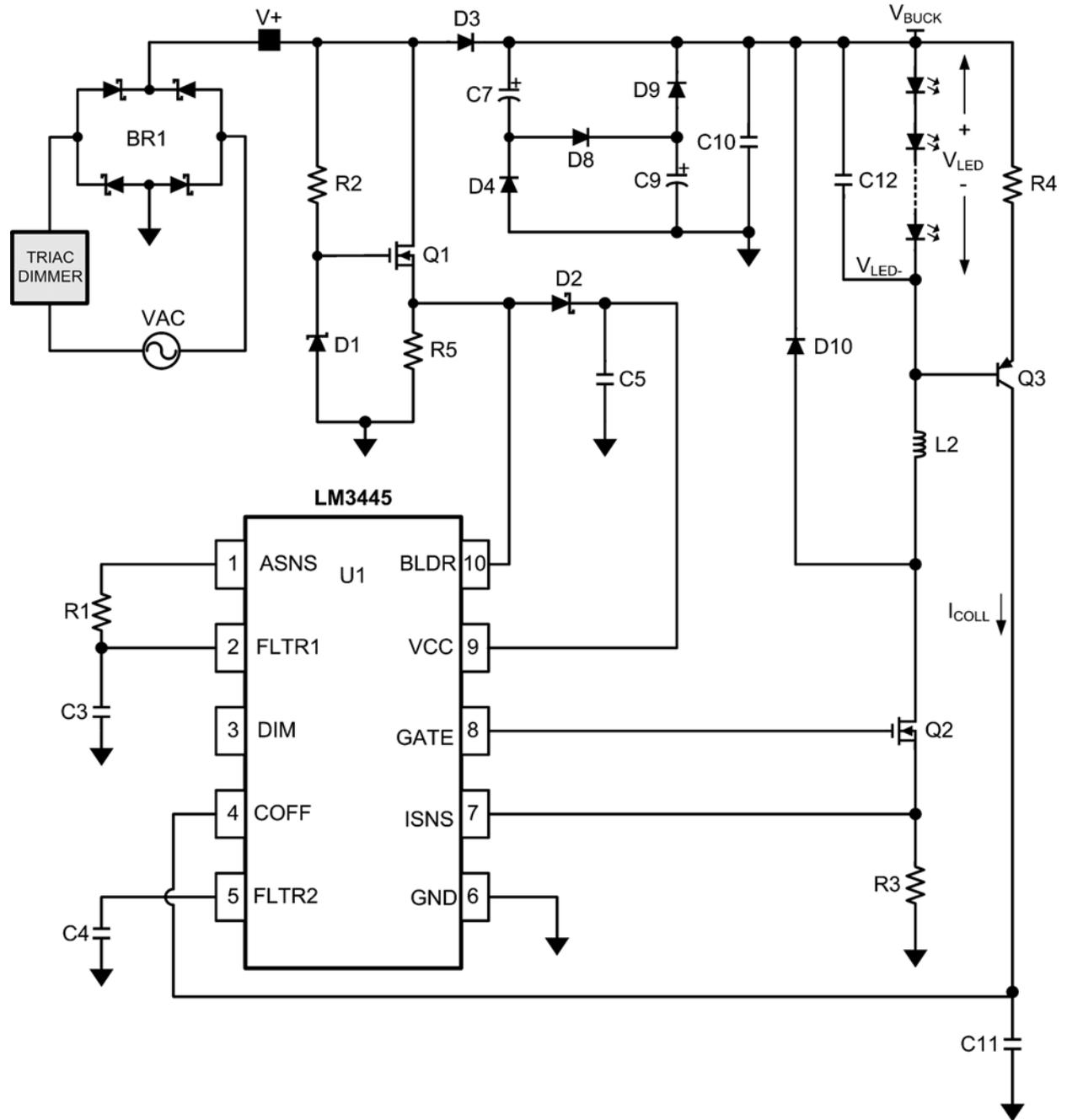


FIGURE 4. LM3445 Schematic

## 動作原理 (つづき)

## 整流されたトライアック波形の検出

ブリッジ整流器 BR1 は、AC ラインの電圧 (5c) を、5b に示すような一連の半波正弦波に変換します。Figure 5a は、ダイオード D3 の後ろ (Valley fill 回路) の代表的な電圧波形 ( $V_{BUCK}$ ) です。

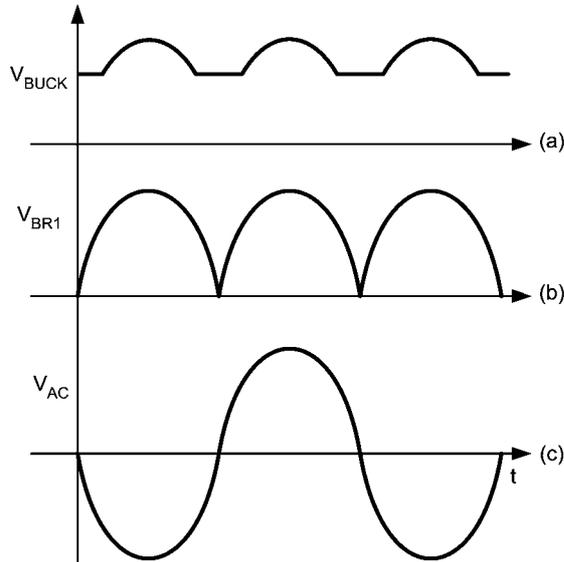


FIGURE 5. Voltage Waveforms After Bridge Rectifier Without Triac Dimming

Figure 6c と 6b は、それぞれブリッジ整流器の前後の代表的なトライアック調光電圧波形を示したものです。Figure 6a は、ダイオード D3 の後ろ (Valley fill 回路) の代表的なトライアック調光電圧波形 ( $V_{BUCK}$ ) です。

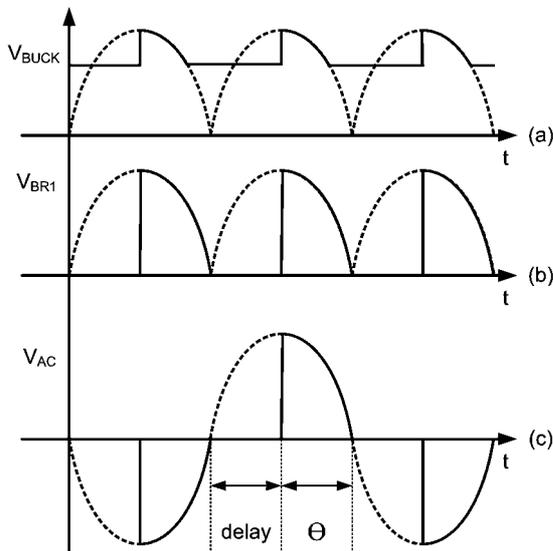


FIGURE 6. Voltage Waveforms After Bridge Rectifier With Triac Dimming

## LM3445 の AC ライン電圧検出回路

外付けの直列パス・レギュレータ (R2、D1、Q1) は、整流された AC ライン電圧を、LM3445 の BLDR ピンで検出できるレベルに変換します。

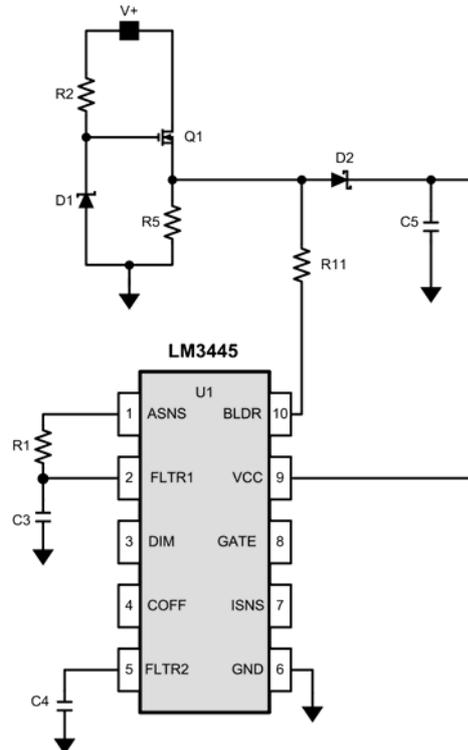


FIGURE 7. LM3445 AC Line Sense Circuitry

D1 には通常 15V のツェナー・ダイオードを使用し、整流された AC ライン電圧のほとんどをトランジスタ Q1 によって強制的にスライスします。Q1 のソースには容量がないため、BLDR ピンの電圧は、AC ライン電圧が D1 のツェナー電圧より低下すると、整流された電圧が上下するにつれて BLDR の電圧も上下します (「角度検出」を参照してください)。

BLDR ピンの電圧が低い間は、ダイオード・コンデンサ・ネットワーク (D2、C5) によって VCC ピンの電圧を保持します。こうして LM3445 が動作する電源電圧を確保しています。

抵抗 R5 は、BLDR ノードの浮遊容量から電荷を引き抜くための回路 (ブリーダ回路) で、出力電流が小さい動作時に調光回路に必要な保持電流を流す目的でも使用できます。

## トライアック保持電流抵抗

LED ドライバを蛍光灯 (基本的には抵抗) に見立てて既存のトライアックを使用するには、トライアックに AC ラインの全周期にわたって少量の保持電流を流す必要があります。したがって、この機能を持たせるために、外付け抵抗 (R5) を Q1 のソースと GND の間に接続しなければなりません。既存のトライアック調光回路のほとんどは、保持にほんの数ミリアンペアの電流しか必要としません。市販されている「安価な」トライアックの中には、もう少し大きな電流が必要なものもあります。抵抗 R5 の値は次の 2 つの要因によって決まります。

- LM3445 とともに使用するトライアックの種類
- トライアックによって駆動する照明器具の数

一般的なトライアック調光回路に対して LM3445 回路を 1 つ使った場合、 $3k\Omega \sim 5k\Omega$  の保持電流抵抗が必要になります。調光回路は 1 つのままで LM3445 の回路数を増やした場合は、保持抵抗 R5 の値を大きくできます。LM3445 回路が 1 つの場合でも、 $1k\Omega$  以下の低い抵抗が必要となるトライアック調光回路はほとんどありません。この抵抗の値は性能と効率のトレードオフになります。保持抵抗 R5 を大きくすれば、LM3445 の総合効率が向上します。

## 動作原理 (つづき)

### 角度検出

角度検出回路には、トライアックのオンまたはオフを判定するために BLDR ピンを監視する、スレッシュOLD電圧が 7.21V 固定のコンパレータを使用しています。このコンパレータの出力は ASNS バッファを駆動し、同時にブリーダ回路を制御します。出力の 4  $\mu$ s 遅延によって、信号に乗る可能性のあるノイズをフィルタリングします。

角度検出回路の出力は、バッファによって振幅を 0V ~ 4.0V に制限された上で、ASNS ピンに出力されます。R1 と C3 は帯域が 1.0Hz 程度のローパス・フィルタを構成します。

角度検出回路とフィルタによって、トライアック調光回路のデューティ・サイクル (相対的オン時間) に対応した DC レベルを発生します。その結果、LM3445 は AC ラインの周波数が 50Hz と 60Hz のいずれであっても、等しく正常に動作します。

### ブリーダ

BLDR ピンがスレッシュOLDの 7.21V よりも低い間は、ブリーダ MOSFET がオンになり直列パス・レギュレータに小さな負荷 (230  $\Omega$ ) をかけます。この余分な負荷は、調光回路の遅延回路を正常に動作させ、トライアック調光回路の動作を完結させるために必要です。7.21V よりも高い電圧では、効率を向上させるためにブリーダ抵抗は切り離されます。

### FLTR1 ピン

FLTR1 ピンには 2 つの機能があります。通常、FLTR1 ピンにはフィルタ部品の R1 と C3 を介して ASNS から電圧が供給され、調光デコーダを駆動します。ただし、FLTR1 ピンを、例えば VCC などの 4.9V (typ) を超える電圧に接続した場合、ランプ・コンパレータは TRI-STATE となり、調光デコーダは無効になります。詳細は「マスタ/スレープ動作」を参照してください。

### 調光デコーダ

ランプ・ジェネレータは、最小値が 1.0V、最大値が 3.0V で周波数が 5.85kHz の鋸歯状波を発生させます。フィルタリングされた ASNS 信号は FLTR1 ピンに入力され、このランプ・ジェネレータの出力と比較されます。

ランプ・コンパレータの出力のオン時間は、FLTR1 ピンの平均電圧レベルに反比例します。ただし、FLTR1 の信号は ASNS ピンの制限によって 0V ~ 4.0V の範囲で変化するのに対し、ランプ・ジェネレータの信号は 1.0V ~ 3.0V の範囲でしか変化しないため、ランプ・コンパレータの出力は、 $V_{FLTR1} < 1.0V$  では常にオン、 $V_{FLTR1} > 3.0V$  では常にオフになります。これによって 45° ~ 135° の範囲のデコードが可能となり、0 ~ 100% の調光範囲を実現できます。

ランプ・コンパレータの出力は、シュミット・トリガを介して N チャネル MOSFET のコモンソースと、DIM ピンの両方を駆動します (DIM ピンの機能の詳細は「マスタ/スレープ動作」を参照してください)。MOSFET のドレインは 50k  $\Omega$  の抵抗によって 750mV にプルアップされています。

MOSFET はランプ・コンパレータの出力を反転させるため、MOSFET のドレイン電圧はトライアック調光回路を介した AC ライン電圧のデューティ・サイクルに比例します。ランプ・ジェネレータの振幅が、この比例関係を通して、75%を上回るデューティ・サイクルおよび 25%を下回るデューティ・サイクルに「ハードウェア的な制限」を加えます。

MOSFET のドレイン信号は、次にチップ内の 370k  $\Omega$  抵抗を通過し、FLTR2 ピンに外付けされたコンデンサに印加されます。これが第 2 のローパス・フィルタを構成し、PWM コンパレータのリファレンスとして使われるこの信号のリップルをさらに低減します。この RC フィルタは、通常 10Hz に設定します。

以上の回路動作を総合すると次のとおりです。調光回路のデューティ・サイクルが 25%から 75%に変化すると、調光デコーダの DC 出力電圧が 0V 近くから 750mV に変化します。これは、それぞれ導通角の 45° と 135° に対応します。

調光デコーダの出力電圧は、オン期間に Q2 が供給するピーク電流を直接制御します。詳細は「降圧型コンバータ」を参照してください。

トライアックの点弧角が 135° を超えると、調光デコーダによる調光が行われなくなります。この時点で、LED は以下のいずれかの理由によって徐々に暗くなります。

1.  $V_{BUCK}$  の電圧が低下し、降圧型コンバータのヘッドルームがなくなり、 $V_{BUCK}$  の低下につれて LED 電流が減少する。
2. オン時間が最小値に達してデューティ・サイクルが一定値に固定され、その結果  $V_{BUCK}$  の電圧が低下する。

調光デコーダによる調光から、ヘッドルームの減少またはオン時間の最小化による調光には、切れ目なく連続的に遷移します。最大負荷から 0.5mA の小さな値まで連続的な LED 電流を簡単に実現できます。

### Valley fill 回路

$V_{BUCK}$  は LED スtring を駆動する電力を供給します。V+ のサイクルがオン/オフする間、ダイオード D3 によって  $V_{BUCK}$  を高く保ちます。 $V_{BUCK}$  には、Valley fill コンデンサの充電中に電圧リップルを抑える比較的小さな保持コンデンサ C10 が接続されています。しかし D3 と C10 の間には、さらにダイオードとコンデンサのネットワークによる「Valley fill」回路があります。Valley fill 回路は 2 段または 3 段で構成できます。最も一般的な構成は 2 段です。Figure 8 に 2 段および 3 段の Valley fill 回路を示します。

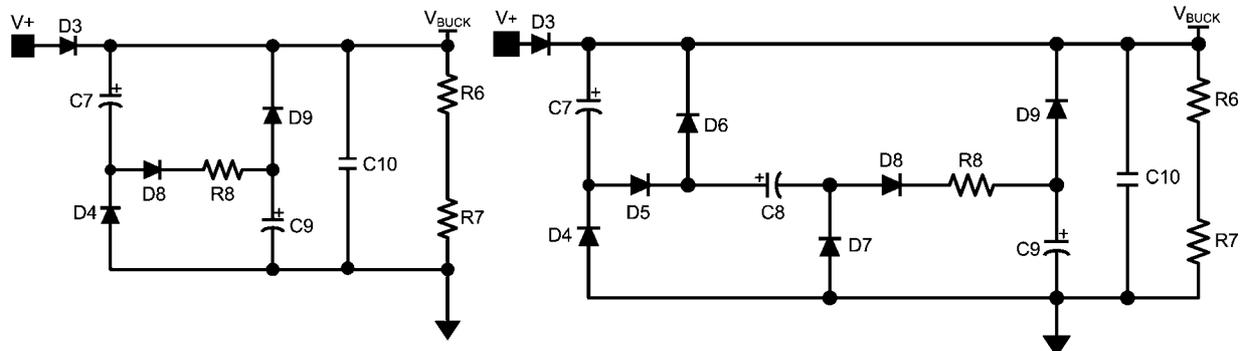


FIGURE 8. Two and Three Stage Valley Fill Circuit

## 動作原理 (つづき)

Valley fill 回路によって、降圧型レギュレータは AC ラインからより多くの電力を引き出せます。このため、 $V_{BUCK}$  に必要な容量が、Valley fill 回路がない場合に比べて小さくて済みます。さらにアプリケーションに受動的な力率補正 (PFC) を加えます。Valley fill 回路は、力率補正を改善するだけでなく、別の回路が調光情報を変換している間も降圧型コンバータが動作できるようにします。これによって、人間の目に感知される 120Hz のフリッカを含まない調光が可能になります。

### Valley fill 動作

「入力電圧が高い」間は、電力は D3 を介して直接供給されます。「入力電圧が高い」という表現の意味は、次のとおりです。Valley fill 回路は、入力電圧が高い間、直列に接続されたコンデンサ C7 と C9 を充電します (Figure 9 参照)。

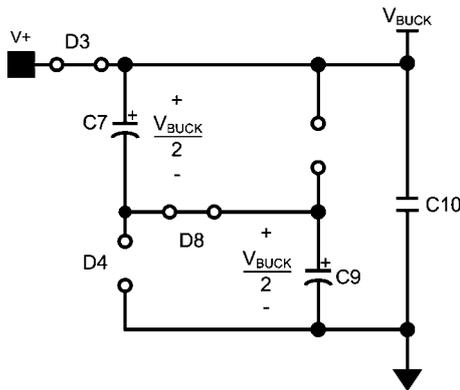


FIGURE 9. Two stage Valley-Fill Circuit when AC Line is High

2 段構成の Valley fill コンデンサのピーク電圧は次式で表されます。

$$V_{VF-CAP} = \frac{V_{AC-RMS}\sqrt{2}}{2}$$

各電源サイクルにおいて AC ラインの電圧がピーク値から低下していくと、その電圧値が各コンデンサに充電された電圧に等しくなる瞬間があるはずですが、この時点でダイオード D3 は逆バイアスとなり、2 つのコンデンサは並列に接続され (Figure 10)、 $V_{BUCK}$  がコンデンサ電圧に等しくなります。

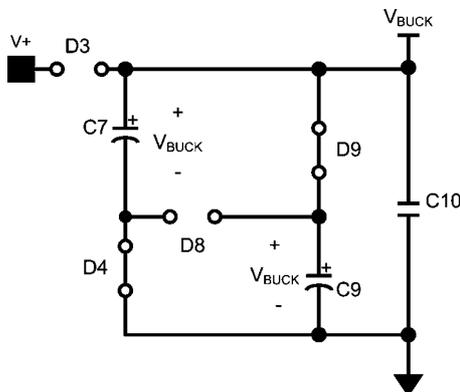


FIGURE 10. Two stage Valley-Fill Circuit when AC Line is Low

3 段構成の Valley fill 回路も 2 段構成とまったく同様に動作します。ただし、3 つのコンデンサが直列に充電され、入力電圧が次の電圧まで低下すると、

$$V_{VF-CAP} = \frac{V_{AC-RMS}\sqrt{2}}{3}$$

ダイオード D3 が逆バイアスとなり、3 つのコンデンサが並列になります。

Valley fill 回路は、力率、電圧保持、アプリケーション全体のサイズおよびコストに対して最適化できます。LM3445 は、1 段または 3 段の Valley fill 回路でも同様に動作します。抵抗 R8 は、起動時、およびコンデンサが直列から並列接続に遷移するときの電流制限抵抗として機能します。抵抗 R6 と R7 は  $1M\Omega$  のブリーダ抵抗で、各アプリケーションに応じて必要な場合と不要な場合があります。

### 降圧型コンバータ

LM3445 は、LED スtring を流れる電流を、ナショナル セミコンダクターの専有技術であるコンスタント・オフタイム方式を用いて一定に保つ、降圧型コントローラです。トランジスタ Q2 がオンの間、電流はインダクタと LED String を通して流れ、ランプアップします。抵抗 R3 がこの電流を検出して、その電圧が FLTR2 のリファレンス電圧と比較されます。この検出された電圧がリファレンス電圧に等しくなると、トランジスタ Q2 がターンオフして、インダクタと LED を流れる電流はダイオード D10 を通して流れます。コンデンサ C12 は、インダクタに発生するリップル電流の大部分を除去します。抵抗 R4、コンデンサ C11、トランジスタ Q3 が線形にランプアップする電流を生成し、これが与えられた出力電圧に対して一定のオフ時間を設定します。

## 動作原理 (つづき)

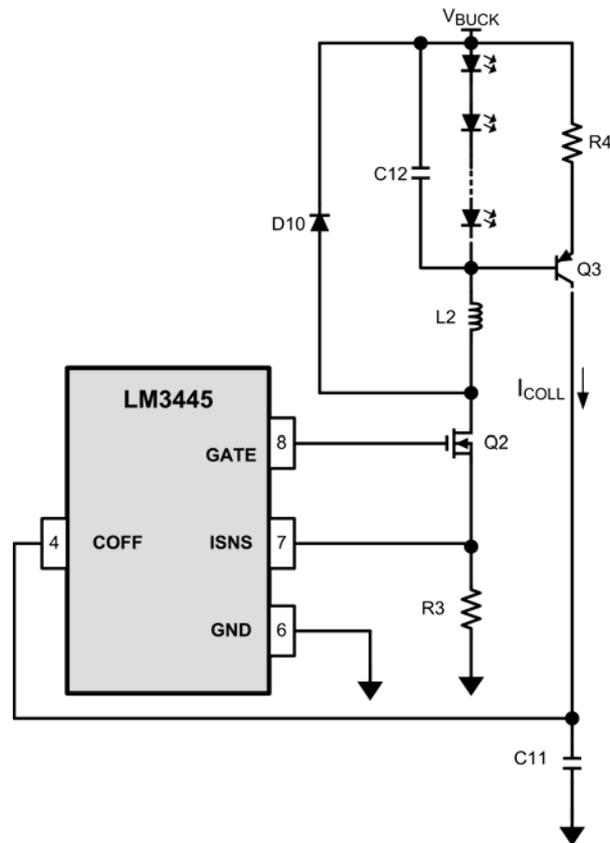


FIGURE 11. LM3445 Buck Regulation Circuit

## コンスタント・オフタイム制御方式の概要

降圧型コンバータの変換比は次の式で規定されます。

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = t_{ON} \times f_{SW}$$

コンスタント・オフタイム制御アーキテクチャでは、単純にオフ時間を規定するだけで、 $V_{IN}$  または  $V_O$  のいずれかの変化に合わせて、オン時間やスイッチング周波数を変えることができます。出力電圧は LED スtring 電圧 ( $V_{LED}$ ) と等しく、アプリケーションごとに大きく変わることはありません。今回検討するケースでは、入力電圧または  $V_{BUCK}$  が、入力ライン電圧の変化に合わせて変化します。オン時間の長さは、抵抗を介して検出されるインダクタ電流と電圧リファレンスをコンパレータで比較して決めます。 $t_{ON}$  で表されるオン時間の間、MOSFET スイッチ Q2 がオンになりインダクタ電流が増加します。この間、電流は  $V_{BUCK}$  から LED、L2、Q2 を通り、最終的に R3 を介してグラウンドに流れます。やがてある時点で、インダクタ電流は、R3 で検出される電圧と ISNS ピンの電圧によって決まる最大値 ( $I_{L2-PK}$ ) に達します。R3 で検出される電圧は、コントロー

ラが Q2 をターンオフする調光デコーダ出力 FLTR2 の電圧と比較されます。

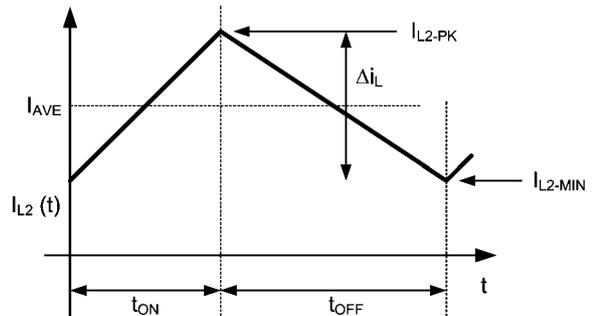


FIGURE 12. Inductor Current Waveform in CCM

$t_{OFF}$  で表されるオフ期間の間、L2 の電流は D10 を経由して LED に流れつづけます。

## 動作原理 (つづき)

### マスタ/スレーブ動作

複数の LM3445 を用いて、より大規模な LED スtring を 1 つのトライアック調光回路によって制御することができます。これによって、複数の LED 回路に対するスムーズで整合の取れた調光が可能になります。

FLTR1 ピンを 4.9V (typ) を超える電圧 (VCC を推奨) に接続した場合、ランプ・コンパレータは TRI-STATE となり、調光デコーダは無効になります。この状態では 1 つの LM3445 (マスタ) によって、1 つまたは複数の LM3445 または PWM LED ドライバ・デバイス (スレーブ) を制御できます。それには、すべてのデバイスの DIM ピンを互いに接続します。

### マスタ/スレーブ構成

ナショナル セミコンダクターのウェブサイトでは、お客様評価用の LM3445 デモ・ボードを提供しています。以下の説明や理論式では、このデモ・ボードで使用する参照記号を用いています。わかりやすいように、LM3445 のマスタ/スレーブ構成の回路図を Figure 13 ~ 15 に示します。各ボードは、マスタ/スレーブ機能を実現する独立した回路を搭載しています。マスタ/スレーブいずれのボードも、互いに結合するには出荷時のスタンド・アロン構成に変更を加える必要があります。制御するスレーブの数にかかわらず、マスタ/スレーブ回路はマスタとなる LM3445 のものだけを使います。

### マスタ・ボードの変更

- R10 を取り外し、ダイオード BAS40 に変更します。

- TP18 を TP14 (VCC) に接続します。
- TP17 (Q5 のゲート) を TP15 (Q2 のゲート) に接続します。

### スレーブ・ボードの変更

- R11 を取り外します (BLDR を切り離します)。
- TP14 (FLTR1) を VCC に接続します。

### マスタ/スレーブ間の相互接続

- マスタの TP19 をスレーブの TP10 に接続します (マスタ VCC 制御)。
- マスタの TP6 (DIM ピン) をスレーブの TP6 (DIM ピン) に接続します (マスタ DIM 制御)。

### マスタ/スレーブ機能の動作原理

マスタ VCC 回路に 2 個のダイオードを直列接続すると、マスタ側の VCC UVLO スレッショルドで全体の動作が決まるようになります。マスタ VCC が UVLO を下回ると、GATE のスイッチングが停止して RC タイマー ( $> 200 \mu\text{s}$ ) が TL431 のスレッショルド (2.5V) より高い電圧まで上昇するため、スレーブ側のパス・デバイス (Q1) のゲートがプルダウンされます。

大きな Valley fill 回路 1 つで、接続されたすべての LM3445 シリーズを駆動する方法、あるいは個々の LM3445 回路ごとに、各降圧型コンバータのそばに配置された Valley fill 回路を個別に使用方法のいずれかを取ることができます。



## 動作原理 (つづき)

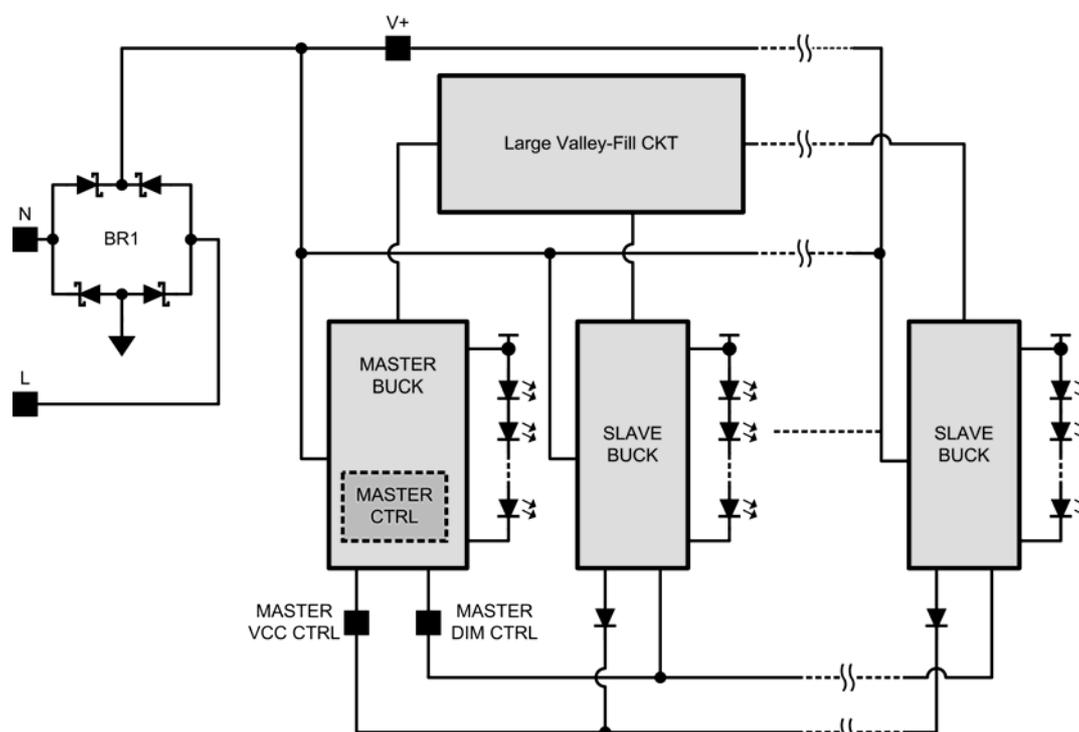


FIGURE 15. Master/Slave configuration with One Valley-Fill Circuit

## サーマル・シャットダウン

IC 接合部温度が 165 °C を超えるとサーマル・シャットダウンによって出力スイッチはオフにされ、全体の消費電力が制限され

ます。サーマル・シャットダウンが発生した後は、接合部温度がおおよそ 145 °C に下がるまで、出力スイッチはオンになりません。

## 設計ガイド

### デューティ・サイクル (D) の決定

デューティ・サイクル (D) は、次式で近似できます。

$$\frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} = D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = t_{ON} \times f_{SW}$$

効率を考慮した場合は、次式となります。

$$\frac{1}{\eta} \times \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} = D$$

簡単にするために、効率は 75%～85% の間で選んでください。

### オフ時間の計算

LM3445 の「オフ時間」はユーザーが設定し、LED スタックの電圧が一定である限り、ほぼ一定の値を保ちます。オフ時間の計算は、コンバータのスイッチング周波数を決定する最初のステップであり、いくつかの外付け部品の値を決める上で不可欠です。

PNP トランジスタ Q3、抵抗 R4、LED スtring 電圧が、コンデンサ C11 に流れ込む充電電流を規定します。コンデンサに流れ込む電流が一定であれば、次式で表される線形の充電特性が得られます。

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

抵抗 R4、コンデンサ C11、抵抗 R4 を通じて流れる電流 ( $i_{COLL}$ ) ( $V_{LED}/R4$  にほぼ等しい) の値は、すべて一定です。したがって、 $dv$  は一定で線形であるため、次の式のように  $dt$  ( $t_{OFF}$ ) を計算できます。

$$t_{OFF} = C11 \times 1.276V \times \left( \frac{R4}{V_{LED}} \right)$$

すべての降圧型コンバータに対して共通に使用できる、デューティ・サイクルとスイッチング周波数を定める式は、次のとおりです。

$$f_{SW} = \frac{1}{t_{OFF} + t_{ON}}$$

$$D = \frac{t_{ON}}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}}$$

$$D' = \frac{t_{OFF}}{t_{ON} + t_{OFF}}$$

したがって、

$$f_{SW} = \frac{D}{t_{ON}}, \text{ and } f_{SW} = \frac{1 - D}{t_{OFF}}$$

降圧型コンバータの効率を考慮すると、次式となります。

$$\frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} = \eta \times D$$

式の代入と変形によって、次式が得られます。

$$f_{SW} = \frac{\left( 1 - \frac{1}{\eta} \times \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} \right)}{t_{OFF}}$$

この式を使って、オフ時間とスイッチング周波数を計算できます。

### スイッチング周波数の設定

公称動作条件におけるスイッチング周波数は、効率 (低周波数の方がよい) とソリューションのサイズ / コスト (高周波数の方が小さく安い) の間のトレードオフに基づいて選択します。

降圧型コンバータへの入力電圧 ( $V_{BUCK}$ ) は、AC ラインの電圧変動、半周期の間の電圧変化の両方に合わせて変化します。しかし、LED スtring の両端の電圧は一定のままなので、オフ時間は一定値を保ちます。

オン時間、したがってスイッチング周波数も、AC ライン電圧に合わせて変化する  $V_{BUCK}$  とともに変化します。AC ライン電圧が上下するのに合わせてスイッチング周波数が増減することに配慮して、目標の公称スイッチング周波数を選ぶことが、優れた設計方針と言えます (Figure 16 参照)。

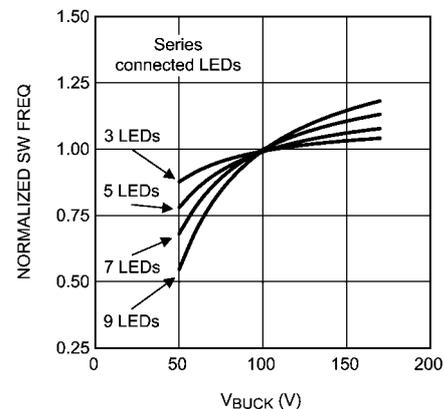


FIGURE 16. Graphical Illustration of Switching Frequency vs  $V_{BUCK}$

## 設計ガイド (つづき)

LM3445 のオフ時間は、30kHz ~ 1MHz 超の範囲のスイッチング周波数が得られるようにプログラムできます。LM3445 によるアプリケーションを設計する場合は、効率とソリューションのサイズの間のトレードオフを考慮しなければなりません。

設定できるスイッチング周波数の上限は、最小オン時間 (200ns) によってのみ制限されます。

最小オン時間に対するワースト・ケース条件は、 $V_{BUCK}$  が最大電圧 (AC ライン電圧が高い) となり、LED スtring の電圧 ( $V_{LED}$ ) が最小となる場合です。

$$t_{ON(MIN)} = \left( \frac{1}{\eta} \times \frac{V_{LED(MIN)}}{V_{BUCK(MAX)}} \right) \frac{1}{f_{SW}}$$

降圧型コンバータに印加される最大電圧は、次のとおりです。

$$V_{BUCK(MAX)} = V_{AC-RMS(MAX)} \times \sqrt{2}$$

### インダクタの選択

LM3445 のオフタイム制御アーキテクチャでは、インダクタ (L2) を通して流れる平均電流をレギュレートすることによって、LED String の電流を制御します。降圧型コンバータへの入力電圧 ( $V_{BUCK}$ ) は、入力 AC ライン電圧の変動や、半周期の間の電圧変化に合わせて変化します。LED String の両端の電圧は比較的一定のままなので、R4 を通して流れる電流も一定値を保ちます。この電流がコンバータのオフ時間を設定するため、出力の電圧・秒の積 ( $V_{LED} \times$  オフ時間) も一定に保持されます。電圧・秒の積が一定ならば、 $V_{BUCK}$  の電圧が変化してもインダクタのリプルを一定に抑えることができます。

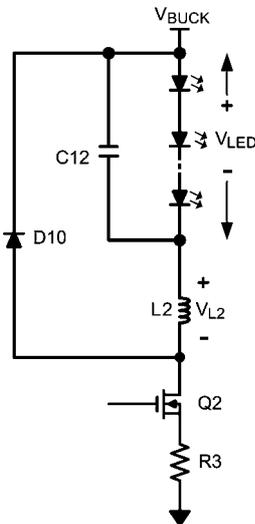


FIGURE 17. LM3445 External Components of the Buck Converter

理想インダクタでは、次式が成り立ちます。

$$v = L \frac{di}{dt}$$

この式は、インダクタの値  $L$  が一定であれば、インダクタ電流の時間変化率がインダクタの両端に印加された電圧に比例することを表しています。

オン時間の間、インダクタの両端に印加される電圧は次式のとおりです。

$$V_{L(ON-TIME)} = V_{BUCK} - (V_{LED} + V_{DS(Q2)} + I_{L2} \times R3)$$

MOSFET スイッチ (Q2) の両端の電圧、および検出抵抗 R3 の両端の電圧は比較的低いため、上の式を次のように近似できます。

$$V_{L(ON-TIME)} = V_{BUCK} - V_{LED}$$

オフ時間には、インダクタにほぼ次の電圧が印加されます。

$$V_{L(OFF-TIME)} = V_{LED}$$

LED スタックの電圧は一定であるため、 $V_{L(OFF-TIME)}$  の値はほぼ一定です。オフ時間における回路の状態を代入すれば、インダクタの式を次のように変形できます。

$$V_{L(OFF-TIME)} = V_{LED} = L \times \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

$$V_{L(OFF-TIME)} = V_{LED} = L \times \frac{(I_{(MAX)} - I_{(MIN)})}{\Delta t}$$

さらに変形して次式が得られます。

$$\Delta i \cong t_{OFF} \times \frac{V_{LED}}{L2}$$

この式から、リプル電流 ( $\Delta i$ ) が、オフ時間 ( $t_{OFF}$ ) と  $V_{LED}$  を定数 ( $L2$ ) で割った値の積によってほぼ決まることがわかります。

これらの式を、インダクタ L2 の目標値を計算できるように変形したのが次の式です。

$$L2 \cong t_{OFF} \times \frac{V_{LED}}{\Delta i}$$

ここで、

$$t_{OFF} = \frac{\left( 1 - \frac{1}{\eta} \times \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} \right)}{f_{SW}}$$

最終的に次の式となります。

$$L2 = \frac{V_{LED} \left( 1 - \frac{1}{\eta} \times \frac{V_{LED}}{V_{BUCK}} \right)}{f_{SW} \times \Delta i}$$

設計手順の詳細についてはデータシートの「回路例」を参照してください。

## 設計ガイド (つづき)

### LED 電流の設定

LM3445 のコンスタント・オフタイム方式の制御ループは、インダクタのピーク電流 ( $I_{L2}$ ) をレギュレートします。インダクタの平均電流は、LED の平均電流 ( $I_{AVE}$ ) に等しくなります。以上より、インダクタのピーク電流をレギュレートすれば、平均 LED 電流をレギュレートできることになります。

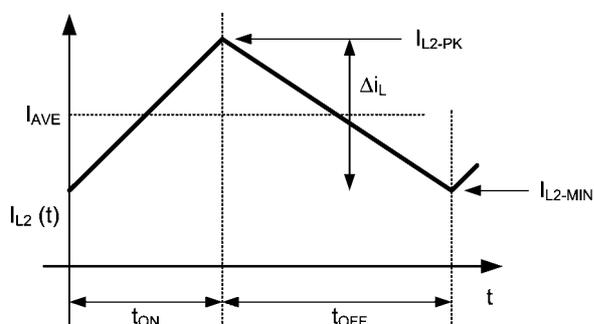


FIGURE 18. Inductor Current Waveform in CCM

目標とする平均 LED 電流  $I_{AVE}$  と、インダクタの公称電流リップル  $\Delta i_L$  が既知ならば、連続モード (CCM) で動作するアプリケーションのピーク電流は次式で決まります。

$$I_{L2-PK} = I_{AVE} + \frac{\Delta i_L}{2}$$

あるいは、最大つまり「調光 (減光) していない」場合の LED 電流値は次式で表されます。

$$I_{AVE(UNDIM)} = I_{L2-PK(UNDIM)} - \frac{\Delta i_L}{2}$$

このピーク電流に検出抵抗  $R3$  の値をかけたものが、内部コンパレータを切り替える (トリップさせる) 電圧を決定するため、上式の計算は重要です。内部コンパレータは、ピーク検出電圧が 750mV に達すると、制御 MOSFET をオフにします。

$$I_{L-PK(UNDIM)} = \frac{750 \text{ mV}}{R3}$$

**電流制限:** 通常の場合、PWM コンパレータのトリップ電圧は調光量に応じて変化する 750mV 以下の値になります。しかし、短絡が発生したり出力に過剰な負荷が加わったりすると、スイッチング電流が通常よりも大きくなり、ISNS ピンの電圧が、I-LIM コンパレータのトリップ電圧である 1.27V を超えます。I-LIM コンパレータは RS ラッチをリセットし、Q2 がオフになります。同時に、COFF ピンを Low に保持することで、起動パルス発生器と COFF コンパレータを無効にします。遅延回路によって、180  $\mu$ s の間は次のサイクルの開始が抑止されます。

### Valley fill コンデンサ

Valley fill コンデンサの電圧定格と容量値は、次のようにして決定します。

Valley fill コンデンサに印加される最大電圧は次のとおりです。

$$V_{VF-CAP} = \frac{V_{AC(MAX)}\sqrt{2}}{\#stages}$$

当然これは選択した 2 つのコンデンサが同じ容量値を持ち、AC ライン電圧を均等に分割した場合です。同種のコンデンサ間でも、しばしば容量値に 20% の差が見られます。このため、電圧定格には 25% ~ 50% のマージンを見込んでください。

## 設計ガイド (つづき)

### Valley fill コンデンサの容量値の決定:

Valley fill コンデンサの容量には、入力 AC ライン電圧が、そのピーク電圧を Valley fill 回路の段数 ( $t_x$ ) で割った値を下回るときに、降圧型コンバータ ( $V_{BUCK}$ ) に十分なエネルギーを供給できる値を選んでください。容量値は、トライアックが動作していないとき、つまり LED スtring に 100% の LED 電流が流れている状態で計算します。この状態では LED String に最大電力が供給されるため、最大の容量が必要になるからです。

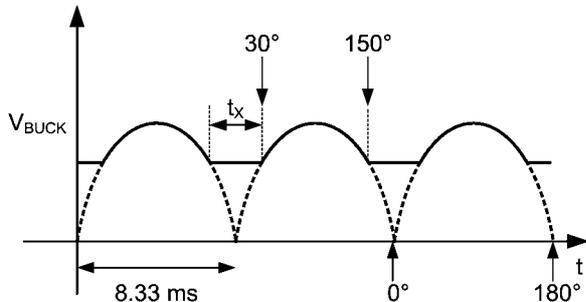


FIGURE 19. Two Stage Valley-Fill  $V_{BUCK}$  Voltage with no TRIAC Dimming

上の図とコンデンサを流れる電流の式  $i = C \times dV/dt$  より、 $V_{BUCK}$  に必要な容量値は次の手順で決定します。

AC ライン周波数が 60Hz、2 段の Valley fill 回路を使用する場合、 $V_{BUCK}$  に必要な保持時間 ( $t_x$ ) は、次のように計算できます。AC 電源の半周期の全角度は  $180^\circ$ 、時間は 8.33ms です。AC 波形の角度が  $30^\circ$  と  $150^\circ$  のとき、AC ライン電圧は正確にピークの 1/2 になります。2 段構成の Valley fill 回路の場合、この瞬間に、LED String への電力供給元が AC ラインから保持コンデンサ (C7 と C9) に変わります。サイクル  $180^\circ$  のうち  $60^\circ$ 、あるいは 1/3 サイクルの間 ( $1/3 \times 8.33ms = 2.78ms$ )、電力が保持コンデンサから供給されます。これが上記の式の保持時間 ( $dt$ ) に等しくなり、 $dv$  は回路に許される電圧低下量になります。次の「直列接続可能な LED の最大個数の決定」で説明するとおり、 $90V_{AC} \sim 135V_{AC}$  の電源ラインの場合、 $V_{BUCK}$  の最小値は約 45V です。入力 AC ライン電圧が低い  $90V_{AC}$  の動作条件では、ピーク電圧の 1/2 は 64V になります。したがって、いくらかのマージンを見込んで、 $V_{BUCK}$  の低下量は 15V ( $dv$ ) 以内とします。(i) は  $(P_{OUT}/V_{BUCK})$  で計算されます。 $P_{OUT} = V_{LED} \times I_{LED}$  です。ここから、総容量 (C9 と並列の C7) を計算できます。Valley fill コンデンサの詳細な計算については、「回路例」を参照してください。

### 直列接続可能な LED の最大個数の決定:

LM3445 は、オフライン降圧型トポロジーを持つ LED ドライバです。降圧型コンバータ・トポロジーが正常に動作するには、出力回路の入力電圧 ( $V_{BUCK}$ ) が、LED スタックの電圧 ( $V_{LED}$ ) よりも大きくなければなりません。接続可能な LED の最大個数を決める前に、降圧型コンバータに印加される入力電圧の最小値がどれくらいであるかを判断する必要があります。それには、次の 2 つの変数の値を決定します。

- AC ラインの動作電圧。北米では、通常  $90V_{AC} \sim 135V_{AC}$  です。LM3445 は、これよりはるかに低いあるいは高い入力電圧でも動作可能ですが、設計プロセスを説明するために範囲を決めておく必要があります。
- 実装する Valley fill 回路の段数 (1、2、または 3 段)。今回示す例では、最も一般的な Valley fill 回路 (2 段) を使用します。

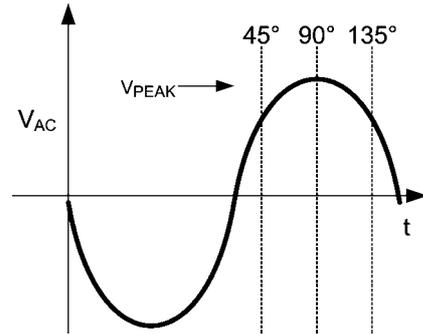


FIGURE 20. AC Line with Firing Angles

Figure 21 に、トライアック調光を行った 3 種類の波形を示します。この図から、 $0^\circ \sim 90^\circ$  では、ピーク電圧 ( $V_{PEAK}$ ) が常に次の値になることがすぐにわかります。

$$V_{AC-RMS-PK} \sqrt{2}$$

トライアックが  $90^\circ$  より大きい角度で点弧した場合は、ピーク電圧はこれより小さくなり、次の値となります。

$$V_{AC-RMS-PK} \sqrt{2} \times \sin(\theta)$$

2 段の Valley fill 回路を使用した場合の  $V_{BUCK}$  の電圧波形は、Figure 22 に示すようなものになります。

Valley fill 回路の目的は、AC ライン電圧が、そのピーク電圧を (Valley fill 回路の段数の) 2 で割った値よりも大きい場合に、降圧型コンバータが AC ラインから直接電力を引き出せるようにすることです。この間、Valley fill 回路内のコンデンサ (C7 と C8) は、AC ラインのピーク電圧まで充電されます。AC ライン電圧がピークの半分より低くなると、2 つのコンデンサは並列となり、降圧型コンバータに電力を供給します。したがって、AC ライン電圧のピークが変動によって低下した場合、またはトライアックが  $90^\circ$  よりも大きい角度で点弧した場合、DC オフセット ( $V_{DC}$ ) が低くなるのがわかります。 $V_{DC}$  は電圧  $V_{BUCK}$  の最小値で、次の式で表されます。

$$V_{BUCK(MIN)} = \frac{V_{AC-RMS(MIN)} \sqrt{2} \times \sin(\theta)}{\#stages}$$

例:

AC ライン電圧 =  $90V_{AC} \sim 135V_{AC}$

Valley fill 回路 = 2 段

$$V_{BUCK(MIN)} = \frac{90 \sqrt{2} \times \sin(135^\circ)}{2} = 45V$$

使用するコンデンサの種類と値によっては、このコンデンサから降圧型コンバータに電力を供給するときの電圧低下の仕様に対して、いくらかのデレーティングが必要になる場合があります。トライアックが  $135^\circ$  で点弧した場合、LED String に流れる電流は小さくなります。したがって、この時点での電圧低下は低いはずであり、電圧低下は 5% だけデレーティングすれば十分でしょう。このデレーティングを行った場合、この例で降圧型コンバータに印加される最小電圧は約 42.5V になります。

## 設計ガイド (つづき)

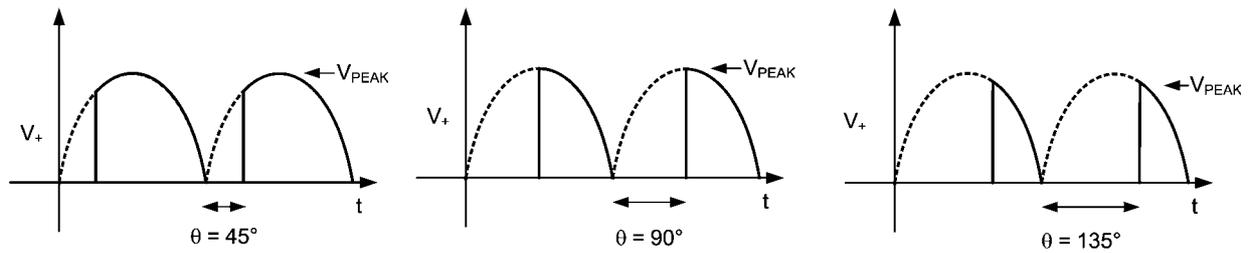
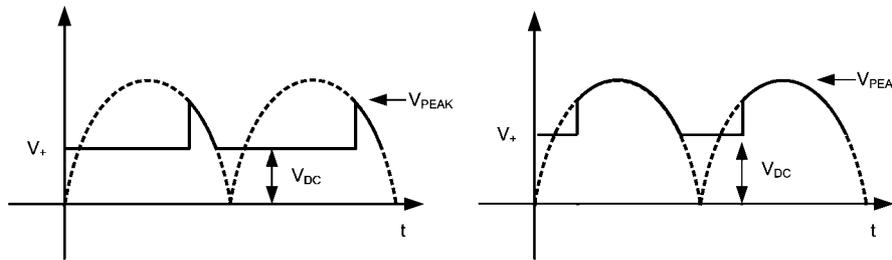


FIGURE 21. AC Line with Various Firing Angles

FIGURE 22.  $V_{BUCK}$  Waveforms with Various Firing Angles

LEDを何個駆動できるかを判断するには、降圧型コンバータに印加される最小電圧 (42.5V) を、1 個の LED の順方向電圧降下のワースト・ケース値で割ります。

例:  $42.5V/3.7V = 11.5$  個の LED ( マージンを見込んで 11 個 )

## 出力コンデンサ

LED または LED アレイと並列にコンデンサを接続すると、インダクタと LED アレイに流れる平均電流を同じに保ったまま、LED の電流リップルを低減できます。降圧型トポロジーを使用すると出力インダクタンス (L2) を小さくできるため、磁性部品が小型化されてコストを下げられます。適切に設計されたコンバータでは、リップルがすべてコンデンサに印加され、LED には伝播しないと見なせます。選択したコンデンサがインダクタの RMS 電流を処理できることを確認する必要があります。メーカーのデータシートを参照して、準拠性を確認してください。通常、適切な電圧定格を持つ、 $1\mu F \sim 10\mu F$  の X5R または X7R クラスのコンデンサならば十分です。

## スイッチング MOSFET

メイン・スイッチング MOSFET は、効率と信頼性を考慮して選んでください。スイッチング MOSFET の両端にかかる最大電圧は次式で表されます。

$$V_{DS(MAX)} = V_{AC-RMS(MAX)}\sqrt{2}$$

平均電流の定格は、次の値より大きくなければなりません。

$$I_{DS-MAX} = I_{LED(AVE)}(D_{MAX})$$

## フライホイール・ダイオード

LM3445 昇圧型コンバータには、MOSFET Q2 のオフ時間にインダクタ電流を流すフライホイール・ダイオード D10 が必要です (代表的なアプリケーション回路の Figure 4 を参照してください)。効率を最大化するには、ダイオード D10 として、 $V_{BUCK}$  に印加される最大電圧に耐える逆方向耐圧を持ち、順方向電圧降下が低く、逆方向回復時間がほぼゼロのダイオードを選びます。一般的な  $110V_{AC} \pm 20\%$  の AC ラインの場合、逆方向電圧は  $190V$  にも達する場合があります。

$$V_D \geq V_{AC-RMS(MAX)}\sqrt{2}$$

電流定格は次の式で得られる値以上が必要です。

$$I_D = 1 - (D_{MIN}) \times I_{LED(AVE)}$$

または

$$I_D = \left(1 - \frac{V_{LED(MIN)}}{V_{BUCK(MAX)}}\right) \times I_{LED(AVE)}$$

## 設計例

以下の設計例を使って、外付け部品の値の計算プロセスを説明します。

## 既知の値：

1. 入力電圧範囲 (90V<sub>AC</sub> ~ 135V<sub>AC</sub>)
2. 直列 LED の個数 = 7
3. LED 1 個あたりの順方向電圧降下 = 3.6V
4. LED スタック電圧 = (7 × 3.6V) = 25.2V

## 選択した値：

1. 公称スイッチング周波数  $f_{\text{SW-TARGET}} = 250\text{kHz}$
2.  $I_{\text{LED(AVE)}} = 400\text{mA}$
3.  $\Delta i$  (通常  $I_{\text{LED(AVE)}}$  の 15% ~ 30%) = (0.30 × 400mA) = 120mA
4. Valley fill 回路の段数 (1、2、または 3 段) = 2
5. 前提とする効率の最小値 = 80%

## 計算：

1. 次式より、 $V_{\text{BUCK}}$  の最小電圧を計算します。

$$V_{\text{BUCK(MIN)}} = \frac{90\sqrt{2} \times \sin(135^\circ)}{2} = 45\text{V}$$

2. 次式より、 $V_{\text{BUCK}}$  の最大電圧を計算します。

$$V_{\text{BUCK(MAX)}} = 135\sqrt{2} = 190\text{V}$$

3. 公称 AC ライン電圧の  $V_{\text{BUCK}}$  に対する  $t_{\text{OFF}}$  を計算します。

$$t_{\text{OFF}} = \frac{\left(1 - \frac{1}{0.8} \times \frac{25.2\text{V}}{115\sqrt{2}}\right)}{(250\text{ kHz})} = 3.23\ \mu\text{s}$$

4. AC ライン電圧が高いときの  $t_{\text{ON(MIN)}}$  が、次式を満たしていることを確認します。  $t_{\text{ON(MIN)}} > 200\text{ns}$

$$t_{\text{ON(MIN)}} = \frac{\left(\frac{1}{0.8} \times \frac{25.2\text{V}}{135\sqrt{2}}\right)}{\left(1 - \frac{1}{0.8} \times \frac{25.2\text{V}}{135\sqrt{2}}\right)} \times 3.23\ \mu\text{s} = 638\ \text{ns}$$

5. C11 および R4 を計算します。
6. R4 の電流を選択します。 (50  $\mu\text{A}$  ~ 100  $\mu\text{A}$ ) 70  $\mu\text{A}$

$$R4 = \frac{V_{\text{LED}}}{I_{\text{COLL}}} = 360\ \text{k}\Omega$$

7. 標準的な値の 365k $\Omega$  を使用します。
8. C11 を計算します。
- 9.

$$C11 = \left(\frac{V_{\text{LED}}}{R4}\right) \left(\frac{t_{\text{OFF}}}{1.276}\right) = 175\ \text{pF}$$

10. 標準的な値の 120pF を使用します。
11. リプル電流を計算します。 400mA × 0.30 = 120mA
12.  $t_{\text{OFF}} = 3\ \mu\text{s}$  におけるインダクタの値を計算します。

$$L2 = \frac{25.2\text{V} \left(1 - \frac{1}{0.8} \times \frac{25.2\text{V}}{115\sqrt{2}}\right)}{(350\ \text{kHz} \times 0.1\text{A})} = 580\ \mu\text{H}$$

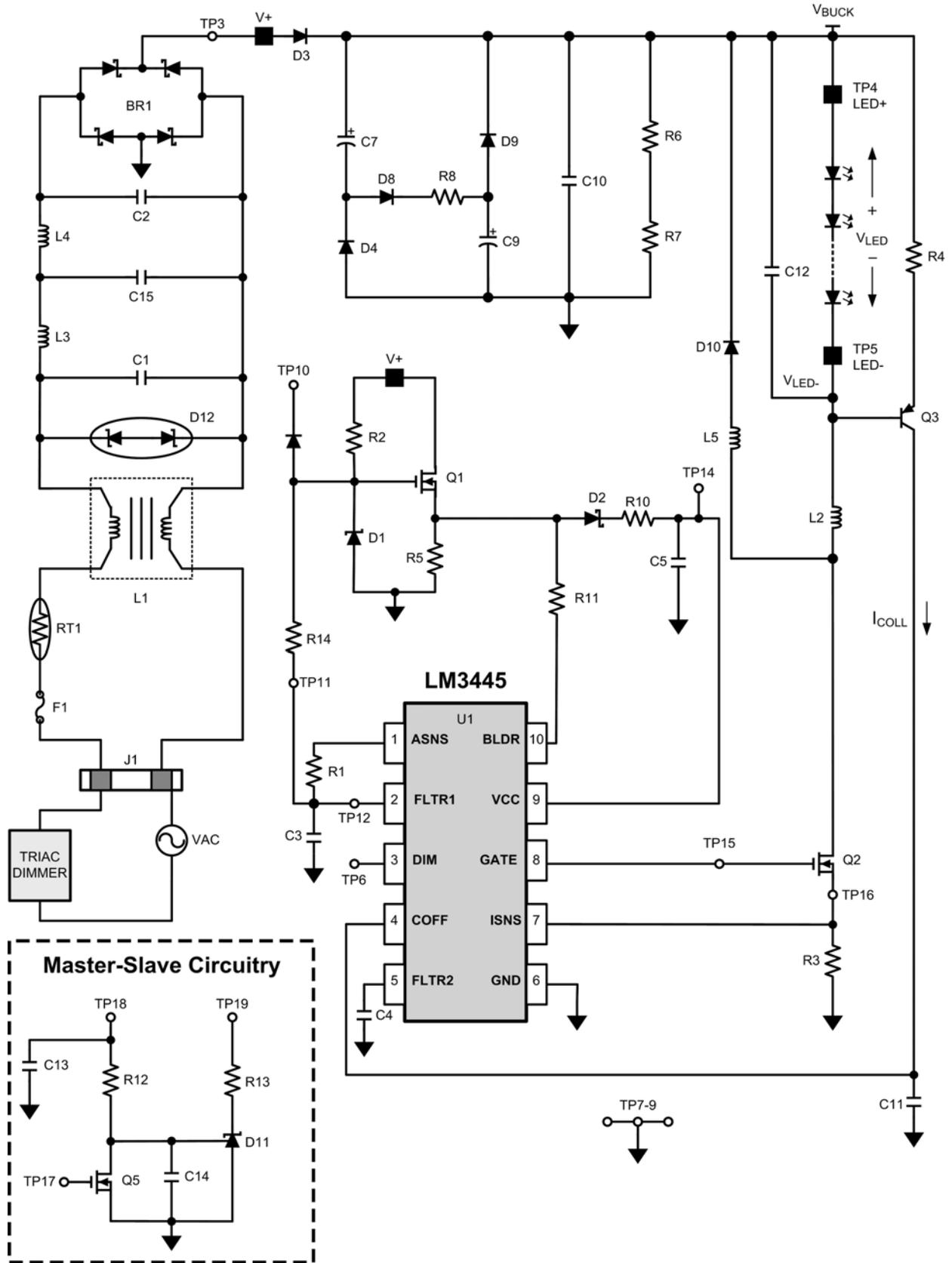
13. C10 を選択します。 1.0  $\mu\text{F}$  200V
14. Valley fill コンデンサの値を計算します。 AC ライン電圧が低い場合  $V_{\text{AC}} = 90\text{V}_{\text{AC}}$ 、 $V_{\text{BUCK}}$  の最小値は 60V になります (トライアック調光なしで LED 電流が最大の場合)。最大負荷で AC ライン電圧が低い場合の電圧低下の最大値を 20V とします。

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

$i = P_{\text{OUT}}/V_{\text{BUCK}}$  (270mA)、 $dV = 20\text{V}$ 、 $dt = 2.77\text{ms}$  より、 $C_{\text{TOTAL}} = 37\ \mu\text{F}$  になります。したがって、 $C7 = C9 = 22\ \mu\text{F}$  です。

LM3445 設計例 1:

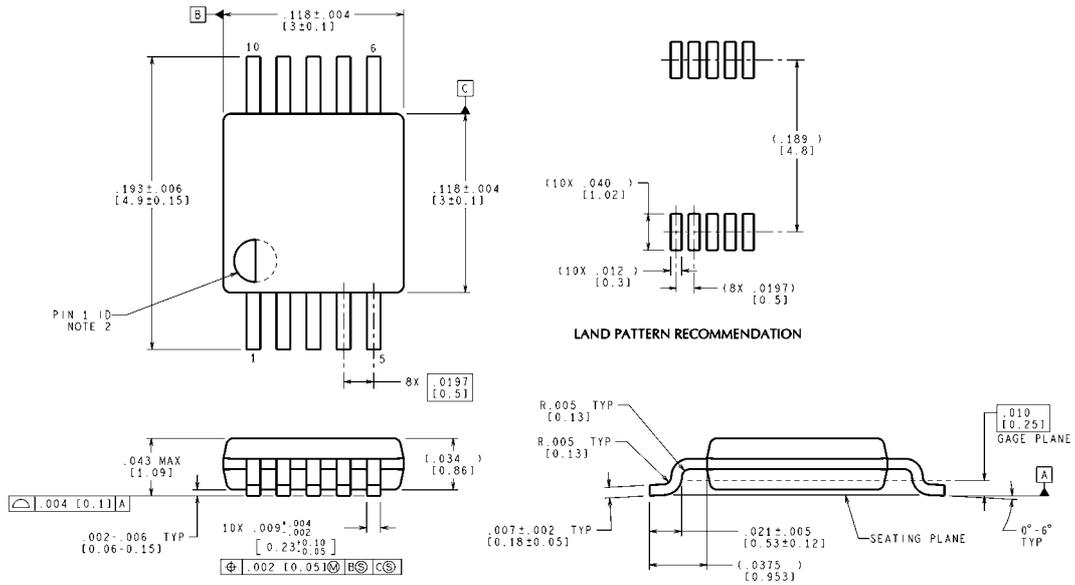
入力 = 90V<sub>AC</sub> ~ 135V<sub>AC</sub>、V<sub>LED</sub> = 高輝度LEDストリング × 7個を400mAで駆動するアプリケーション



## 部品表

Qty	Ref Des	Description	Mfr	Mfr PN
1	U1	IC, CTRLR, DRVR-LED, MSOP10	NSC	LM3445MM
1	BR1	Bridge Rectifier, SMT, 400V, 800 mA	DiodesInc	HD04-T
1	L1	Common mode filter DIP4NS, 900 mA, 700 $\mu$ H	Panasonic	ELF-11090E
1	L2	Inductor, SHLD, SMT, 1A, 470 $\mu$ H	Coilcraft	MSS1260-474-KLB
2	L3, L4	Diff mode inductor, 500 mA 1 mH	Coilcraft	MSS1260-105KL-KLB
1	L5	Bead Inductor, 160 $\Omega$ , 6A	Steward	HI1206T161R-10
3	C1, C2, C15	Cap, Film, X2Y2, 12.5MM, 250V <sub>AC</sub> , 20%, 10 nF	Panasonic	ECQ-U2A103ML
1	C3	Cap, X7R, 0603, 16V, 10%, 470 nF	MuRata	GRM188R71C474KA88D
1	C4	Cap, X7R, 0603, 16V, 10%, 100 nF	MuRata	GRM188R71C104KA01D
2	C5, C6	Cap, X5R, 1210, 25V, 10%, 22 $\mu$ F	MuRata	GRM32ER61E226KE15L
2	C7, C9	Cap, AL, 200V, 105C, 20%, 33 $\mu$ F	UCC	EKXG201ELL330MK20S
1	C10	Cap, Film, 250V, 5%, 10 nF	Epcos	B32521C3103J
1	C12	Cap, X7R, 1206, 50V, 10%, 1.0 $\mu$ F	Kemet	C1206F105K5RACTU
1	C11	Cap, C0G, 0603, 100V, 5%, 120 pF	MuRata	GRM1885C2A121JA01D
1	C13	Cap, X7R, 0603, 50V, 10%, 1.0 nF	Kemet	C0603C102K5RACTU
1	C14	Cap, X7R, 0603, 50V, 10%, 22 nF	Kemet	C0603C223K5RACTU
1	D1	Diode, ZNR, SOT23, 15V, 5%	OnSemi	BZX84C15LT1G
2	D2, D13	Diode, SCH, SOD123, 40V, 120 mA	NXP	BAS40H
4	D3, D4, D8, D9	Diode, FR, SOD123, 200V, 1A	Rohm	RF071M2S
1	D10	Diode, FR, SMB, 400V, 1A	OnSemi	MURS140T3G
1	D11	IC, SHNT, ADJ, SOT23, 2.5V, 0.5%	TI	TL431BIDBZR
1	D12	TVS, VBR = 144V	Fairchild	SMBJ130CA
1	R1	Resistor, 0603, 1%, 280 k $\Omega$	Panasonic	ERJ-3EKF2803V
1	R2	Resistor, 1206, 1%, 100 k $\Omega$	Panasonic	ERJ-8ENF1003V
1	R3	Resistor, 1210, 5%, 1.8 $\Omega$	Panasonic	ERJ-14RQJ1R8U
1	R4	Resistor, 0603, 1%, 576 k $\Omega$	Panasonic	ERJ-3EKF5763V
1	R5	Resistor, 1206, 1%, 1.00 k $\Omega$	Panasonic	ERJ-8ENF1001V
2	R6, R7	Resistor, 0805, 1%, 1.00 M $\Omega$	Rohm	MCR10EZH1004
2	R8, R10	Resistor, 1206, 0.0 $\Omega$	Yageo	RC1206JR-070RL
1	R9	Resistor, 1812, 0.0 $\Omega$		
1	R11	Resistor, 0603, 0.0 $\Omega$	Yageo	RC0603JR-070RL
1	R12	Resistor, 0603, 1%, 33.2 k $\Omega$	Panasonic	ERJ-3EKF3322V
1	R13	Resistor, 0603, 1%, 2.0 k $\Omega$	Panasonic	ERJ-3EKF2001V
1	R14	Resistor, 0805, 1%, 3.3 M $\Omega$	Rohm	MCR10EZH13304
1	RT1	Thermistor, 120V, 1.1A, 50 $\Omega$ @ 25 $^{\circ}$ C	Thermometrics	CL-140
2	Q1, Q2	XSTR, NFET, DPAK, 300V, 4A	Fairchild	FQD7N30TF
1	Q3	XSTR, PNP, SOT23, 300V, 500 mA	Fairchild	MMBTA92
1	Q5	XSTR, NFET, SOT23, 100V, 170 mA	Fairchild	BSS123
1	J1	Terminal Block 2 pos	Phoenix Contact	1715721
1	F1	Fuse, 125V, 1,25A	bel	SSQ 1.25

外形寸法図 単位は millimeters



CONTROLLING DIMENSION IS INCH  
VALUES IN [ ] ARE MILLIMETERS  
DIMENSIONS IN ( ) FOR REFERENCE ONLY

MUB10A (Rev B)

**MSOP-10 Pin Package (MM)**  
For Ordering, Refer to Ordering Information Table  
NS Package Number MUB10A

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 © 2010 National Semiconductor Corporation

製品の最新情報については [www.national.com](http://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/](http://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含みません。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おられません。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おられません。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 © 2012, 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。）

- 直射日光があたる状態で保管・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