

LM3409,LM3409HV

*LM3409 / LM3409HV LM3409Q / LM3409QHV PFET Buck Controller for High Power
LED Drivers*



Literature Number: JAJSB07

大電流 LED 駆動向け PFET 降圧型コントローラ

概要

LM3409/09HV は、降圧型 (バック) 電流レギュレータ向けの P チャネル MOSFET (PFET) コントローラです。幅広い入力電圧範囲、低い可変スレッショルド電圧と組み合わされたハイサイド差動電流センス、高速の出力イネーブル/ディスエーブル機能を備え、放熱特性の優れた eMSOP-10 パッケージで供給されます。これらの機能を組み合わせた LM3409/09HV は、LED の駆動に最適な定電流源であり、最大 5A の順方向電流を容易に得られます。LM3409/09Q/09HV/09QHV では、コンスタント・オフタイム (COFT) 制御を採用することにより、外部制御ループ補償なしで定電流を正確にレギュレートします。また、アナログ調光と PWM 調光を容易に実現可能なため、線形性の高い調光範囲のもとで優れたコントラスト比を達成できます。さらに、プログラム可能な UVLO、低消費電力シャットダウン、サーマル・シャットダウンなどの機能も備えています。

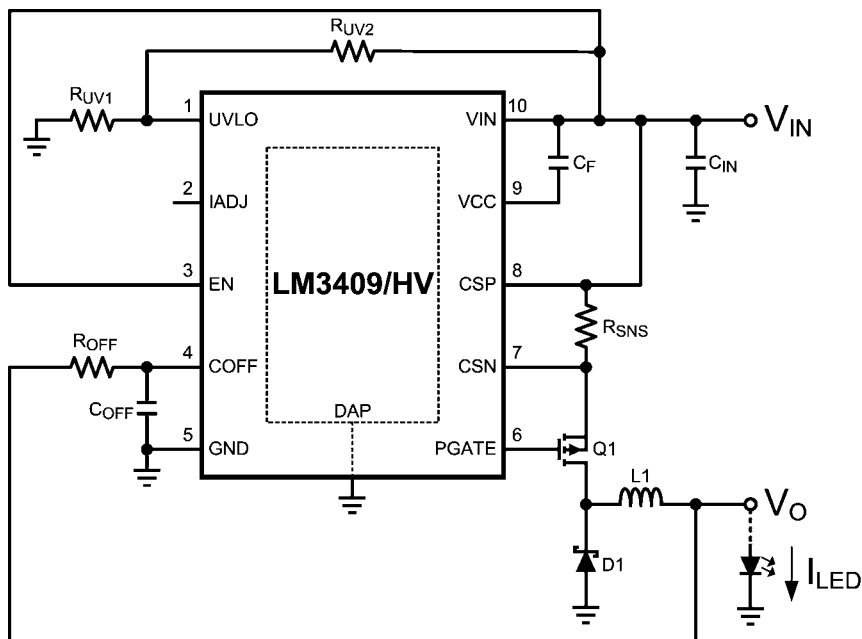
特長

- LM3409Q/LM3409QHV は AEC-Q100 グレード 1 認定のオートモーティブ・グレード製品
- 2Ω、ピーク 1A の MOSFET ゲート駆動
- V_{IN} 範囲: 6V ~ 42V (LM3409/LM3409Q)
- V_{IN} 範囲: 6V ~ 75V (LM3409HV/LM3409QHV)
- ハイサイド差動電流センス
- サイクルごとの電流制限
- 制御ループ補償回路不要
- 10,000:1 の PWM 調光範囲
- 250:1 のアナログ調光範囲
- 完全セラミックの出力コンデンサや、コンデンサのない出力に対応
- 低消費電力シャットダウン
- サーマル・シャットダウン保護
- 放熱特性の優れた eMSOP-10 パッケージ

アプリケーション

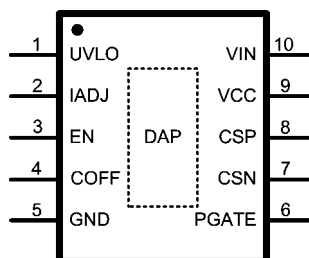
- LED ドライバ
- 定電流源
- 自動車用照明
- 一般的な照明
- 産業用照明

代表的なアプリケーション



ピン配置図

LM3409/09Q/09HV/09QH



10-Lead Exposed Pad eMSOP Package

製品情報

Order Number	NSC Package Drawing	Top Marking	Supplied As	Feature
LM3409MY	MUC10A	SXFB	1000 Units on tape and reel	
LM3409MYX	MUC10A	SXFB	3500 Units on tape and reel	
LM3409HVMY	MUC10A	SYHB	1000 Units on tape and reel	
LM3409HVMYX	MUC10A	SYHB	3500 Units on tape and reel	
LM3409QMY	MUC10A	SZDB	1000 Units on tape and reel	AEC-Q100 Grade 1 qualified. Automotive Grade Production Flow*
LM3409QMYX	MUC10A	SZDB	3500 Units on tape and reel	
LM3409QHVMY	MUC10A	SZEB	1000 Units on tape and reel	
LM3409QHVMYX	MUC10A	SZEB	3500 Units on tape and reel	

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

ピン説明

ピン番号	ピン名	説明	アプリケーション情報
1	UVLO	入力アンダーボルテージ・ロックアウト	V_{IN} と GND の間の抵抗分圧回路に接続します。ターンオン・スレッシュホールドは 1.24V であり、ターンオフのヒステリシスは $22 \mu A$ の電流源によって提供されます。
2	IADJ	アナログ LED 電流調整	0V ~ 1.24V の電圧を印加、GND との間に抵抗を接続、または開放状態にして、電流センス・スレッシュホールド電圧を設定します。
3	EN	ロジック・レベル・イネーブル / PWM 調光	1.74V を超える電圧を印加するとデバイスのイネーブル、PWM 信号を印加すると調光、0.5V 未満の電圧を印加すると低消費電力シャットダウンが可能です。
4	COFF	オフ時間のプログラミング	V_O との間に抵抗を、GND との間にコンデンサを接続して、オフ時間を設定します。
5	GND	グラウンド	システム・グラウンドに接続します。
6	PGATE	ゲート駆動	外付け PFET のゲートに接続します。
7	CSN	負の電流センス	センス抵抗の負側に接続します。
8	CSP	正の電流センス	センス抵抗の正側 (および V_{IN}) に接続します。
9	VCC	V_{IN} を基準にしたリニア・レギュレータの出力	V_{IN} との間に少なくとも $1 \mu F$ のセラミック・コンデンサを接続します。レギュレータが PFET の駆動用に電力を供給します。
10	VIN	入力電圧	入力電圧に接続します。
DAP	DAP	IC 底面のサーマル・パッド	ピン 5 (GND) に接続します。DAP は PCB 裏面のグラウンド・プレーンに 4 ~ 6 個のビアで接続します。

絶対最大定格 (Note 1)

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

VIN、EN、UVLO ~ GND 間	- 0.3V ~ 45V (76V LM3409HV/09QH)
VIN ~ VCC、PGATE 間	- 0.3V ~ 7V
VIN ~ PGATE 間	- 2.8V (100ns) 9.5V (100ns)
VIN ~ CSP、CSN 間	- 0.3V ~ 0.3V
COFF ~ GND 間	- 0.3V ~ 4V
COFF 電流	± 1mA 連続
IADJ 電流	± 5mA 連続
接合部温度	150 °C
保存温度範囲	- 65 °C ~ 125 °C

ESD 耐圧 (Note 2)

LM3409/09HV	1kV
LM3409Q/09QH	2kV
ハンダ付け情報	
リード温度 (ハンダ付け、10 秒)	260 °C
赤外線または対流リフロー (15 秒)	260 °C

動作定格 (Note 1)

VIN	6V ~ 42V (75V LM3409HV/09QH)
接合部温度範囲	- 40 °C ~ + 125 °C
熱抵抗 θ_{JA} (eMSOP-10 パッケージ)(Note 5)	50 °C /W

電気的特性

特記のない限り、以下の規格は、 $V_{IN} = 24V$ の場合に適用されます。標準字体で表記される Typ 値および Min/Max 値は、 $T_A = T_J = + 25 °C$ の場合に適用されます (Note 3)。太字の Min/Max 値は、全動作温度範囲に対して適用されます。Min/Max リミット値は、設計、検査、統計的解析により保証されています。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 4)	Typ (Note 3)	Max (Note 4)	Units
PEAK CURRENT COMPARATOR						
V_{CST}	$V_{CSP} - V_{CSN}$ average peak current threshold (Note 6)	$V_{ADJ} = 1.0V$ $V_{ADJ} = V_{ADJ-OC}$	188 231	198 246	208 261	mV
A_{ADJ}	V_{ADJ} to $V_{CSP} - V_{CSN}$ threshold gain	$0.1 < V_{ADJ} < 1.2V$ $V_{ADJ} = V_{ADJ-OC}$		0.2		V/V
V_{ADJ-OC}	IADJ pin open circuit voltage		1.189	1.243	1.297	V
I_{ADJ}	IADJ pin current		3.8	5	6.4	μA
t_{DEL}	CSN pin falling delay	CSN fall - PGATE rise		38		ns
SYSTEM CURRENTS						
I_{IN}	Operating current	Not switching		2		mA
I_{SD}	Shutdown hysteresis current	EN = 0V		110		μA
PFET DRIVER						
R_{PGATE}	Driver output resistance	Sourcing 50 mA Sinking 50 mA		2 2		Ω
VCC REGULATOR						
V_{CC}	VIN pin voltage - VCC pin voltage	$V_{IN} > 9V$ $0 < I_{CC} < 20 mA$	5.5	6	6.5	V
$V_{CC-UVLO}$	V_{CC} under voltage lockout threshold	V_{CC} increasing		3.73		V
V_{CC-HYS}	V_{CC} UVLO hysteresis	V_{CC} decreasing		283		mV
I_{CC-LIM}	V_{CC} regulator current limit		30	45		mA

電气的特性 (つづき)

特記のない限り、以下の規格は、 $V_{IN} = 24V$ の場合に適用されます。標準字体で表記される Typ 値および Min/Max 値は、 $T_A = T_J = +25^\circ C$ の場合に適用されます (Note 3)。太字の Min/Max 値は、全動作温度範囲に対して適用されます。Min/Max リミット値は、設計、検査、統計的解析により保証されています。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 4)	Typ (Note 3)	Max (Note 4)	Units
OFF-TIMER AND ON-TIMER						
V_{OFF}	Off-time threshold		1.122	1.243	1.364	V
t_{D-OFF}	COFF threshold to PGATE falling delay			25		ns
t_{ON-MIN}	Minimum on-time			115	211	ns
$t_{OFF-MAX}$	Maximum off-time			300		μs
UNDER VOLTAGE LOCKOUT						
I_{UVLO}	UVLO pin current	$V_{UVLO} = 1V$		10		nA
V_{UVLO-R}	Rising UVLO threshold		1.175	1.243	1.311	V
$I_{UVLO-HYS}$	UVLO hysteresis current			22		μA
ENABLE						
I_{EN}	EN pin current			10		nA
V_{EN-TH}	EN pin threshold	V_{EN} rising			1.74	V
		V_{EN} falling	.5			
V_{EN-HYS}	EN pin hysteresis			420		mV
t_{EN-R}	EN pin rising delay	EN rise - PGATE fall		42		ns
t_{EN-F}	EN pin falling delay	EN fall - PGATE rise		21		ns
THERMAL RESISTANCE						
θ_{JA}	Junction to Ambient	eMSOP-10 Package (Note 5)		50		$^{\circ}C/W$

Note 1: 絶対最大定格とは、IC に破壊が発生したり、使用不能になったり、信頼性や性能が低下する可能性のあるリミット値を示します。これは、絶対最大定格において、または推奨動作定格に示されている動作条件を超える条件でこのデバイスが有効に機能することや品質が劣化しないことは意味していません。「推奨動作定格」とは、デバイスが正常に機能する条件を示しており、この範囲を超えて動作させることは避けてください。

Note 2: 人体モデルでは、100pF のコンデンサから 1.5k Ω の抵抗を通じて各ピンに放電させます。

Note 3: 代表値は規定された条件における最も標準的な値を表すものであり、保証値ではありません。

Note 4: 25 $^{\circ}C$ 時の Min/Max 各リミット値は 100% テストされます。全動作温度範囲におけるリミット値は、統計的品質管理 (SQC) 手法を使用した相関関係に基づいて保証されます。これらのリミット値は、ナショナル セミコンダクターの平均出荷品質レベル (AOQL) の計算に使用されます。

Note 5: θ_{JA} の 50 $^{\circ}C/W$ という値は、DAP をプリント基板の表面または裏面の 2 平方インチ以上の 35 μ 厚の銅箔にハンダ付けした場合の値です。実際の値は、アプリケーション環境によって異なります。

Note 6: 電流センス・スレッショルドのリミット値は、ハイサイド差動アンプの 2 つの極性での結果を平均することにより計算されています。

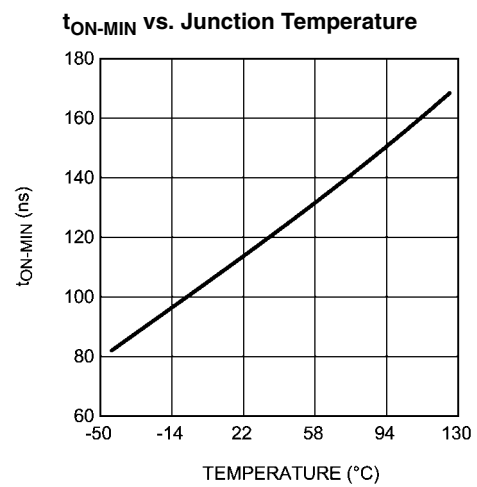
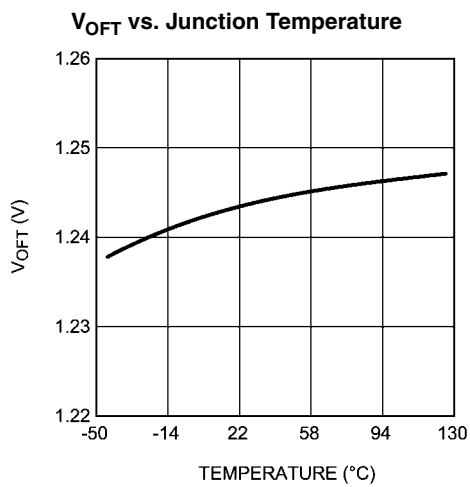
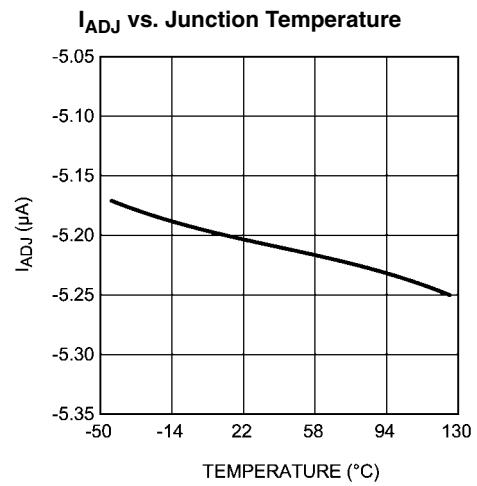
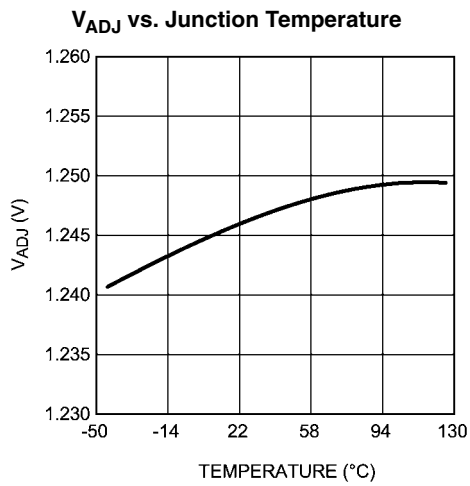
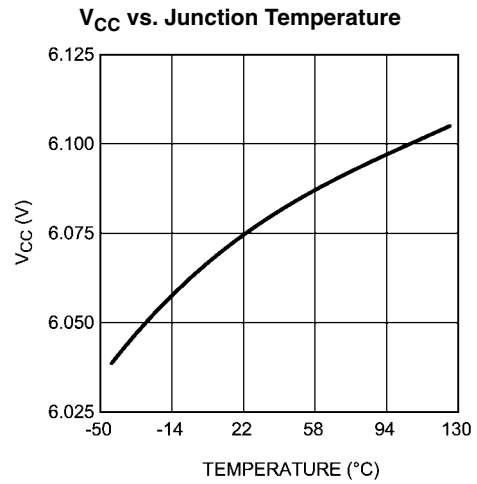
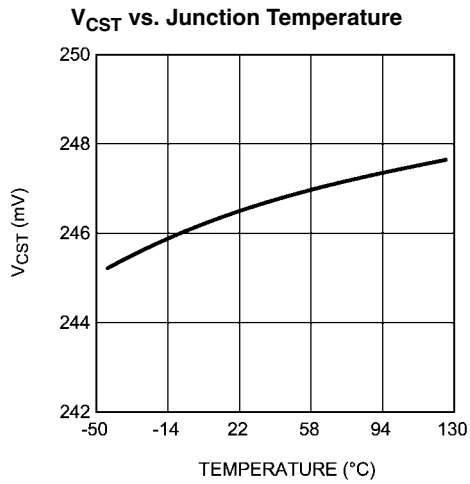
Note 7: 測定は、設計 3 の部品表を用いて行われました。

Note 8: 測定は、設計 3 の部品表を用いて行われました。ただし、LM3409HV の代わりに LM3409 が使用されています。

Note 9: 波形は、AN-1953 の標準的な評価用ボードから取得されました。

代表的な性能特性

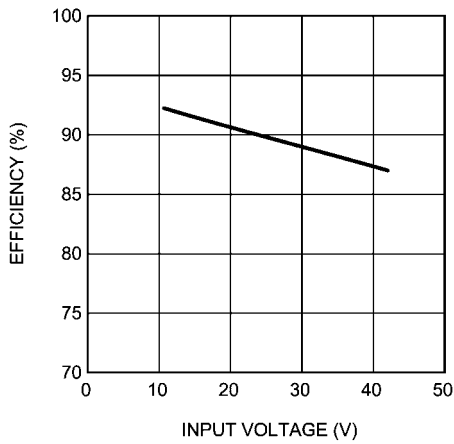
特記のない限り、 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、LM3409 と LM3409HV の特性は同じとします。



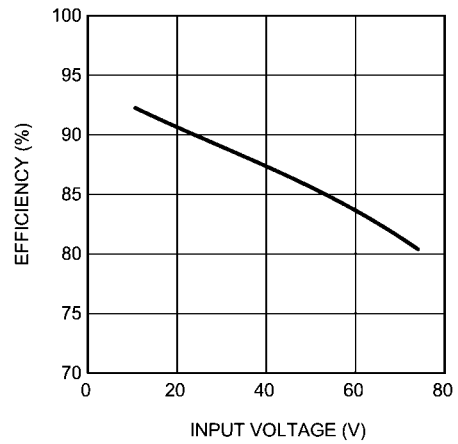
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、LM3409 と LM3409HV の特性は同じとします。

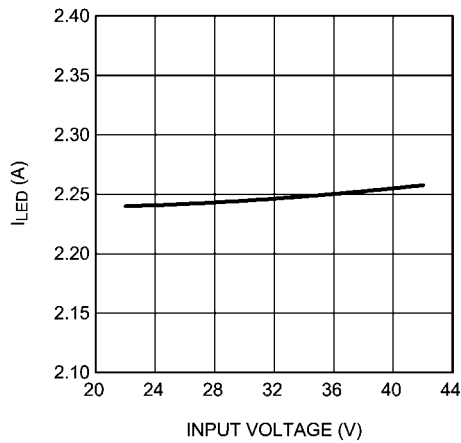
LM3409 Efficiency vs. Input Voltage
 $V_O = 17\text{V}$ (5 LEDs); $I_{LED} = 2\text{A}$ (Note 8)



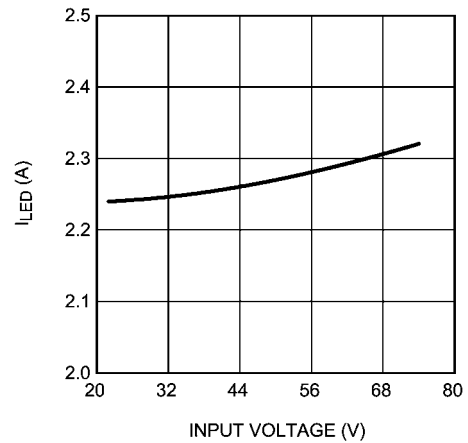
LM3409HV Efficiency vs. Input Voltage
 $V_O = 17\text{V}$ (5 LEDs); $I_{LED} = 2\text{A}$ (Note 7)



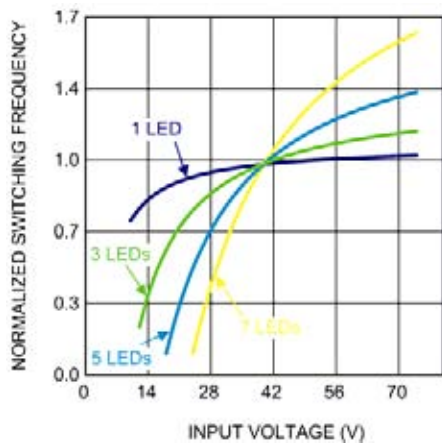
LM3409 LED Current vs. Input Voltage
 $V_O = 17\text{V}$ (5 LEDs) (Note 8)



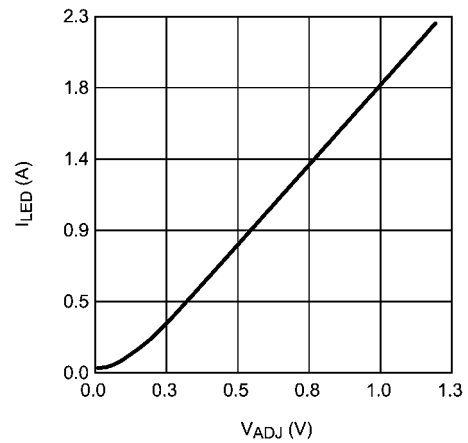
LM3409HV LED Current vs. Input Voltage
 $V_O = 17\text{V}$ (5 LEDs) (Note 7)



Normalized Switching Frequency vs. Input Voltage



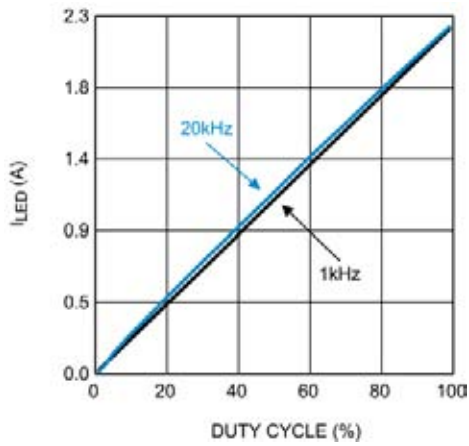
Amplitude Dimming Using IADJ Pin
 $V_O = 17\text{V}$ (5 LEDs); $V_{IN} = 24\text{V}$



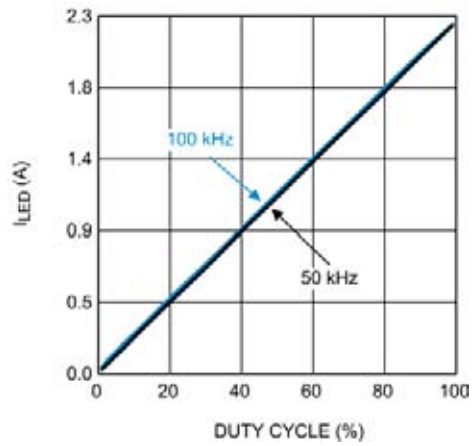
代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、LM3409 と LM3409HV の特性は同じとします。

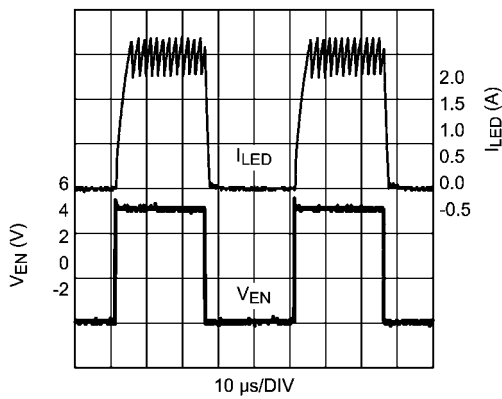
Internal EN Pin PWM Dimming
 $V_O = 17\text{V}$ (5 LEDs); $V_{IN} = 24\text{V}$



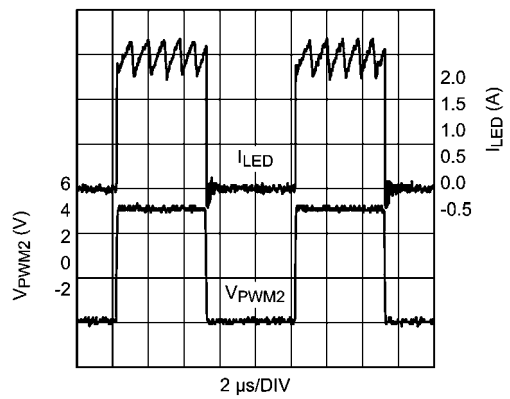
External Parallel FET PWM Dimming
 $V_O = 17\text{V}$ (5 LEDs); $V_{IN} = 24\text{V}$



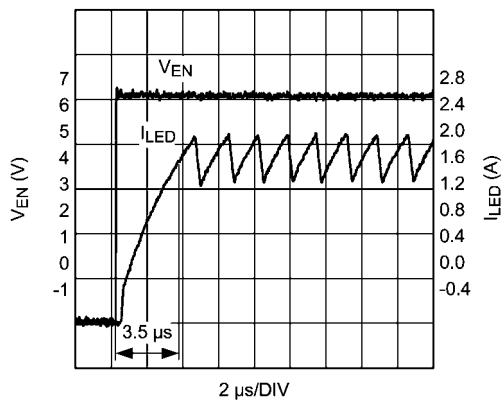
20kHz 50% EN pin PWM dimming
 $V_O = 42\text{V}$ (12 LEDs); $V_{IN} = 48\text{V}$ (Note 9)



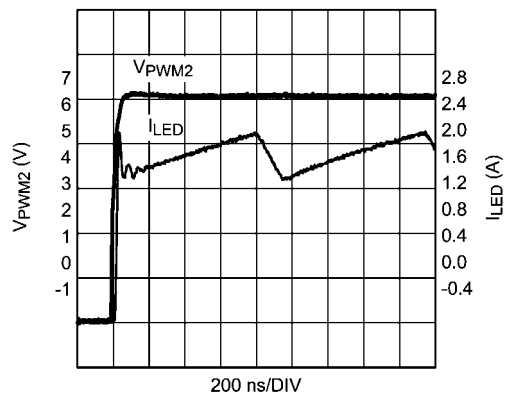
100kHz 50% External FET PWM dimming
 $V_O = 42\text{V}$ (12 LEDs); $V_{IN} = 48\text{V}$ (Note 9)



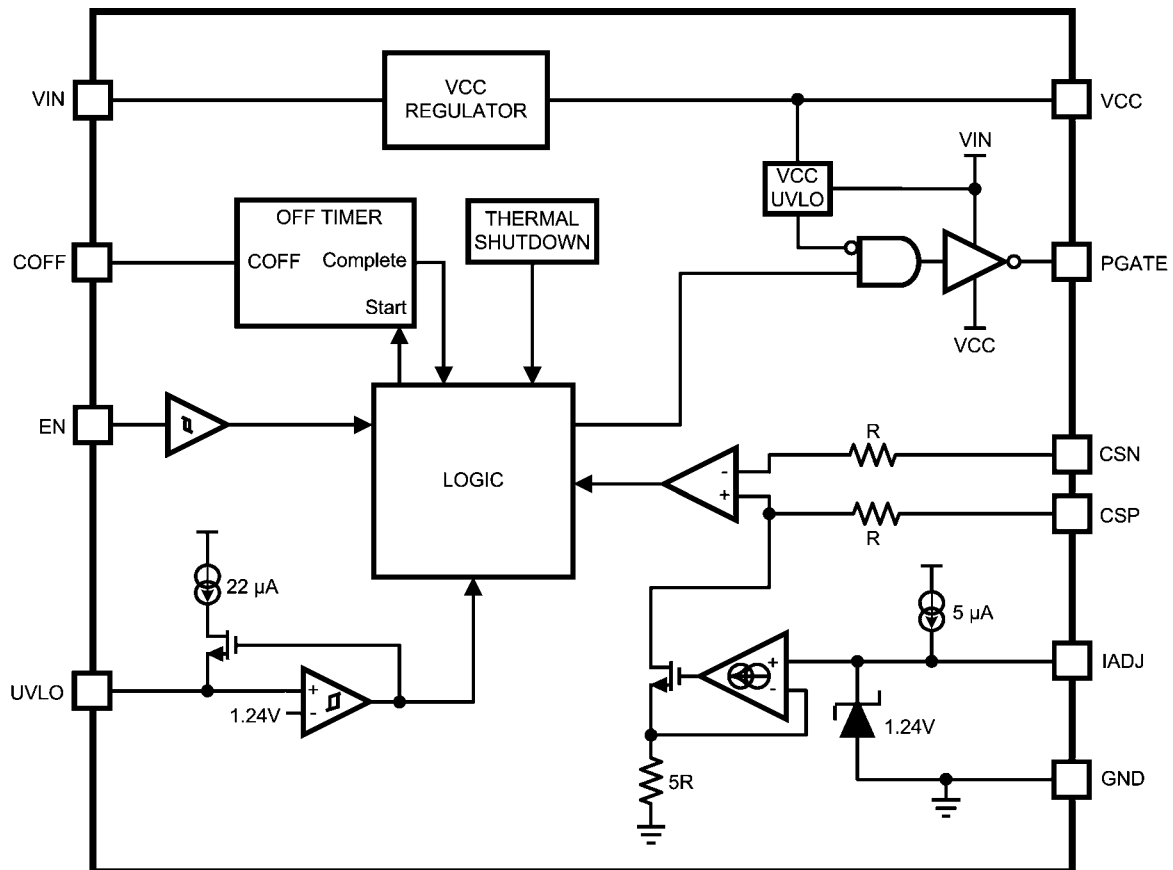
20kHz 50% EN pin PWM dimming (rising edge)
 $V_O = 42\text{V}$ (12 LEDs); $V_{IN} = 48\text{V}$ (Note 9)



100kHz 50% External FET PWM dimming (rising edge)
 $V_O = 42\text{V}$ (12 LEDs); $V_{IN} = 48\text{V}$ (Note 9)



ブロック図



動作原理

LM3409/09HV は、降圧型（バック）電流レギュレータ向けの P チャネル MOSFET (PFET) コントローラであり、LED 負荷の駆動に最適です。このコントローラは幅広い入力電圧範囲を備えており、さまざまな LED 負荷のレギュレーションが可能です。ハイサイド差動電流センスと低い可変スレッショルド電圧との組み合わせにより、高いシステム効率を維持しつつ、優れた出力電流のレギュレーション方式を実現しました。LM3409/09HV にはオフ時間制御 (COFT) アーキテクチャが採用されており、固有のサイクルごとの電流制限を提供しながら、外部制御ループ補償を用いずに連続モード (CCM) と不連続モード (DCM) でコンバータを動作させます。可変電流センス・スレッショルドは全範囲にわたって LED 電流を振幅（アナログ）調光する機能を提供し、高速の出力イネーブル/ディスエーブル機能は外付け部品なしで高周波の PWM 調光を可能にします。LM3409/09HV はコントローラなので、設計の際、到達可能な最大 LED 電流は内部的に制限されません。これはシステム動作点、部品の選択、スイッチング周波数によって決まるものであり、LM3409/09HV は最大 5A の定電流を容易に提供できます。このシンプルなコントローラは、高効率の汎用 LED ドライバの実装に必要なすべての機能を備えています。

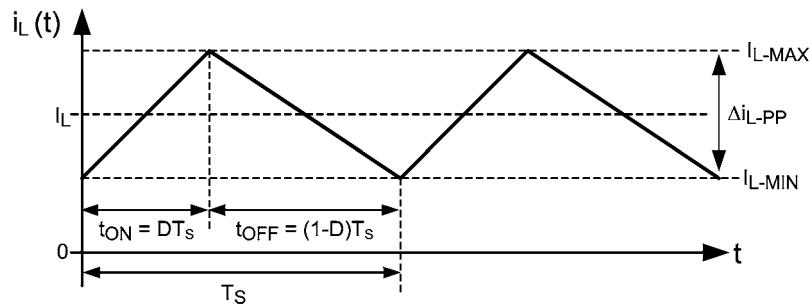
降圧型電流レギュレータ

降圧型レギュレータは、スイッチング・サイクルの全期間でインダクタが負荷に直接接続されている点で、非絶縁型のトポロジとしては独特の回路です。インダクタはそこに流れる電流の変化率を制御するため、負荷への直接接続は電流レギュレーションに適しています。LM3409/09HV を使用した降圧型電流レギュレータを本データシートの 1 ページ「代表的なアプリケーション」に示してあります。PFET (Q1) がターンオン (t_{ON}) になっている間、入力電圧はインダクタ (L1) を充電します。Q1 がターンオフ (t_{OFF}) されると、フライホイール・ダイオード (D1) が順バイアスとなり、L1 が放電します。いずれの期間中も電流が負荷に供給され、LED の順バイアスが維持されます。Figure 1 は、CCM で動作する降圧型コンバータのインダクタ電流 ($i_L(t)$) の波形です。

平均インダクタ電流 (I_L) は平均出力 LED 電流 (I_{LED}) と等しいので、 I_L が正確に制御されていれば、 I_{LED} も適切にレギュレートされます。システムが入力電圧または出力電圧を変更すると、デューティ・サイクル (D) が変更された上で、 I_L と、それに伴い I_{LED} がレギュレートされます。いずれの降圧型レギュレータの場合でも、D は変換比を効率 (η) で除算した値になります。

$$D = \frac{V_o}{\eta \times V_{IN}}$$

動作原理 (つづき)

FIGURE 1. Ideal CCM Buck Converter Inductor Current $i_L(t)$

オフ時間制御 (COFT) アーキテクチャ

LM3409/09HV では、 I_{LED} の制御に COFT アーキテクチャを採用しています。これは、ピーク電流検出と、出力電圧に応じて変化するワンショット・オフタイムを組み合わせたものです。デューティ・サイクル (D) は、動作点に応じた t_{OFF} と t_{ON} の変化に基づいて間接的に制御されます。このため、動作範囲全体にわたって可変なスイッチング周波数を得られます。この種のヒステリシス制御を利用すると、多くのスイッチング・レギュレータで必要な制御ループ補償が不要になり、設計プロセスの簡略化と高速負荷応答の提供が実現します。

可変ピーク電流制御

スイッチング周期の前半では、PFET Q1 がターンオンし、インダクタ電流が増加します。ピーク電流が検出されると、Q1 がターンオフし、ダイオード D1 が順バイアスとなって、インダクタ電流が減少します。Figure 2 に示すように、電流が電流設定抵抗 (R_{SNS}) を流れるときに差動電圧信号が発生し、この信号によってピーク電流検出が行われます。 R_{SNS} の両端電圧 (V_{SNS}) を可変電流センス・スレッシュホールド (V_{CST}) と比較した結果、 V_{SNS} が V_{CST} を上回っており、 t_{ON} が t_{ON} の最小値 (115ns (typ)) よりも大きければ、Q1 がターンオフします。

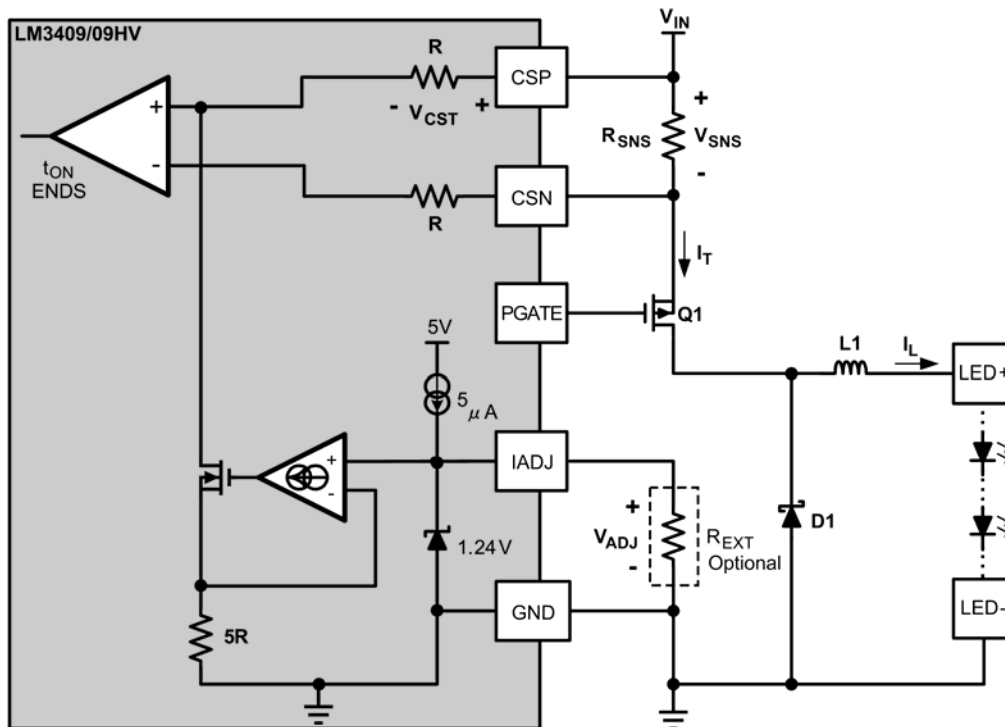


FIGURE 2. Peak Current Control Circuit

動作原理 (つづき)

多機能の IADJ ピンで電流センス・スレッシュホールド (V_{CST}) を設定するには 3 種類の方式があります。

1. IADJ ピンを開放: $5\mu\text{A}$ の内部電流源によってツェナー・ダイオードにバイアスが掛かり、IADJ ピンの電圧 (V_{ADJ}) が 1.24V にクランプされるので、最大スレッシュホールド電圧は次式のようになります。

$$V_{CST} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times R} \times R = \frac{V_{ADJ}}{5} = \frac{1.24\text{V}}{5} = 248\text{ mV}$$

2. $0\text{V} \sim 1.24\text{V}$ の外部電圧 (V_{ADJ}): IADJ ピンに印加し、 $0\text{V} \sim 248\text{mV}$ の間で V_{CST} を調整します。 V_{ADJ} 電圧が可変の場合は、アナログ調光が可能です。
3. 外付け抵抗 (R_{EXT}) を IADJ ピンとグラウンドの間に接続: $5\mu\text{A}$ の電流源によって、 V_{ADJ} 電圧や対応するスレッシュホールド電圧が次式のように設定されます。

$$V_{CST} = \frac{V_{ADJ}}{5} = \frac{5\mu\text{A} \times R_{EXT}}{5} = 1\mu\text{A} \times R_{EXT}$$

オフ時間制御

Q1 はターンオフされると、Figure 3 に示す外付け抵抗 (R_{OFF})、外付けコンデンサ (C_{OFF})、出力電圧 (V_O) によってプリセットされた一定の時間 (t_{OFF}) オフになります。 I_{LED} は正確にレギュレートされるので、入力電圧と温度が幅広く変動しても V_O はほぼ一定となり、それに伴い t_{OFF} もほぼ一定になります。

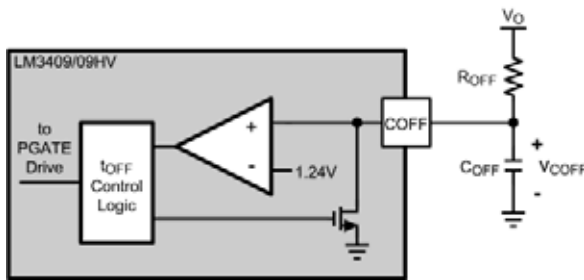


FIGURE 3. Off-Time Control Circuit

t_{OFF} の開始時に、 C_{OFF} の両端電圧 ($v_{COFF}(t)$) がゼロになり、 R_{OFF} と C_{OFF} によって定められた時定数に従ってコンデンサが充電を開始します。 $v_{COFF}(t)$ がオフ時間スレッシュホールド ($V_{OFT} = 1.24\text{V}$) に達すると、オフ時間が終了し、 $v_{COFF}(t)$ がゼロにリセットされます。 t_{OFF} は次式で計算できます。

$$t_{OFF} = -R_{OFF} \times (C_{OFF} + 20\text{ pF}) \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{V_O}\right)$$

実際には、 C_{OFF} と並列に接続されたオフタイム・ピンに 20pF (typ) の寄生容量が存在し、 t_{OFF} の計算で使用されます。また、適切に設計された回路では対数の結果が負になるので、 t_{OFF} の式の先頭には負の符号が付いています。そのため、 V_O が 1.24V を上回る場合、結果として得られる t_{OFF} は正の値になります。 V_O が 1.24V 未満の場合は、オフタイムが V_{OFT} に到達できないので、内部的に制限された最大オフ時間 ($300\mu\text{s}$ (typ)) が適用されます。

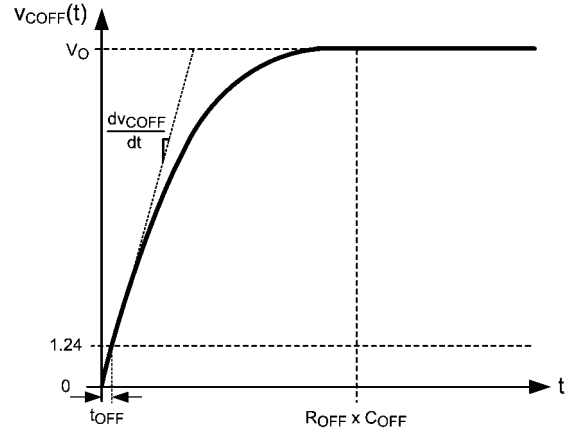


FIGURE 4. Exponential Charging Function $v_{COFF}(t)$

t_{OFF} の式は非線形ですが、ほとんどのアプリケーションの場合、 t_{OFF} はきわめて線形に近くなります。 C_{OFF} ピンにおける 20pF の寄生容量を無視すると、 $v_{COFF}(t)$ は Figure 4 のように示せません。 $v_{COFF}(t)$ の時間導数を計算することにより、 t_{OFF} の式の直線近似を得られます。

$$\frac{dv_{COFF}(t)}{dt} = \frac{V_O}{R_{OFF} \times C_{OFF}} e^{-\left(\frac{t_{OFF}}{R_{OFF} \times C_{OFF}}\right)}$$

$t_{OFF} \ll R_{OFF} \times C_{OFF}$ の場合 ($V_O \gg 1.24\text{V}$ の場合に相当)、関数のスロープは基本的に線形になり、 t_{OFF} は C_{OFF} に充電する電流源のように近似できます。

$$t_{OFF} \approx \frac{1.24\text{V} \times R_{OFF} \times C_{OFF}}{V_O}$$

実際の t_{OFF} の式を使用すると、CCM で動作する降圧型電流レギュレータのインダクタ電流リップル (Δi_{L-PP}) は次式で計算できます。

$$\Delta i_{L-PP} = \frac{-V_O \times R_{OFF} \times (C_{OFF} + 20\text{ pF}) \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{V_O}\right)}{L1}$$

t_{OFF} の近似を使用すると、式は次のようになります。

$$\Delta i_{L-PP} \approx \frac{1.24 \times R_{OFF} \times C_{OFF}}{L1}$$

CCM (連続モード) で動作している場合、 Δi_{L-PP} は V_{IN} にも V_O にも依存しません。

Δi_{L-PP} の近似は、 R_{OFF} 、 C_{OFF} 、 $L1$ のみに依存します。したがって、 $V_O \gg 1.24\text{V}$ の場合 (t_{OFF} の近似が有効の場合)、リップルは基本的に動作範囲全体にわたって一定です。 t_{OFF} の近似の例外は、IADJ ピンがアナログ調光に使用される場合に発生します。LED/インダクタ電流が減少すると、最終的にコンバータが DCM (非連続モード) に移行し、ピーク電流スレッシュホールドに従ってリップルが減少します。近似からは、LM3409/09HV では幅広い動作範囲にわたって一定のリップルを維持できることがわかりますが、 t_{OFF} の計算には最初に掲載した実際の式を使用すべきです。

動作原理 (つづき)

平均 LED 電流

降圧型コンバータの場合、平均 LED 電流は単純に平均インダクタ電流です。

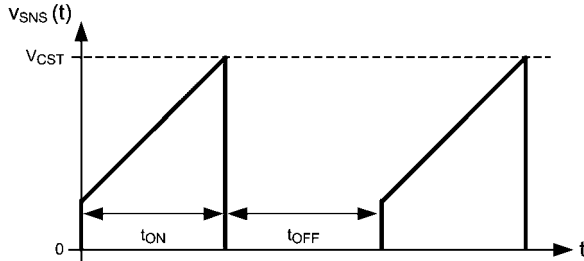


FIGURE 5. Sense Voltage $v_{SNS}(t)$

COFT アーキテクチャを利用した場合、ピーク・トランジスタ電流 (I_{T-MAX}) は Figure 5 のように検出されます。ピーク・トランジスタ電流は、次式で求められるピーク・インダクタ電流 (I_{L-MAX}) と等しくなります。

$$I_{L-MAX} = I_{T-MAX} = \frac{V_{CST}}{R_{SNS}} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times R_{SNS}}$$

I_{L-MAX} はピーク電流制御、 Δi_{L-PP} はオフタイム制御によって設定されるので、 I_L と対応する I_{LED} は次式で計算できます。

$$I_{LED} = I_L = I_{L-MAX} - \frac{\Delta i_{L-PP}}{2} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times R_{SNS}} - \frac{V_O \times t_{OFF}}{2 \times L1}$$

ハイサイド・センス・コンパレータから見たスレッショルド電圧 V_{CST} は、コンパレータの入力オフセット電圧の影響を受けるので、 I_{L-MAX} と、最終的には I_{LED} で計算誤差の原因となります。この問題を緩和するには、コンパレータ入力極性をサイクルごとに切り替えます。このようにすると、Figure 6 に示すように、実際の I_{L-MAX} は、理論上の I_{L-MAX} から等距離にある 2 つのピーク値 (I_{L-MAXH} と I_{L-MAXL}) の間で切り替わります。この平均化によって、 I_{LED} の正確さが維持されます。

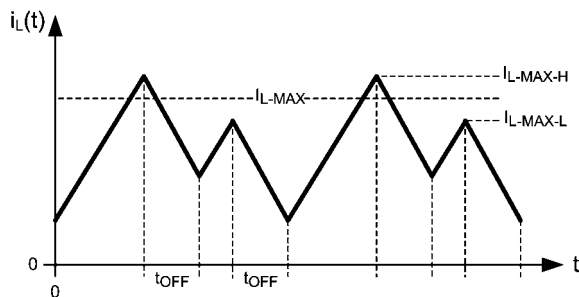


FIGURE 6. Inductor Current $i_L(t)$ Showing I_{L-MAX} Offset

インダクタ電流リップル

LM3409/09HV は差動電流センス・コンパレータの極性をサイクルごとに切り替えるので、 I_{LED} の正確なレギュレーションを維持するには最小限のインダクタ電流リップル (Δi_{L-PP}) が必要です。Figure 6 では、最初の t_{ON} が 2 つの極性切り替えスレッショルドのうち上側 (I_{L-MAXH} に相当) で終了しています。続く t_{OFF} で i_L が減少してから、第 2 の t_{ON} が開始されています。 t_{OFF} が短すぎる場合は、第 2 の t_{ON} の開始時点でも i_L が下側のピーク電流スレッショルド (I_{L-MAXL} に相当) を上回り、最小限の t_{ON} パルスが続きます。この結果、 I_{LED} のレギュレーション特性が低下します。 I_{LED} の正確なレギュレーションを維持するには、次式に従った最小限のインダクタ電流リップル ($\Delta i_{L-PP-MIN}$) が必要になります。

$$\Delta i_{L-PP-MIN} > \frac{24 \text{ mV}}{R_{SNS}}$$

スイッチング周波数

スイッチング周波数は、実際の動作点 (V_{IN} および V_O) に依存します。アプリケーションによっては V_O が比較的一定に保たれるので、スイッチング周波数は V_{IN} に応じて変動します (V_{IN} が増加すると周波数も増加)。公称動作点における目標スイッチング周波数 (f_{SW}) 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。LM3409/09HV のオフ時間は、最大 5MHz 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 (理論上の限界値は最小 t_{ON} によって決まります)。ただし実際には、ゲート駆動の制限、高入力電圧、熱への配慮により、1MHz を超えるスイッチング周波数を得るのは困難です。

CCM (連続モード) の動作点における f_{SW} は、次のように定義されます。

$$f_{SW} = \frac{1-D}{t_{OFF}} = \frac{1 - \left(\frac{V_O}{\eta \times V_{IN}} \right)}{t_{OFF}}$$

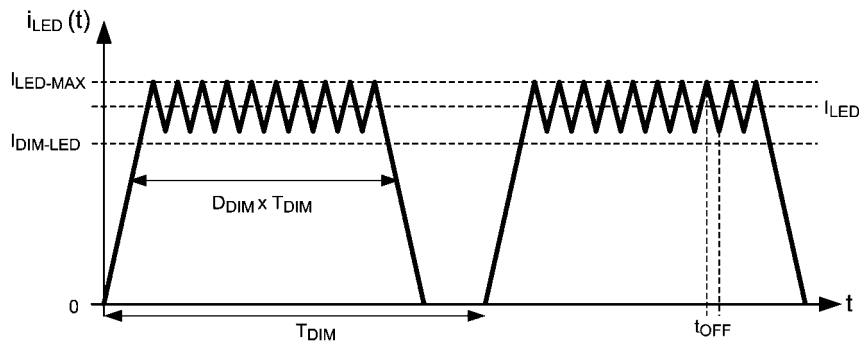
DCM (非連続モード) の動作点における f_{SW} は、次のように定義されます。

$$f_{SW} = \frac{1}{t_{ON} + t_{OFF}} = \frac{1}{\left(\frac{I_{L-MAX} \times L1}{V_{IN} - V_O} \right) + t_{OFF}}$$

CCM の式では、スイッチング周波数の計算要素として効率 (η) が使用されています。効率の推定は困難であり、スイッチング周波数は入力電圧に応じて変動するので、公称スイッチング周波数を設定する際、精度は重要ではありません。したがって、LM3409/09HV では一般的に、効率を 85% ~ 100% と仮定します。効率を近似して公称スイッチング周波数の目標を設定するには、次の条件を満たさなければなりません。

$$\eta > \frac{V_O}{V_{IN}}$$

動作原理 (つづき)

FIGURE 7. LED Current $i_{LED}(t)$ During EN Pin PWM Dimming

ENピンによる PWM 調光

イネーブル (EN) ピンは、LED の PWM 調光を行うための TTL 互換の入力です。ENピンをロジック Low (0.5V 未満) とすると、内部のドライバがディスエーブルされ LED アレイへの電流が遮断されます。ENピンがロジック Low の間も、ロジック High (1.74V を超える電圧) に戻った場合に LED アレイを再度オンにする時間を最短にするため、サポート回路 (ドライバ、バンドギャップ、V_{CC} レギュレータ) はアクティブ状態のままです。

Figure 7 に、PWM 調光中の LED 電流 ($i_{LED}(t)$) を示します。PWM 調光では、調光期間 (T_{DIM}) で PFET のスイッチングが行われている割合がデューティ・サイクル (D_{DIM}) となります。 T_{DIM} の残りの期間は、PFET がディスエーブルになります。調光された平均 LED 電流 ($I_{DIM-LED}$) は、次式で計算できます。

$$I_{DIM-LED} = D_{DIM} \times I_{LED}$$

LED 電流の立ち上がり / 立ち下がり時間 (インダクタのスループレートと、EN ピンのアクティブ化から外付け PFET への応答までの遅延時間によって制限) により、達成可能な T_{DIM} と D_{DIM} が制限されます。一般に、エイリアシングを防止するために調光周波数は定常状態のスイッチング周波数よりも少なくとも 1 桁は低くする必要があります。ただし、調光範囲全体にわたって適切な線形応答を得るには、調光周波数をさらに低くしなければなりません。

高耐圧負バイアス・レギュレータ

LM3409/09HV には内部リニア・レギュレータがあり、定常状態の V_{CC} ピン電圧は通常、V_{IN} ピンの電圧より 6.2V 低くなっています。V_{CC} ピンは、IC のできる限り近くに接続した 1 μ F 以上のセラミック・コンデンサで V_{IN} ピンにバイパスしてください。

入力アンダーボルテージ・ロックアウト (UVLO)

Figure 8 に示すように、UVLO は V_{IN} と GND の間に接続された抵抗分圧回路によって設定され、1.24V のスレッショルドと比較されます。入力電圧がプリセット済みの UVLO 立ち上がりスレッショルドを超えると (デバイスがイネーブルと仮定)、内部回路がアクティブになり、UVLO ピンの 22 μ A 電流源がターンオンします。この追加の電流がもたらすヒステリシスにより、下側の UVLO 立ち下がりスレッショルドが生成されます。UVLO の立ち上がりスレッショルドと立ち下がりスレッショルドの両方を設定できるように、抵抗分圧回路を選択します。

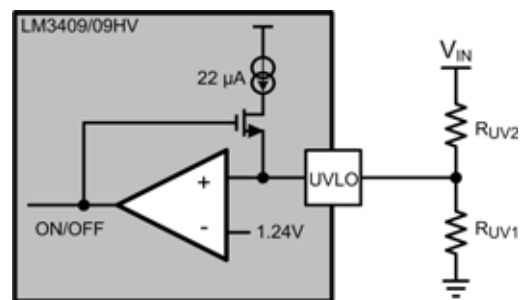


FIGURE 8. UVLO Circuit

ターンオン・スレッショルド ($V_{TURN-ON}$) は次のように定義されます。

$$V_{TURN-ON} = \frac{1.24V \times (R_{UV1} + R_{UV2})}{R_{UV1}}$$

ヒステリシス (V_{HYS}) は次のように定義されます。

$$V_{HYS} = R_{UV2} \times 22 \mu A$$

低消費電力シャットダウン

V_{CC} が V_{CC} UVLO スレッショルド (3.73V (typ)) を下回るまで EN 端子をグラウンド (0.5V 未満の任意の電圧) に接続すると、LM3409/09HV を低消費電力シャットダウン (110 μ A (typ)) に移行できます。通常動作時は、この端子を 1.74V よりも高く絶対最大入力電圧定格よりも低い電圧に接続してください。

サーマル・シャットダウン

最大接合部温度を超えた場合に IC を保護する目的でサーマル・シャットダウン回路が内蔵されています。サーマル・シャットダウンのスレッショルドは 160 $^{\circ}$ C であり、15 $^{\circ}$ C のヒステリシス特性を持っています (いずれの値も代表値です)。サーマル・シャットダウン時は PFET とドライバがディスエーブルされます。

設計上の考慮事項

ドロップアウトに近い動作

パワー MOSFET は PFET なので、LM3409/09HV はドロップアウト動作になることがあり、入力電圧が出力電圧とほぼ等しくなると発生します。入力電圧が公称出力電圧を下回っても、スイッチは一定してオン (D=1) のままであり、出力電圧は入力電圧とともに低下します。平均 LED 電流は通常動作時、ピーク電流スレッシュホールドからリップルの半分の値を引いたものにレギュレートされます。コンバータがドロップアウトになると、スイッチングが行われなくなるので、LED 電流はピーク電流スレッシュホールドと正確に同じになります。つまり、LED 電流はドロップアウトへの移行時に、設定されたリップル電流の半分だけ増加します。したがって、インダクタ電流リップルをできる限り小さくし (ただし、設定済みの最小値よりは大きくします)、出力コンデンサ容量を追加することにより、ドロップアウトに近付いても適切なライン・レギュレーションを維持できるようにしてください。

LED のリップル電流

LED アレイを流れるリップル電流の選定は、標準的な電圧レギュレータの出力リップル電圧の選定に似ています。電圧レギュレータの出力電圧リップルが通常、DC 出力電圧の $\pm 1\%$ ~ $\pm 5\%$ であるのに対し、LED メーカーは通常、 Δi_{LED-PP} の範囲として I_{LED} の $\pm 5\%$ ~ $\pm 20\%$ を推奨しています。公称システム動作点については、 Δi_{LED-PP} の仕様値を大きくすると、必要なインダクタ・サイズを削減したり、出力コンデンサを小型化 (または出力コンデンサを省略) したりすることによってソリューション全体のサイズやコストを最小限に抑えられます。逆に Δi_{LED-PP} の仕様値を小さくすると、出力インダクタンス、スイッチング周波数、または出力コンデンサ容量の増加が必要になります。

出力コンデンサを使用しない降圧型コンバータ

電圧ではなく電流がレギュレートされる降圧型電流レギュレータでは、負荷電流の変動が発生しないので、負荷への電力供給や出力電圧の維持に当たって出力コンデンサは必要ありません。これは、LED 負荷の高周波 PWM 調光を行う際に非常に役立ちます。出力コンデンサを使用しない場合は、 Δi_{L-PP} の設計式を Δi_{LED-PP} に対しても適用できます。

出力コンデンサを使用した降圧型コンバータ

LED と並列にコンデンサを接続することにより、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、 Δi_{LED-PP} を低減できます。出力コンデンサを使用するとインダクタンス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。あるいは、インダクタの値はそのままにして回路の動作周波数を下げることができます。これによって効率が向上し、最大許容平均出力電圧が増加します。並列出力コンデンサはインダクタまたは入力電圧の許容誤差が大きいアプリケーションにも有効です。コンデンサを追加して Δi_{LED-PP} を目標値よりも十分に小さくすれば、インダクタンスや V_{IN} の変動に対する余裕を大きく取れ、これらの変動によって最大 Δi_{LED-PP} が増大することを防止できます。

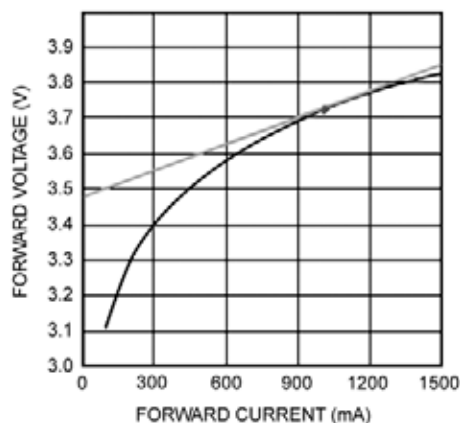


FIGURE 9. Calculating Dynamic Resistance r_D

出力コンデンサ容量 (C_O) は、目標とする Δi_{LED-PP} と LED の動的抵抗 (r_D) によって決まります。 r_D は、Figure 9 に示すように、公称動作点における LED の指数関数的 DC 特性の slope として計算できます。公称動作点における順方向電流で順方向電圧を除外しても正しい答えは得られず、値は 5 倍から 10 倍大きくなります。 n 個の直列接続された LED の動的全抵抗は、1 個の LED の r_D の n 倍として計算します。次式によって、並列コンデンサを使用した場合の Δi_{LED-PP} を推定します。

$$\Delta i_{LED-PP} = \frac{\Delta i_{L-PP}}{1 + \frac{r_D}{Z_C}}$$

$$Z_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{sw} \times C_O}$$

一般に、 Z_C を r_D の半分以上にすると、リップルを効果的に削減できます。出力コンデンサには、他のタイプと比較して、リップル電流定格が大きく、ESR、コスト、サイズが小さいセラミック・コンデンサが最適です。セラミック・コンデンサの選定時は、アプリケーションの動作条件に十分注意を払う必要があります。セラミック・コンデンサは、定格 DC 電圧を印加すると半分以上の容量が失われる場合があり、また高温側でも容量が低下します。推奨デレーティングが存在しないか、また動作時の電圧条件と温度条件で容量に大きな変化がないか、必ず確認してください。

出力オーバーボルテージ保護

LM3409/09HV は降圧型電流レギュレータを制御するので、出力オーバーボルテージ保護は本来不要です。LED 負荷が開放されている場合、出力ノードに存在する寄生インダクタンスと容量のため、出力電圧は入力電圧にリングングを加えた高さまでしか上昇しません。アプリケーションでセラミック出力コンデンサを使用するのであれば、入力電圧と同じ最小定格が必要です。出力ノードでリングングが発生しても、ほとんどのセラミック・コンデンサは、リップル電流定格が大きいので損傷を受けません。

設計上の考慮事項 (つづき)

入力コンデンサ

入力コンデンサは、最小容量とRMSリップル電流の要件に従って選定します。 t_{ON} 時の PFET 電流は I_{LED} とほぼ同じなので、 t_{ON} 時には入力コンデンサが I_{LED} と平均入力電流 (I_{IN}) の差を放電します。 t_{OFF} 時には、入力電圧源が I_{IN} で入力コンデンサを充電します。最小入力容量 (C_{IN-MIN}) は、許容可能な最大入力電圧リップル (ΔV_{IN-MAX}) に基づいて選択します。

ΔV_{IN-MAX} は、 t_{ON} 、つまり負荷電流が供給される期間の、 C_{IN} の両端間の電圧変化に等しくなります。 C_{IN} を選定する際は、 V_{IN} の 2% ~ 10% となる ΔV_{IN-MAX} から始めます。 C_{IN-MIN} は次式で計算できます。

$$C_{IN-MIN} = \frac{I_{LED} \times t_{ON}}{\Delta V_{IN-MAX}} = \frac{I_{LED} \times \left(\frac{1}{f_{SW}} - t_{OFF} \right)}{\Delta V_{IN-MAX}}$$

容量が C_{IN-MIN} の計算値より 75% 以上大きい入力コンデンサを推奨します。RMS 入力電流定格 (I_{IN-RMS}) を決定するには、次の近似を使用します。

$$I_{IN-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D \times (1-D)} = I_{LED} \times f_{SW} \times \sqrt{t_{ON} \times t_{OFF}}$$

この近似ではインダクタ・リップル電流がないと仮定しているので、予想されるリップル量によっては値が 10% ~ 30% 増加します。入力コンデンサには、「出力コンデンサを使用した降圧型コンバータ」で述べた理由によりセラミック・コンデンサが最適です。コンデンサを選定する際は、動作時の公称電圧 / 温度における容量定格を確認する必要があります。

P チャネル MOSFET (PFET)

LM3409/09HV は、スイッチング・レギュレータ向けのメイン・パワー MOSFET として外付け PFET (Q1) を必要とします。Q1 については、電圧定格を最大入力電圧より 15% 以上高くして、スイッチ・ノードのリングング中に安全な動作を確保する必要があります。実際には、あらゆるスイッチング・コンバータのスイッチ・ノードに、ダイオードの寄生容量と配線インダクタンスによる、ある程度のリングングが発生します。また、PFET の電流定格は、平均トランジスタ電流 (I_T) より 10% 以上高くする必要があります。

$$I_T = D \times I_{LED}$$

RMS トランジスタ電流 (I_{T-RMS}) と PFET オン抵抗 (R_{DS-ON}) に基づいて電力損失 (P_T) を計算し、電力定格を検証します。

$$I_{T-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{\Delta i_{L-PP}}{I_{LED}} \right)^2 \right)}$$

$$P_T = I_{T-RMS}^2 \times R_{DS-ON}$$

Q1 のゲート電荷について検討することが重要です。COFTアーキテクチャでは、入力電圧が公称電圧から最大入力電圧に増加するにつれて、スイッチング周波数が自然に増加します。主なスイッチング損失は、入力電圧、スイッチング周波数、PFET の総ゲート電荷 (Q_g) によって決まります。LM3409/09HV では、ターンオン / ターンオフの際、Q1 の入力コンデンサに対する電荷 Q_g の供給 / 削除を必要とします。これは、スイッチング周波数が増加するほど、発生回数が増加します。この場合、内部レギュレータからより多くの電流が必要になり、内部消費電力が増加して、最終的には LM3409/09HV で熱的なサイクルが開始されます。動作点の範囲が定められている場合、このようなスイッチング損失を効果的に削減できる唯一の方法は、 Q_g を最小限に抑えることです。

一般的には、 $Q_g < 30nC$ となるように制限します (スイッチング周波数が動作範囲全体にわたって 300kHz 未満の場合は、 Q_g の増加を検討しても構いません)。 R_{DS-ON} が小さく電圧定格が高い PFET が必要な場合は、 $Q_g > 30nC$ で PFET を使用する以外に選択肢がないかもしれません。

$Q_g > 30nC$ で PFET を使用する場合は、バイパス・コンデンサ (C_F) を VIN ピンに接続しないでください。そのようにすると、スイッチング中に R_{SNS} でのピーク電流検出が PFET 入力コンデンサの充電の影響を受けず、ピーク検出コンパレータが誤ってトリガされる可能性があります。代わりに、 C_F は VCC ピンと CSN ピンの間に接続してください。 V_{CST} と、最終的には I_{LED} で少量の DC オフセットが生じますが、誤ったトリガを防止できます。

一般に、 R_{DS-ON} を最小限に抑えつつ、可能な限り Q_g の仕様を満たせるように、PFET を選択する必要があります。こうすれば、電力損失を最小限に減らしながら、動作範囲全体にわたってデバイスを適切に動作できます。

フライホイール・ダイオード

t_{OFF} のときにインダクタ電流を流すには、フライホイール・ダイオード (D1) が必要です。D1 には、順方向電圧降下が低く、逆方向回復時間がほぼゼロのショットキ・ダイオードを使用するのが最も効率的です。Q1 と同様に D1 も、電圧定格を最大入力電圧より 15% 以上高くしてスイッチ・ノードのリングング中に安全な動作を確保することと、電流定格を平均ダイオード電流 (I_D) より 10% 以上高くすることが必要です。

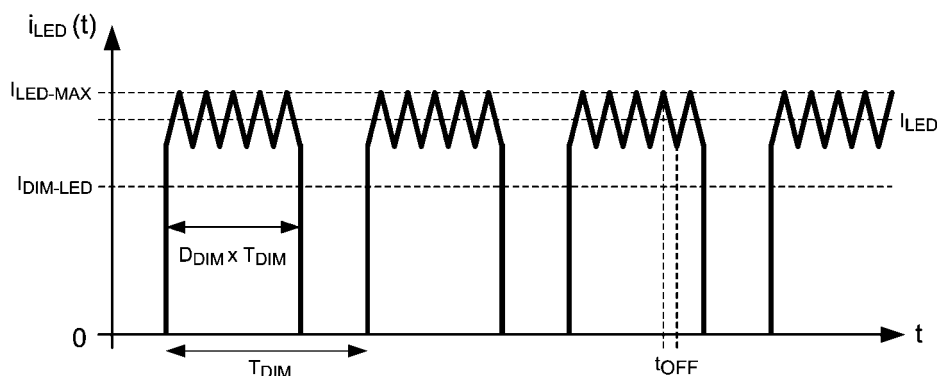
$$I_D = (1-D) \times I_{LED}$$

その上で、ダイオードでの電力損失を計算し、電力定格を検証します。これは、製品データシートの I-V 曲線からダイオードの順方向電圧 (V_D) の代表値を調べ、次式のように計算すると行えます。

$$P_D = I_D \times V_D$$

一般に、電流が大きいダイオードほど V_D が低くなり、電力損失と温度上昇を最小限に抑えられる高性能パッケージを実現できます。

設計上の考慮事項 (つづき)

FIGURE 10. Ideal LED Current $i_{LED}(t)$ During Parallel FET Dimming

外付け並列 FET PWM 調光

降圧型トポロジの LED ドライバは、出力コンデンサが不要で高いスルーレートを達成可能なため、並列 FET 調光に適した選択肢です。これを選択した場合、EN ピンを使用するよりもはるかに高い調光周波数を得られます。外付け並列 FET 調光の利用時は、出力の短絡により最大オフ時間が発生することがあります。このような状況の軽減に当たっては、イネーブル・ピンの容量性カップリングを利用できます。

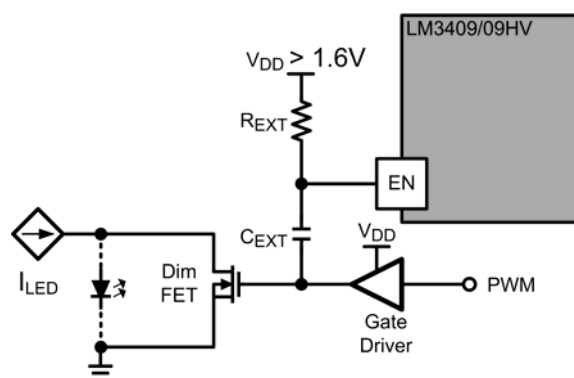


FIGURE 11. External Parallel FET Dimming Circuit

Figure 11 に示すように、小容量のコンデンサ (C_{EXT}) を並列調光 FET のゲート駆動信号と EN ピンの間に接続し、プルアップ抵抗 (R_{EXT}) を EN ピンと調光 FET ゲート・ドライバ用外部 V_{DD} 電源の間に接続します。このように接続すると、LED 電圧のすべての立ち上がりエッジに対応してオンタイムが強制的に再開されるので、不要な最大オフ時間状態が発生しません。この種の調光の場合、EN ピンは調光を制御せず、単にコントローラをリセットするのみです。設計上の適切な選択肢としては、 t_{OFF} よりも小さい時定数を提供できるように R_{EXT} と C_{EXT} のサイズを調整します。

$$t_{OFF} > R_{EXT} \times C_{EXT}$$

並列 FET PWM 調光時の理想的な LED 電流波形 $i_{LED}(t)$ は、先に示した EN ピン PWM 調光とよく似ています。Figure 10 に示すように、LED 電流の立ち上がり / 立ち下がりは無限に高速なわけではありませんが、この方式を利用すると、並列調光 FET の速度のみで調光周波数と調光デューティ・サイクルを制限できます。この方式では、EN ピンを使用するよりもはるかに高速な PWM 調光が可能です。

回路レイアウト

スイッチング・コンバータの性能を決めるのは部品選定だけではなく、プリント基板のレイアウトも重要な影響を与えます。次に述べる基本的なガイドラインに従うと、ノイズを最大限に除去し、回路内での EMI の発生を最小限に抑えられます。

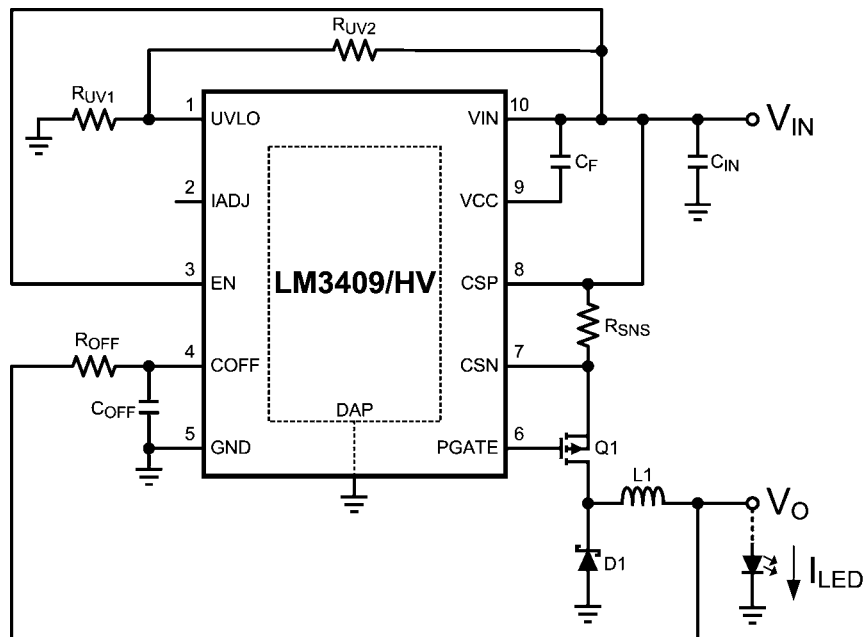
不連続な電流は、EMI の発生原因となる可能性が高いため、経路の配線時は配慮が必要です。LM3409/09HV の降圧型コンバータにおける不連続な電流の主な経路として、入力コンデンサ (C_{IN})、フライホイール・ダイオード (D1)、P チャネル MOSFET (Q1)、センス抵抗 (R_{SNS}) が挙げられます。このループはできる限り小さくし、さらに、3 つの部品間の接続を短く太いものにして寄生インダクタンスを最小限に抑えてください。特にスイッチ・ノード (L1、D1、Q1 を接続するノード) は、部品を接続しても流れる電流によって過熱しない十分広い領域を確保するようにします。

IADJ、COFF、CSN、CSP の各ピンはすべて、外部ノイズが重畳しやすいハイインピーダンス制御入力なので、これらのハイインピーダンス・ノードを含むループはできる限り小さくする必要があります。最も影響を受けやすいループにはセンス抵抗 (R_{SNS}) が含まれており、これは CSN ピンと CSP ピンのできるだけ近くに配置して、ノイズを最大限排除してください。同じ理由から、オフ時間コンデンサ (C_{OFF}) は COFF ピンと GND ピンの近くに配置します。また、外付け抵抗 (R_{EXT}) を使用して IADJ ピンにバイアスを掛ける場合は、IADJ ピンと GND ピンの近くに配置します。

LED または LED アレイを LM3409/09HV から離して (数インチ以上) 配置するアプリケーション、または配線ハーネスによって接続される独立した PCB 上に実装するアプリケーションがあります。出力コンデンサを使用し、LED アレイが大規模な場合、または他のコンバータ部分と独立している場合は、出力コンデンサを LED の近くに配置してコンデンサの AC インピーダンスに対する寄生インダクタンスの影響を低減します。

設計ガイド

代表的なアプリケーション



仕様

公称入力電圧: V_{IN} 最大入力電圧: V_{IN-MAX} 公称出力電圧 (LED 数×順方向電圧): V_O LED スtringの動的抵抗: r_D スイッチング周波数 (公称 V_{IN} と V_O での値): f_{SW} 平均 LED 電流: I_{LED} インダクタ電流リップル: Δi_{L-PP} LED 電流リップル: Δi_{LED-PP} 入力電圧リップル: Δv_{IN-PP} UVLO の特性: $V_{TURN-ON}$ と V_{HYS} 期待効率: η

1. 公称スイッチング周波数

公称動作点 (V_{IN} と V_O) におけるスイッチング周波数 (f_{SW}) を計算します。 C_{OFF} の値 (470pF ~ 1nF) とシステム効率 (η) は仮定してください。 R_{OFF} を求めます。

$$R_{OFF} = \frac{-\left(1 - \frac{V_O}{\eta \times V_{IN}}\right)}{(C_{OFF} + 20 \text{ pF}) \times f_{SW} \times \ln\left(1 - \frac{1.24V}{V_O}\right)}$$

2. インダクタ・リップル電流

適切なインダクタ ($L1$) を求める式を使って、インダクタ・リップル電流 (Δi_{L-PP}) を設定します。

$$L1 = \frac{V_O \times t_{OFF}}{\Delta i_{L-PP}}$$

3. 平均 LED 電流

まずピーク・インダクタ電流 (I_{L-MAX}) を求める式を使って、平均 LED 電流 (I_{LED}) を設定します。

$$I_{L-MAX} = I_{LED} + \frac{\Delta i_{L-PP}}{2}$$

ピーク・インダクタ電流は、センス抵抗 (R_{SNS}) の両端で検出されます。ほとんどの場合は、IADJ ピンにおける最大値 ($V_{ADJ} = 1.24V$) を仮定して、 R_{SNS} を求めます。

$$R_{SNS} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times I_{L-MAX}}$$

R_{SNS} の計算値が標準値と大きく異なる場合は、計算プロセスの最初の部分を繰り返して、より適切な R_{OFF} 、 $L1$ 、 R_{SNS} の値を新たに選択します。反復プロセスの最も容易な方法は、スイッチング周波数は動作条件に応じて変動することを認識した上で、公称 f_{SW} の目標値を変更することです。

標準的な R_{SNS} の値を見つけるもう 1 つの方法としては、 V_{ADJ} の値を変更します。ただしこの方法では、本データシートの「動作原理」で説明したように、外部電源、または IADJ ピンと GND の間に接続された抵抗が必要になります。

設計ガイド (つづき)

4. 出力コンデンサ容量

Δi_{LED-PP} を Δi_{L-PP} 未満に削減するには、最小限の出力コンデンサ容量 (C_{O-MIN}) が必要になる場合があります。指定された Δi_{LED-PP} と、LED スtringの既知の動的抵抗 (r_D) に基づいて、 C_{O-MIN} に必要なインピーダンス (Z_C) を求めます。

$$Z_C = \frac{r_D \times \Delta i_{LED-PP}}{\Delta i_{L-PP} - \Delta i_{LED-PP}}$$

C_{O-MIN} を求めます。

$$C_{O-MIN} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{SW} \times Z_C}$$

5. 入力コンデンサ容量

最小限必要な容量 (C_{IN-MIN}) を求める式を使って、入力電圧リップル (ΔV_{IN-PP}) を設定します。

$$C_{IN-MIN} = \frac{I_{LED} \times t_{ON}}{\Delta V_{IN-PP}} = \frac{I_{LED} \times \left(\frac{1}{f_{SW}} - t_{OFF} \right)}{\Delta V_{IN-PP}}$$

必要な RMS 入力電流定格 (I_{IN-RMS}) は、次式で計算できます。

$$I_{IN-RMS} = I_{LED} \times f_{SW} \times \sqrt{t_{ON} \times t_{OFF}}$$

6. PFET

PFET 電圧定格は最大入力電圧 (V_{IN-MAX}) より 15% 以上高くする必要があり、電流定格は平均 PFET 電流 (I_T) より 10% 以上高くする必要があります。

$$I_T = D \times I_{LED}$$

オン抵抗 (R_{DS-ON}) の PFET については、次式で RMS トランジスタ電流 (I_{T-RMS}) と消費電力 (P_T) を求めます。

$$I_{T-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{\Delta i_{L-PP}}{I_{LED}} \right)^2 \right)}$$

$$P_T = I_{T-RMS}^2 \times R_{DS-ON}$$

7. ダイオード

ショットキ・ダイオードは、PFET と同様の電圧定格が必要で、順方向電圧が低く電流が大きいダイオードを推奨します。順方向電圧のダイオード (V_D) については、次式で平均ダイオード電流 (I_D) と消費電力 (P_D) を求めます。

$$I_D = (1 - D) \times I_{LED}$$

$$P_D = I_D \times V_D$$

8. 入力 UVLO

入力 UVLO はターンオン・スレッシュホールド電圧 ($V_{TURN-ON}$) と求められるヒステリシス (V_{HYS}) で設定されます。 V_{HYS} を設定するには、 R_{UV2} を求める式を使用します。

$$R_{UV2} = \frac{V_{HYS}}{22 \mu A}$$

$V_{TURN-ON}$ を設定するには、 R_{UV1} を求める式を使用します。

$$R_{UV1} = \frac{1.24V \times R_{UV2}}{V_{TURN-ON} - 1.24V}$$

9. IADJ の接続方式

IADJ ピンは、「動作原理」で説明した 3 種類の方式でハイサイド電流センス・スレッシュホールドを制御します。

方式 1: IADJ ピンを開放し、「設計ガイド」の「平均 LED 電流」で説明したように I_{LED} を計算します。

方式 2: 0V ~ 1.24V の外部電圧 (V_{ADJ}) を IADJ ピンに印加して、次のようにアナログ調光または I_{LED} の削減を行います。

$$I_{LED} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times R_{SNS}} - \frac{\Delta i_{L-PP}}{2}$$

アナログ調光ではコンバータが最終的に DCM になり、インダクタ電流リップルが一定でなくなるため、低レベルの時点から線形調光でなくなることに留意してください。

この方式では、IADJ ピンと GND の間に 0.1 μ F のコンデンサを接続することを推奨します。また、1k Ω の直列抵抗をコンデンサに接続して RC フィルタを作成しなければならない場合もあります。このフィルタにより、接続されているほかの回路から発生した高周波ノイズを除去できます。

方式 3: 外付け抵抗またはポテンショメータ (R_{EXT}) を GND に接続し、5 μ A の内部電流源によって電圧を設定します。この方式でも、IADJ ピンと GND の間に 0.1 μ F のコンデンサを接続することを推奨します。 I_{LED} を設定するには、 R_{EXT} を求める式を使用します。

$$R_{EXT} = \frac{\left(I_{LED} + \frac{\Delta i_{L-PP}}{2} \right) \times R_{SNS}}{1 \mu A}$$

10. PWM 調光方式

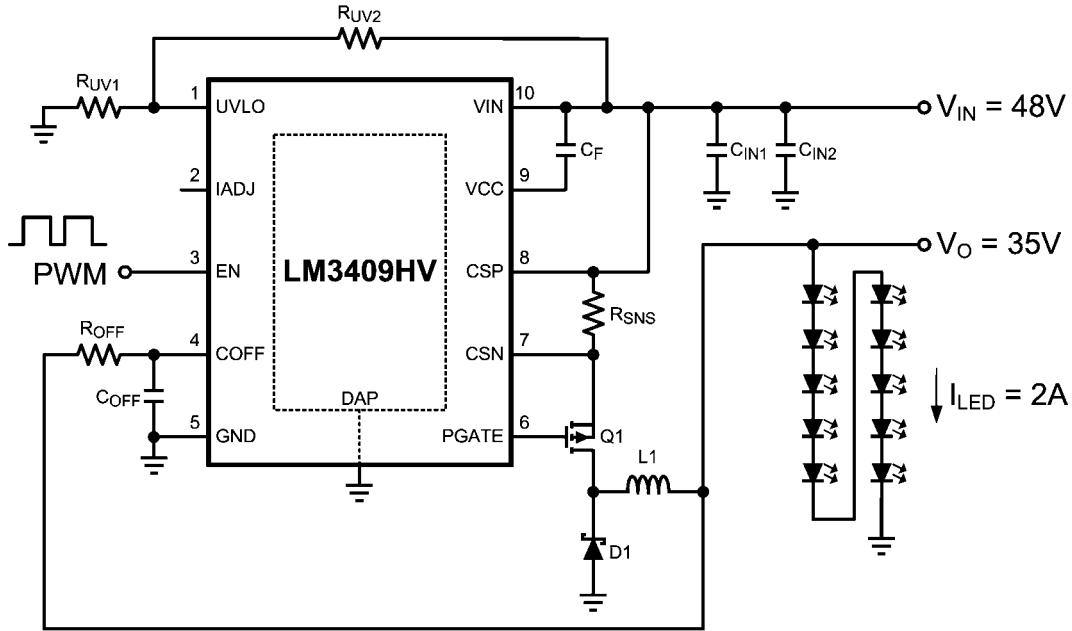
LM3409/09HV では、2 種類の方式で PWM 調光を行えます。

方式 1: 外部の PWM 信号を EN 端子に印加します。

方式 2: 「外付け並列 FET PWM 調光」で説明したように、外付け並列 FET シャント調光を実行します。

設計例 1

LED が 10 個の場合の EN ピンによる PWM 調光アプリケーション



仕様

$f_{SW} = 525\text{kHz}$
 $V_{IN} = 48\text{V}$, $V_{IN-MAX} = 75\text{V}$
 $V_O = 35\text{V}$
 $I_{LED} = 2\text{A}$
 $\Delta i_{LED-PP} = \Delta i_{L-PP} = 1\text{A}$
 $\Delta v_{IN-PP} = 1.44\text{V}$
 $V_{TURN-ON} = 10\text{V}$, $V_{HYS} = 1.1\text{V}$
 $\eta = 0.95$

$$t_{OFF} = -(C_{OFF} + 20\text{pF}) \times R_{OFF} \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{V_O}\right)$$

$$t_{OFF} = -490\text{pF} \times 24.9\text{k}\Omega \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{35\text{V}}\right) = 440\text{ns}$$

$$f_{SW} = \frac{1 - \left(\frac{V_O}{\eta \times V_{IN}}\right)}{t_{OFF}} = \frac{1 - \left(\frac{35\text{V}}{0.95 \times 48\text{V}}\right)}{440\text{ns}} = 528\text{kHz}$$

ステップ 1 で選択された要素は次のとおりです。

$$C_{OFF} = 470\text{pF}$$

$$R_{OFF} = 24.9\text{k}\Omega$$

1. 公称スイッチング周波数

$C_{OFF} = 470\text{pF}$, $\eta = 0.95$ と仮定します。 R_{OFF} を求めます。

$$R_{OFF} = \frac{-\left(1 - \frac{V_O}{\eta \times V_{IN}}\right)}{(C_{OFF} + 20\text{pF}) \times f_{SW} \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{V_O}\right)}$$

$$R_{OFF} = \frac{-\left(1 - \frac{35\text{V}}{0.95 \times 48\text{V}}\right)}{490\text{pF} \times 525\text{kHz} \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{35\text{V}}\right)} = 25.1\text{k}\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は $24.9\text{k}\Omega$ なので、実際の t_{OFF} と目標の f_{SW} は次式で計算できます。

2. インダクタ・リップル電流

$L1$ を求めます。

$$L1 = \frac{V_O \times t_{OFF}}{\Delta i_{L-PP}} = \frac{35\text{V} \times 440\text{ns}}{1\text{A}} = 15.4\mu\text{H}$$

値が最も近い標準インダクタ値は $15\mu\text{H}$ なので、実際の Δi_{L-PP} は次式で計算できます。

$$\Delta i_{L-PP} = \frac{V_O \times t_{OFF}}{L1} = \frac{35\text{V} \times 440\text{ns}}{15\mu\text{H}} = 1.027\text{A}$$

ステップ 2 で選択された要素は次のとおりです。

$$L1 = 15\mu\text{H}$$

設計例 1 (つづき)

3. 平均 LED 電流

I_{L-MAX} を決定します。

$$I_{L-MAX} = I_{LED} + \frac{\Delta I_{L-PP}}{2} = 2A + \frac{1.027A}{2} = 2.51A$$

$V_{ADJ} = 1.24V$ と仮定して、 R_{SNS} を求めます。

$$R_{SNS} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times I_{L-MAX}} = \frac{1.24V}{5 \times 2.51A} = 0.099\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は 0.1Ω なので、 I_{LED} は次式で計算できます。

$$I_{LED} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times R_{SNS}} - \frac{\Delta I_{L-PP}}{2}$$

$$I_{LED} = \frac{1.24V}{5 \times 0.099\Omega} - \frac{1.027A}{2} = 1.97A$$

ステップ 3 で選択された要素は次のとおりです。

$$R_{SNS} = 0.1\Omega$$

4. 出力コンデンサ容量

出力コンデンサは不要です。

5. 入力コンデンサ容量

t_{ON} を決定します。

$$t_{ON} = \frac{1}{f_{SW}} - t_{OFF} = \frac{1}{528\text{kHz}} - 440\text{ns} = 1.45\mu\text{s}$$

C_{IN-MIN} を求めます。

$$C_{IN-MIN} = \frac{I_{LED} \times t_{ON}}{\Delta V_{IN-PP}} = \frac{1.97A \times 1.45\mu\text{s}}{1.44V} = 1.98\mu\text{F}$$

C_{IN} を選択します。

$$C_{IN} = C_{IN-MIN} \times 2 = 3.96\mu\text{F}$$

I_{IN-RMS} を決定します。

$$I_{IN-RMS} = I_{LED} \times f_{SW} \times \sqrt{t_{ON} \times t_{OFF}}$$

$$I_{IN-RMS} = 1.97A \times 528\text{kHz} \times \sqrt{1.45\mu\text{s} \times 440\text{ns}} = 831\text{mA}$$

ステップ 5 で選択された要素は次のとおりです。

$$C_{IN1} = C_{IN2} = 2.2\mu\text{F}$$

6. PFET

Q1 の最小電圧定格と最小電流定格を決定します。

$$V_{T-MAX} = V_{IN-MAX} = 75V$$

$$I_T = D \times I_{LED} = \frac{V_O \times I_{LED}}{V_{IN} \times \eta} = \frac{35V \times 1.97A}{48V \times 0.95} = 1.51A$$

$R_{DS-ON} = 190\text{m}\Omega$ 、 $Q_g = 20\text{nC}$ として、100V、3.8A の PFET を選択します。 I_{T-RMS} と P_T を決定します。

$$I_{T-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{\Delta I_{L-PP}}{I_{LED}}\right)^2\right)}$$

$$I_{T-RMS} = 1.97A \times \sqrt{\frac{35V}{48V \times 0.95} \times \left(1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{1.027A}{1.97A}\right)^2\right)}$$

$$I_{T-RMS} = 1.74A$$

$$P_T = I_{T-RMS}^2 \times R_{DS-ON} = 1.74A^2 \times 190\text{m}\Omega = 577\text{mW}$$

ステップ 6 で選択された要素は次のとおりです。

$$Q1 \rightarrow 3.8A, 100V, \text{DPAK}$$

7. ダイオード

D1 の最小電圧定格と最小電流定格を決定します。

$$V_{D-MAX} = V_{IN-MAX} = 75V$$

$$I_D = (1-D) \times I_{LED} = \left(1 - \frac{V_O}{V_{IN} \times \eta}\right) \times I_{LED}$$

$$I_D = \left(1 - \frac{35V}{48V \times 0.95}\right) \times 1.97A = 457\text{mA}$$

$V_D = 750\text{mV}$ として、100V、3A のダイオードを選択します。 P_D を決定します。

$$P_D = I_D \times V_D = 457\text{mA} \times 750\text{mV} = 343\text{mW}$$

ステップ 7 で選択された要素は次のとおりです。

$$D1 \rightarrow 3A, 100V, \text{SMC}$$

設計例 1 (つづき)

8. 入力 UVLO

R_{UV2} を求めます。

$$R_{UV2} = \frac{V_{HYS}}{22 \mu A} = \frac{1.1V}{22 \mu A} = 50 k\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は 49.9k Ω なので、 V_{HYS} は次式で計算できます。

$$V_{HYS} = R_{UV2} \times 22 \mu A = 49.9 k\Omega \times 22 \mu A = 1.1V$$

R_{UV1} を求めます。

$$R_{UV1} = \frac{1.24V \times R_{UV2}}{V_{TURN-ON} - 1.24V} = \frac{1.24V \times 49.9 k\Omega}{10V - 1.24V} = 7.06 k\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は 6.98k Ω なので、 $V_{TURN-ON}$ は次式で計算できます。

$$V_{TURN-ON} = \frac{1.24V \times (R_{UV1} + R_{UV2})}{R_{UV1}}$$

$$V_{TURN-ON} = \frac{1.24V \times (6.98 k\Omega + 49.9 k\Omega)}{6.98 k\Omega} = 10.1V$$

ステップ 8 で選択された要素は次のとおりです。

$R_{UV1} = 6.98 k\Omega$
$R_{UV2} = 49.9 k\Omega$

9. IADJ の接続方式

IADJ ピンを開放して、強制的に $V_{ADJ} = 1.24V$ とします。

10. PWM 調光方式

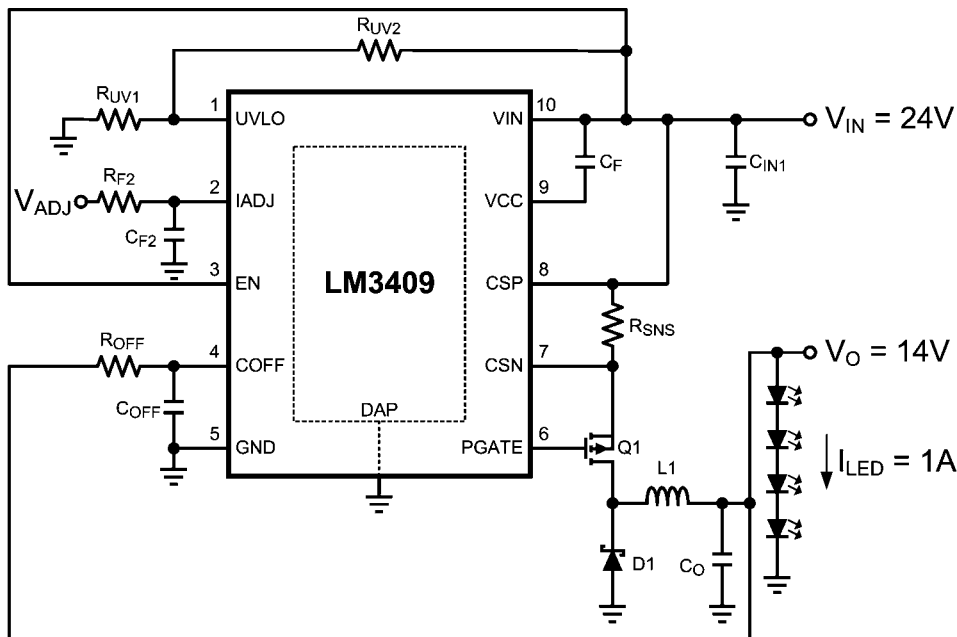
$f_{DIM} = 1kHz$ で PWM 調光信号ペアを EN ピンと GND に印加します。

設計 1 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3409HV/ LM3409QHVMY	Buck controller	NSC	LM3409HVMY/ LM3409QHVMY
2	C_{IN1}, C_{IN2}	2.2 μ F X7R 10% 100V	MURATA	GRM43ER72A225KA01 L
1	C_F	1.0 μ F X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C105K
1	C_{OFF}	470pF X7R 10% 50V	TDK	C1608X7R1H471K
1	Q1	PMOS 100V 3.8A	ZETEX	ZXMP10A18KTC
1	D1	Schottky 100V 3A	VISHAY	SS3H10-E3/57T
1	L1	15 μ H 20% 4.2A	TDK	SLF12565T-150M4R2
1	R_{OFF}	24.9k Ω 1%	VISHAY	CRCW060324K9FKEA
1	R_{UV1}	6.98k Ω 1%	VISHAY	CRCW06036K98FKEA
1	R_{UV2}	49.9k Ω 1%	VISHAY	CRCW060349K9FKEA
1	R_{SNS}	0.1 Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R1000FEA

設計例 2

LED が 4 個の場合のアナログ調光アプリケーション



仕様

$f_{SW} = 500\text{kHz}$
 $V_{IN} = 24\text{V}$, $V_{IN-MAX} = 42\text{V}$
 $V_O = 14\text{V}$
 $I_{LED} = 1\text{A}$
 $\Delta i_{L-PP} = 450\text{mA}$, $\Delta i_{LED-PP} = 50\text{mA}$
 $\Delta v_{IN-PP} = 1\text{V}$
 $V_{TURN-ON} = 10\text{V}$, $V_{HYS} = 1.1\text{V}$
 $\eta = 0.90$

1. 公称スイッチング周波数

$C_{OFF} = 470\text{pF}$, $\eta = 0.90$ と仮定します。 R_{OFF} を求めます。

$$R_{OFF} = \frac{-\left(1 - \frac{V_O}{\eta \times V_{IN}}\right)}{C_{OFF} + 20 \text{ pF} \times f_{SW} \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{V_O}\right)}$$

$$R_{OFF} = \frac{-\left(1 - \frac{14\text{V}}{0.90 \times 24\text{V}}\right)}{490 \text{ pF} \times 500 \text{ kHz} \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{14\text{V}}\right)} = 15.5 \text{ k}\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は $15.4\text{k}\Omega$ なので、実際の t_{OFF} と目標の f_{SW} は次式で計算できます。

$$t_{OFF} = -(C_{OFF} + 20 \text{ pF}) \times R_{OFF} \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{V_O}\right)$$

$$t_{OFF} = -490 \text{ pF} \times 15.4 \text{ k}\Omega \times \ln\left(1 - \frac{1.24\text{V}}{14\text{V}}\right) = 700 \text{ ns}$$

$$f_{SW} = \frac{1 - \left(\frac{V_O}{\eta \times V_{IN}}\right)}{t_{OFF}} = \frac{1 - \left(\frac{14\text{V}}{0.90 \times 24\text{V}}\right)}{700 \text{ ns}} = 503 \text{ kHz}$$

ステップ 1 で選択された要素は次のとおりです。

$C_{OFF} = 470 \text{ pF}$
 $R_{OFF} = 15.4 \text{ k}\Omega$

2. インダクタ・リップル電流

$L1$ を求めます。

$$L1 = \frac{V_O \times t_{OFF}}{\Delta i_{L-PP}} = \frac{14\text{V} \times 700 \text{ ns}}{450 \text{ mA}} = 21.8 \mu\text{H}$$

値が最も近い標準インダクタ値は $22 \mu\text{H}$ なので、実際の Δi_{L-PP} は次式で計算できます。

$$\Delta i_{L-PP} = \frac{V_O \times t_{OFF}}{L1} = \frac{14\text{V} \times 700 \text{ ns}}{22 \mu\text{H}} = 445 \text{ mA}$$

ステップ 2 で選択された要素は次のとおりです。

$L1 = 22 \mu\text{H}$

設計例 2 (つづき)

3. 平均 LED 電流

I_{L-MAX} を決定します。

$$I_{L-MAX} = I_{LED} + \frac{\Delta I_{L-PP}}{2} = 1A + \frac{445 \text{ mA}}{2} = 1.22A$$

$V_{ADJ} = 1.24V$ と仮定して、 R_{SNS} を求めます。

$$R_{SNS} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times I_{L-MAX}} = \frac{1.24V}{5 \times 1.22A} = 0.203\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は 0.2Ω なので、 I_{LED} は次式で計算できます。

$$I_{LED} = \frac{V_{ADJ}}{5 \times R_{SNS}} - \frac{\Delta I_{L-PP}}{2} = \frac{1.24V}{5 \times 0.2\Omega} - \frac{445 \text{ mA}}{2} = 1.02A$$

ステップ 3 で選択された要素は次のとおりです。

$$R_{SNS} = 0.2\Omega$$

4. 出力コンデンサ容量

$r_D = 2\Omega$ と仮定して、 Z_C を決定します。

$$Z_C = \frac{r_D \times \Delta I_{LED-PP}}{\Delta I_{L-PP} - \Delta I_{LED-PP}} = \frac{2\Omega \times 50 \text{ mA}}{450 \text{ mA} - 50 \text{ mA}} = 250 \text{ m}\Omega$$

C_{O-MIN} を求めます。

$$C_{O-MIN} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{SW} \times Z_C}$$

$$C_{O-MIN} = \frac{1}{2 \times \pi \times 503 \text{ kHz} \times 250 \text{ m}\Omega} = 1.27 \mu\text{F}$$

C_O を選択します。

$$C_O = C_{O-MIN} \times 1.75 = 2.2 \mu\text{F}$$

ステップ 5 で選択された要素は次のとおりです。

$$C_O = 2.2 \mu\text{F}$$

5. 入力コンデンサ容量

t_{ON} を決定します。

$$t_{ON} = \frac{1}{f_{SW}} - t_{OFF} = \frac{1}{503 \text{ kHz}} - 700 \text{ ns} = 1.29 \mu\text{s}$$

C_{IN-MIN} を求めます。

$$C_{IN-MIN} = \frac{I_{LED} \times t_{ON}}{\Delta V_{IN-PP}} = \frac{1.02A \times 1.29 \mu\text{s}}{720 \text{ mV}} = 1.82 \mu\text{F}$$

C_{IN} を選択します。

$$C_{IN} = C_{IN-MIN} \times 2 = 3.64 \mu\text{F}$$

I_{IN-RMS} を決定します。

$$I_{IN-RMS} = I_{LED} \times f_{SW} \times \sqrt{t_{ON} \times t_{OFF}}$$

$$I_{IN-RMS} = 1.02A \times 503 \text{ kHz} \times \sqrt{1.29 \mu\text{s} \times 700 \text{ ns}} = 486 \text{ mA}$$

ステップ 5 で選択された要素は次のとおりです。

$$C_{IN} = 4.7 \mu\text{F}$$

6. PFET

Q1 の最小電圧定格と最小電流定格を決定します。

$$V_{T-MAX} = V_{IN-MAX} = 42V$$

$$I_T = D \times I_{LED} = \frac{V_O \times I_{LED}}{V_{IN} \times \eta} = \frac{14V \times 1.02A}{24V \times 0.90} = 660 \text{ mA}$$

$R_{DS-ON} = 190 \text{ m}\Omega$ 、 $Q_g = 20 \text{ nC}$ として、70V、5.7A の PFET を選択します。 I_{T-RMS} と P_T を決定します。

$$I_{T-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D \times \left(1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{\Delta I_{L-PP}}{I_{LED}}\right)^2\right)}$$

$$I_{T-RMS} = 1.02A \times \sqrt{\frac{14V}{24V \times 0.90} \times \left(1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{445 \text{ mA}}{1.02A}\right)^2\right)}$$

$$I_{T-RMS} = 830 \text{ mA}$$

$$P_T = I_{T-RMS}^2 \times R_{DS-ON} = 830 \text{ mA}^2 \times 190 \text{ m}\Omega = 129 \text{ mW}$$

ステップ 6 で選択された要素は次のとおりです。

$$Q1 \rightarrow 5.7A, 70V, \text{ DPAK}$$

7. ダイオード

D1 の最小電圧定格と最小電流定格を決定します。

$$V_{D-MAX} = V_{IN-MAX} = 42V$$

$$I_D = (1 - D) \times I_{LED} = \left(1 - \frac{V_O}{V_{IN} \times \eta}\right) \times I_{LED}$$

$$I_D = \left(1 - \frac{14V}{24V \times 0.90}\right) \times 1.02A = 358 \text{ mA}$$

$V_D = 750 \text{ mV}$ として、60V、5A のダイオードを選択します。 P_D を決定します。

$$P_D = I_D \times V_D = 358 \text{ mA} \times 750 \text{ mV} = 268 \text{ mW}$$

ステップ 7 で選択された要素は次のとおりです。

$$D1 \rightarrow 5A, 60V, \text{ SMC}$$

設計例 2 (つづき)

8. 入力 UVLO

R_{UV2} を求めます。

$$R_{UV2} = \frac{V_{HYS}}{22 \mu A} = \frac{1.1V}{22 \mu A} = 50 k\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は 49.9k Ω なので、 V_{HYS} は次式で計算できます。

$$V_{HYS} = R_{UV2} \times 22 \mu A = 49.9 k\Omega \times 22 \mu A = 1.1V$$

R_{UV1} を求めます。

$$R_{UV1} = \frac{1.24V \times R_{UV2}}{V_{TURN-ON} - 1.24V} = \frac{1.24V \times 49.9 k\Omega}{10V - 1.24V} = 7.06 k\Omega$$

許容誤差 1% の最も近い値の抵抗は 6.98k Ω なので、 $V_{TURN-ON}$ は次式で計算できます。

$$V_{TURN-ON} = \frac{1.24V \times (R_{UV1} + R_{UV2})}{R_{UV1}}$$

$$V_{TURN-ON} = \frac{1.24V \times (6.98 k\Omega + 49.9 k\Omega)}{6.98 k\Omega} = 10.1V$$

ステップ 8 で選択された要素は次のとおりです。

$R_{UV1} = 6.98 k\Omega$
$R_{UV2} = 49.9 k\Omega$

9. IADJ の接続方式

IADJ ピンを外部電源に接続し、0V ~ 1.24V の間で変動させて調光を行います。推奨どおり RC フィルタ ($R_{F2} = 1k\Omega$ 、 $C_{F2} = 0.1 \mu F$) を使用します。

10. PWM 調光方式

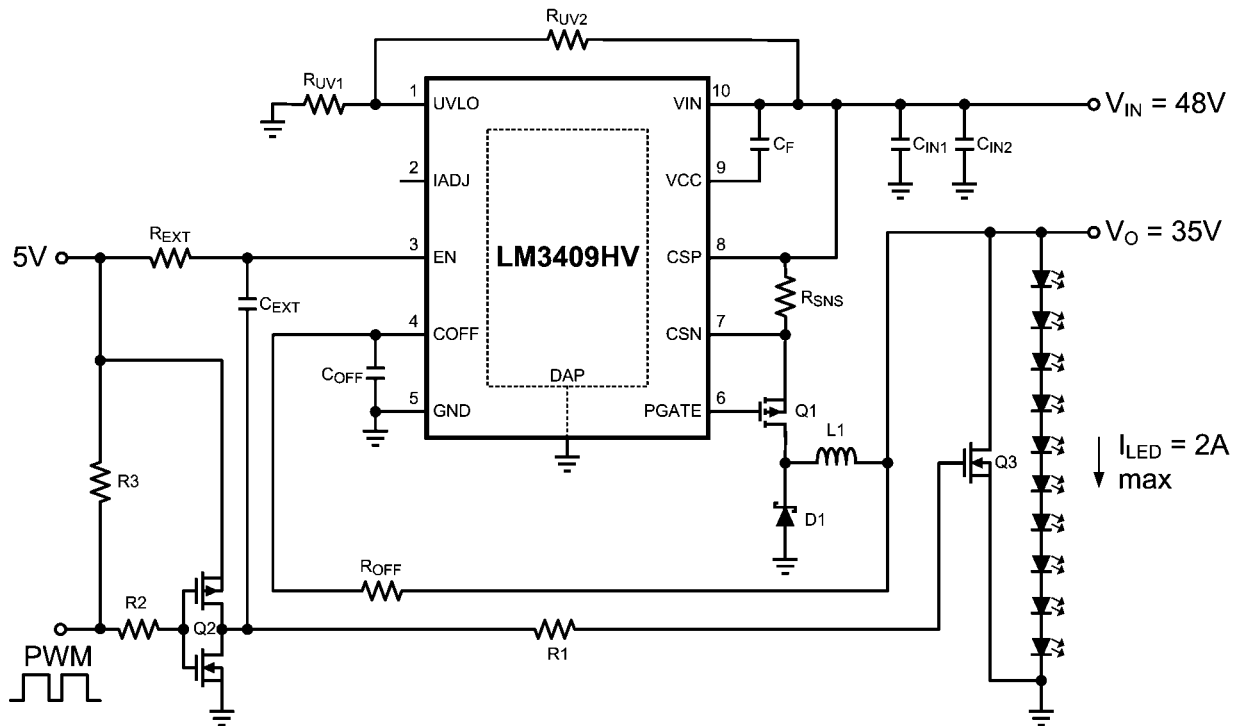
PWM 調光は不要です。

設計 2 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3409/LM3409Q	Buck controller	NSC	LM3409MY/LM3409QMY
2	C_{IN1}	4.7 μF X7R 10% 50V	MURATA	GRM55ER71H475MA01L
1	C_F	1.0 μF X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C105K
1	C_{F2}	0.1 μF X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C104K
1	C_{OFF}	470pF X7R 10% 50V	TDK	C1608X7R1H471K
1	C_O	2.2 μF X7R 10% 50V	MURATA	GRM43ER71H225MA01L
1	Q1	PMOS 70V 5.7A	ZETEX	ZXMP7A17KTC
1	D1	Schottky 60V 5A	COMCHIP	CDBC560-G
1	L1	22 μH 20% 4.2A	TDK	SLF12575T-220M4R0
1	R_{F2}	1.0k Ω 1%	VISHAY	CRCW06031K00FKEA
1	R_{OFF}	15.4k Ω 1%	VISHAY	CRCW060315K4FKEA
1	R_{UV1}	6.98k Ω 1%	VISHAY	CRCW06036K98FKEA
1	R_{UV2}	49.9k Ω 1%	VISHAY	CRCW060349K9FKEA
1	R_{SNS}	0.2 Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R2000FEA

アプリケーション情報

設計 3: LED が 10 個の場合の外付け並列 FET PWM 調光アプリケーション

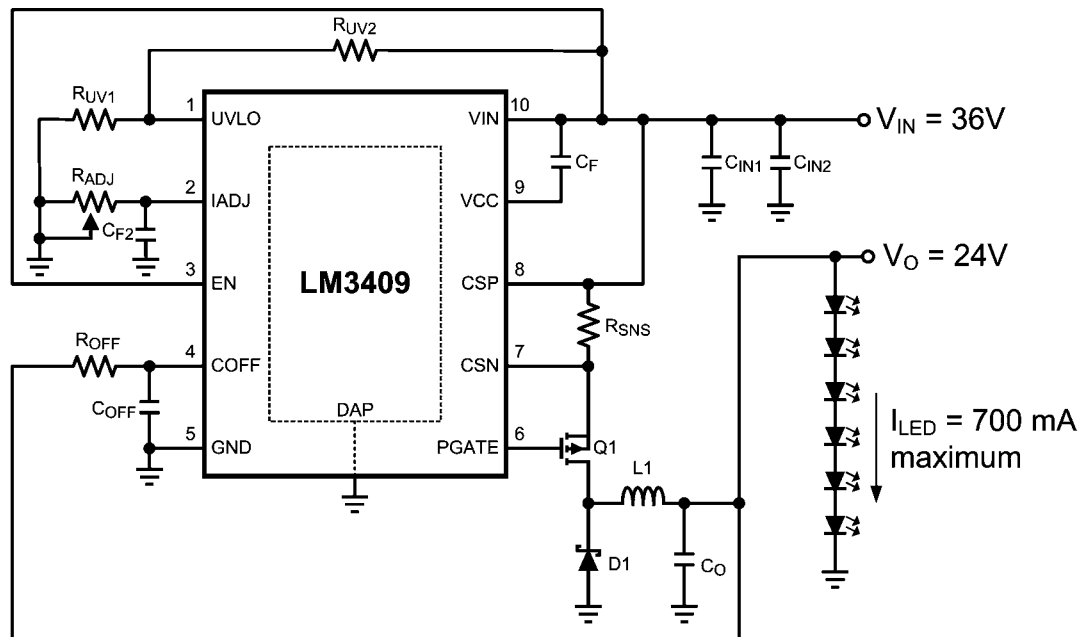


設計 3 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3409HV/ LM3409QH	Buck controller	NSC	LM3409HVMY/ LM3409QHMY
2	C_{IN1}, C_{IN2}	2.2 μ F X7R 10% 100V	MURATA	GRM43ER72A225KA01L
1	C_F	1.0 μ F X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C105K
1	C_{OFF}	470pF X7R 10% 50V	TDK	C1608X7R1H471K
1	C1	2200pF X7R 10% 50V	MURATA	GRM188R71H222KA01D
1	Q1	PMOS 100V 3.8A	ZETEX	ZXMP10A18KTC
1	Q2	CMOS 30V 2A	FAIRCHILD	FDC6333C
1	Q3	NMOS 100V 7.5A	FAIRCHILD	FDS3672
1	D1	Schottky 100V 3A	VISHAY	SS3H10-E3/57T
1	L1	15 μ H 20% 4.2A	TDK	SLF12565T-150M4R2
2	R1, R2	1 Ω 1%	VISHAY	CRCW06031R00FNEA
1	R3	10k Ω 1%	VISHAY	CRCW060310K0FKEA
1	R_{EXT}	100 Ω 1%	VISHAY	CRCW0603100RFKEA
1	R_{OFF}	24.9k Ω 1%	VISHAY	CRCW060324K9FKEA
1	R_{UV1}	6.98k Ω 1%	VISHAY	CRCW06036K98FKEA
1	R_{UV2}	49.9k Ω 1%	VISHAY	CRCW060349K9FKEA
1	R_{SNS}	0.1 Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R1000FEA

アプリケーション情報 (つづき)

設計 4: LED が 6 個の場合の単一ポテンショメータによるアナログ調光アプリケーション

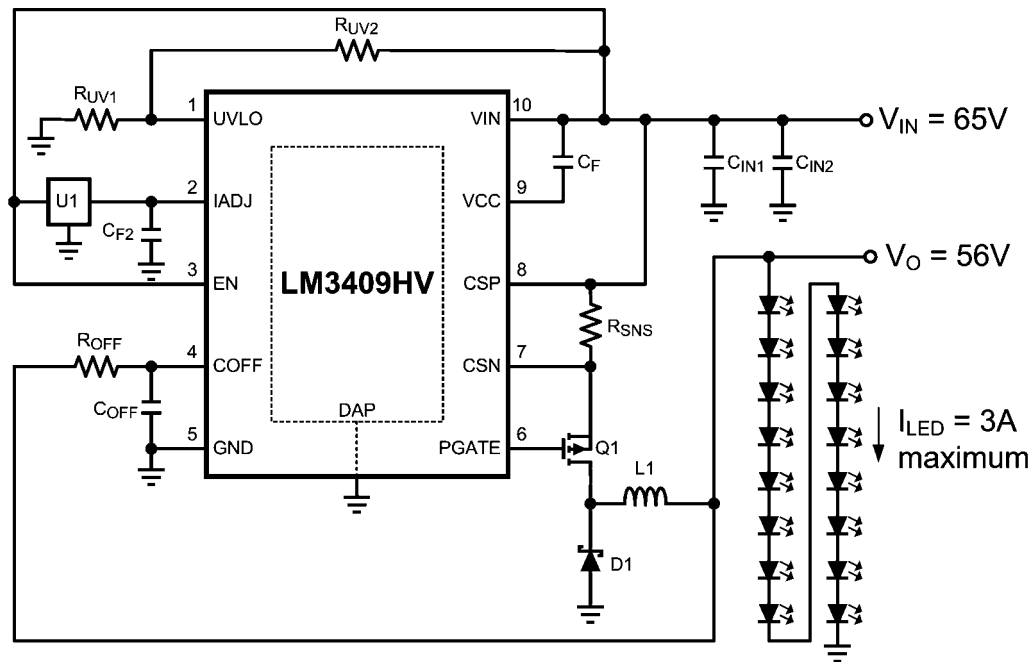


設計 4 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3409/LM3409Q	Buck controller	NSC	LM3409MY/LM3409QMY
2	C_{IN1}, C_{IN2}	2.2 μ F X7R 10% 50V	MURATA	GRM43ER71H225MA01L
1	C_F	1.0 μ F X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C105K
1	C_{F2}	0.1 μ F X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C104K
1	C_{OFF}	470pF X7R 10% 50V	TDK	C1608X7R1H471K
1	C_O	1.0 μ F X7R 10% 50V	MURATA	GRM32RR71H105KA01L
1	Q1	PMOS 60V 3A	ZETEX	ZXMP6A17GTA
1	D1	Schottky 60V 2A	ST-MICRO	STPS2L60A
1	L1	68 μ H 20% 2A	TDK	SLF12565T-680M2R0
1	R_{OFF}	25.5k Ω 1%	VISHAY	CRCW060325K5FKEA
1	R_{UV1}	6.98k Ω 1%	VISHAY	CRCW06036K98FKEA
1	R_{UV2}	49.9k Ω 1%	VISHAY	CRCW060349K9FKEA
1	R_{SNS}	0.3 Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R3000FEA
1	R_{ADJ}	250k Ω potentiometer	BOURNS	3352P-1-254

アプリケーション情報 (つづき)

設計 5: LED が 16 個の場合の 75 °C サーマル・フォールドバック・アプリケーション



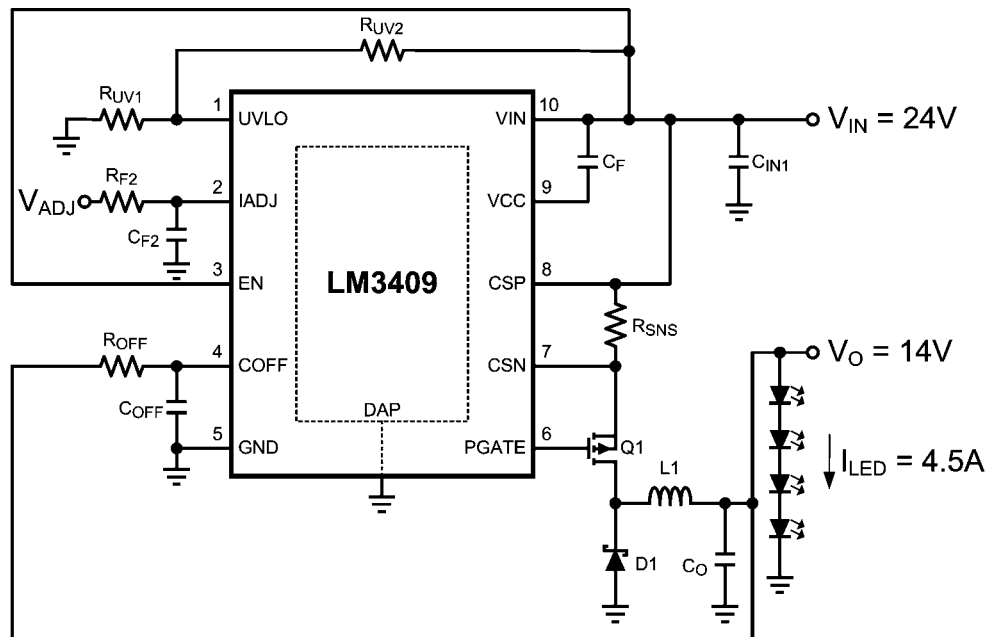
設計 5 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3409HV/ LM3409QHVMY	Buck controller	NSC	LM3409HVMY/LM3409QHVMY
1	U1	Analog Temperature Sensor	NSC	LM94022
2	C _{IN1} , C _{IN2}	2.2μF X7R 10% 100V	MURATA	GRM43ER72A225KA01L
1	C _F	1.0μF X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C105K
1	C _{F2}	0.1μF X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C104K
1	C _{OFF}	470pF X7R 10% 50V	TDK	C1608X7R1H471K
1	Q1	PMOS 100V 3.8A	ZETEX	ZXMP10A18KTC
1	D1	Schottky 100V 3A	COMCHIP	SS3H10-E3/57T
1	L1	15 μH 20% 4.7A	TDK	SLF12575T-150M4R7
1	R _{OFF}	24.9kΩ 1%	VISHAY	CRCW060324K9FKEA
1	R _{UV1}	6.98kΩ 1%	VISHAY	CRCW06036K98FKEA
1	R _{UV2}	49.9kΩ 1%	VISHAY	CRCW060349K9FKEA
1	R _{SNS}	0.07Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R0700FEA

*U2 の代わりに、IADJ と GND の間に接続された 500kΩ NTC サーミスタを使用できます。

アプリケーション情報 (つづき)

設計 6: LED が 4 個の場合の大電流アプリケーション

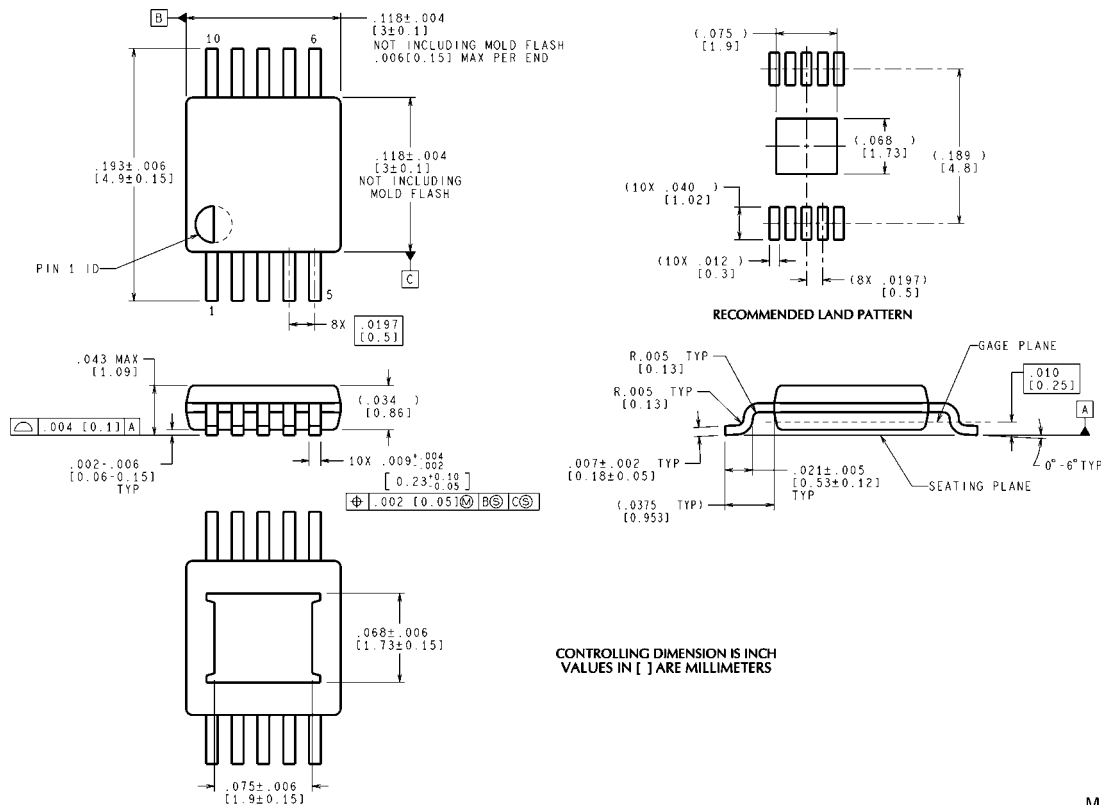


設計 6 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3409/LM3409Q	Buck controller	NSC	LM3409MY/LM3409QMY
2	C _{IN1}	10μF X7R 10% 50V	TDK	C5750X7R1H106K
1	C _F	1.0μF X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C105K
1	C _{F2}	0.1μF X7R 10% 16V	TDK	C1608X7R1C104K
1	C _{OFF}	470pF X7R 10% 50V	TDK	C1608X7R1H471K
1	C _O	1.0μF X7R 10% 50V	MURATA	GRM32RR71H105KA01L
1	Q1	PMOS 30V 24A	ST-MICRO	STD30PF03LT4
1	D1	Schottky 30V 5A	VISHAY	SSC53L-E3/57T
1	L1	15 μH 20% 7.5A	COILCRAFT	DO5022P-153ML
1	R _{F2}	1.0kΩ 1%	VISHAY	CRCW06031K00FKEA
1	R _{OFF}	23.2kΩ 1%	VISHAY	CRCW060323K2FKEA
1	R _{UV1}	6.98kΩ 1%	VISHAY	CRCW06036K98FKEA
1	R _{UV2}	49.9kΩ 1%	VISHAY	CRCW060349K9FKEA
1	R _{SNS}	0.05Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R0500FEA

*U2 の代わりに、IADJ と GND の間に接続された 500kΩ NTC サーミスタを使用できます。

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



MUC10A (Rev A)

10-Lead Exposed Pad Plastic eMSOP Package
NS Package Number MUC10A

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 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/

本資料に掲載されているすべての回路の使用に起因する第三者の特許権その他の権利侵害に関して、弊社ではその責を負いません。また掲載内容は予告無く変更されることがありますのでご了承ください。

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといたします）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といたします)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の意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

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

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

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

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されておられません。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