

LM3429

LM3429 LM3429Q1 N-Channel Controller for Constant Current LED Drivers



Literature Number: JAJSB10

定電流 LED ドライバ向け N チャネル・コントローラ

概要

LM3429 は汎用的で高耐圧 LED ドライバ向け N チャネル MOSFET コントローラです。降圧型、昇圧型、昇降圧型、SEPIC のいずれのトポロジでも容易に構成できます。こうした柔軟性に加えて 75V の入力電圧定格を備えた LM3429 は、きわめて多様なアプリケーション・ファミリで LED を点灯させるのに適しています。

ハイサイド電流センス電圧が可変であり、可能な限り高い効率のもとで LED 電流の正確なレギュレーションを行なえます。LM3429 には、ピーク電流モード制御とプレディクティブ (予見的) オフタイムを組み合わせたプレディクティブ・オフタイム (PRO) 制御が採用されています。この制御方式の採用により、ループ補償の設計が容易になるとともに、固有の入力電圧フィードフォワード補償を提供しています。

LM3429 には、4.5V ~ 75V の広範な入力電圧範囲で機能する高耐圧スタートアップ・レギュレータが内蔵されています。内部 PWM コントローラはスイッチング周波数が最大 2.0MHz まで設定可能なように設計されており、コンパクトなソリューションを実現します。他の機能には、アナログ調光、PWM 調光、オーバーボルテージ保護、アンダーボルテージ・ロックアウト、サイクルごとの電流制限、サーマル・シャットダウンがあります。

LM3429 は、高さが低く放熱特性に優れた 14 ピン TSSOP EP パッケージで供給されます。

LM3429Q1 は、AEC-Q100 グレード 1 認定のオートモーティブ・グレード製品です。

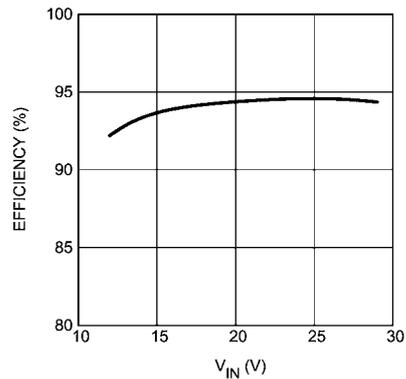
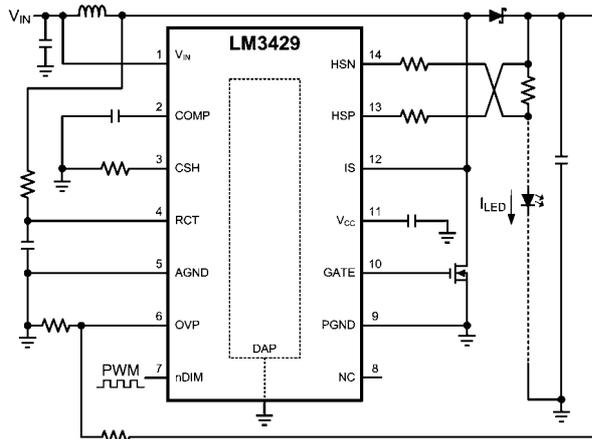
特長

- LM3429Q1 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 (- 40 °C ~ + 125 °C の動作接合部温度)
- 入力電圧範囲 : 4.5V ~ 75V
- 電流センス電圧を調整可能
- ハイサイドの電流センシング
- 2Ω、ピーク 1A の MOSFET ゲート・ドライバ
- 入力アンダーボルテージ保護
- オーバーボルテージ保護
- PWM 調光
- アナログ調光
- サイクルごとの電流制限
- プログラム可能なスイッチング周波数
- サーマル・シャットダウン

アプリケーション

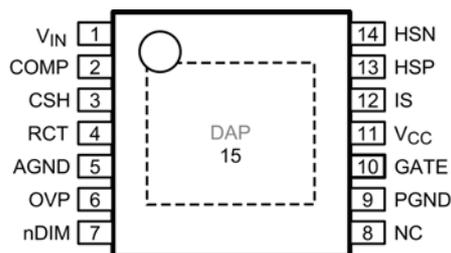
- LED ドライバ : 降圧型、昇圧型、昇降圧型、SEPIC
- 屋内外の固体照明
- 自動車
- 一般照明
- 定電流レギュレータ

代表的な昇圧アプリケーション回路



Boost Evaluation Board
9 Series LEDs at 1A

ピン配置図



14-Lead TSSOP EP

製品情報

Order Number	Spec.	Package Type	NSC Package Drawing	Supplied As	Features
LM3429MH	NOPB	TSSOP-14 EP	MXA14A	94 Units, Rail	
LM3429MHX	NOPB	TSSOP-14 EP	MXA14A	2500 Units, Tape and Reel	
LM3429Q1MH	NOPB	TSSOP-14 EP	MXA14A	94 Units, Rail	AEC-Q100 Grade 1 qualified. Automotive Grade Production Flow*
LM3429Q1MHX	NOPB	TSSOP-14 EP	MXA14A	2500 Units, 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およびサポート・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や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	V _{IN}	入力電圧	回路基板レイアウト上のデバイスのできる限り近くに 100nF のコンデンサを配置し、AGND に対してバイパスを行います。
2	COMP	補償	コンデンサを AGND に接続して、補償を設定します。
3	CSH	ハイサイド電流センス	抵抗を AGND に接続して、信号電流を設定します。アナログ調光の場合は、電流源またはポテンショメータを AGND に接続します (「アナログ調光」を参照)。
4	RCT	抵抗とコンデンサのタイミング	スイッチ・ノードからの抵抗と AGND へのコンデンサを接続して、スイッチング周波数を設定します。
5	AGND	アナログ・グラウンド	DAP の銅箔回路基板パッドを介して PGND に接続し、適切なグラウンド・リターンを CSH、COMP、RCT に提供します。
6	OVP	オーバーボルテージ保護	V _O からの抵抗分圧回路に接続して、出力オーバーボルテージ・ロックアウト (OVLO) を設定します。ターンオフ・スレッシュホールドは 1.24V であり、ターンオンのヒステリシスは 20 μA の電流源によって提供されます。
7	nDIM	非 DIM 入力	「PWM 調光」で説明するように調光用の PWM 信号を接続するか、または V _{IN} からの抵抗分圧回路に接続して入力アンダーボルテージ・ロックアウト (UVLO) を設定します (あるいはその両方に接続します)。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 20 μA の電流源によって提供されます。
8	NC	内部接続なし	開放状態にしておきます。
9	PGND	パワー・グラウンド	DAP の銅箔パッドを介して AGND に接続し、グラウンド・リターンを GATE に提供します。
10	GATE	ゲート駆動出力	外付け NFET のゲートに接続します。
11	V _{CC}	内部レギュレータ出力	2.2 μF ~ 3.3 μF のセラミック・コンデンサを使用して PGND にバイパスします。
12	IS	メイン・スイッチ電流センス	R _{DS-ON} センシング用にメイン N チャネル MOSFET スイッチのドレインに接続するか、同じデバイスのソースに実装されたセンス抵抗に接続します。
13	HSP	正の LED 電流センス	直列抵抗を介して LED 電流センス抵抗 (正) に接続します。
14	HSN	負の LED 電流センス	直列抵抗を介して LED 電流センス抵抗 (負) に接続します。
DAP (15)	DAP	IC 底面のサーマル・パッド	AGND と PGND に接続します。熱的な考慮事項については、 Note 2 を参照してください。

絶対最大定格 (Note 1)

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

V_{IN} 、nDIM	- 0.3V ~ 76.0V - 1mA 連続	PGND	- 0.3V ~ 0.3V 100ns では - 2.5V ~ 2.5V
OVP、HSP、HSN	- 0.3V ~ 76.0V - 100 μ A 連続	最大接合部温度	内部制限
RCT	- 0.3V ~ 3.0V - 1mA ~ + 5mA 連続	保存温度範囲	- 65 °C ~ + 150 °C
IS	- 0.3V ~ 76.0V 100ns では - 2V - 1mA 連続	最大リード温度 (リフロー、ハンダ付け) (Note 3)	260 °C
V_{CC}	- 0.3V ~ 8.0V	連続消費電力	内部制限
COMP、CSH	- 0.3V ~ 6.0V - 200 μ A ~ + 200 μ A 連続	ESD 耐圧 (Note 4)	人体モデル 2kV
GATE	- 0.3V ~ V_{CC} 100ns では - 2.5V 100ns では $V_{CC} + 2.5V$ - 1mA ~ + 1mA 連続	動作条件 (Note 1)	
		動作接合部温度範囲	- 40 °C ~ + 125 °C
		電源入力電圧 (V_{IN})	4.5V ~ 75V

電気的特性 (Note 1)

特記のない限り、標準字体で記載された仕様は $T_J = 25\text{ °C}$ の場合であり、**太字**で記載された上限または下限値は「動作条件」に記載の「動作接合部温度範囲」($T_J = -40\text{ °C} \sim +125\text{ °C}$) 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 $T_J = +25\text{ °C}$ 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。特記のない限り、 $V_{IN} = +14V$ の条件が適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 5)	Typ (Note 6)	Max (Note 5)	Units
STARTUP REGULATOR (V_{CC})						
V_{CC-REG}	V_{CC} Regulation	$I_{CC} = 0\text{ mA}$	6.30	6.90	7.35	V
I_{CC-LIM}	V_{CC} Current Limit	$V_{CC} = 0V$	20	27		mA
I_Q	Quiescent Current	Static		1.6	3.0	
$V_{CC-UVLO}$	V_{CC} UVLO Threshold	V_{CC} Increasing		4.17	4.50	V
		V_{CC} Decreasing	3.70	4.08		
V_{CC-HYS}	V_{CC} UVLO Hysteresis			0.1		
OVER-VOLTAGE PROTECTION (OVP)						
V_{TH-OVP}	OVP OVLO Threshold	OVP Increasing	1.180	1.240	1.280	V
$I_{HYS-OVP}$	OVP Hysteresis Source Current	OVP Active (high)	10	20	30	μ A
ERROR AMPLIFIER						
V_{CSH}	CSH Reference Voltage	With Respect to AGND	1.210	1.235	1.260	V
	Error Amplifier Input Bias Current		-0.6	0	0.6	μ A
	COMP Sink / Source Current		10	26	40	
	Transconductance			100		μ A/V
	Linear Input Range	(Note 7)		± 125		mV
	Transconductance Bandwidth	-6dB Unloaded Response (Note 7)	0.5	1.0		MHz
OFF TIMER (RCT)						
$t_{OFF-MIN}$	Minimum Off-time	$RCT = 1V$ through 1 k Ω		35	75	ns
R_{RCT}	RCT Reset Pull-down Resistance			36	120	Ω
V_{RCT}	$V_{IN}/25$ Reference Voltage	$V_{IN} = 14V$	540	565	585	mV

電気的特性 (Note 1)(つづき)

特記のない限り、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**で記載された上限または下限値は「動作条件」に記載の「動作接合部温度範囲」($T_J = -40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$) 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。特記のない限り、 $V_{IN} = +14\text{V}$ の条件が適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	Min (Note 5)	Typ (Note 6)	Max (Note 5)	Units
PWM COMPARATOR						
	COMP to PWM Offset		700	800	900	mV
CURRENT LIMIT (IS)						
V_{LIM}	Current Limit Threshold		215	245	275	mV
	V_{LIM} Delay to Output			35	75	ns
t_{ON-MIN}	Leading Edge Blanking Time		75	250	450	
HIGH SIDE TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER						
	Input Bias Current			10		μA
	Transconductance		20	119		mA/V
	Input Offset Current		-1.5	0	1.5	μA
	Input Offset Voltage		-7	0	7	mV
	Transconductance Bandwidth	$I_{CSH} = 100 \mu\text{A}$ (Note 7)	250	500		kHz
GATE DRIVER (GATE)						
$R_{SRC(GATE)}$	GATE Sourcing Resistance	GATE = High		2.0	6.0	Ω
$R_{SNK(GATE)}$	GATE Sinking Resistance	GATE = Low		1.3	4.5	
UNDER-VOLTAGE LOCKOUT and DIM INPUT (nDIM)						
$V_{TH-nDIM}$	nDIM / UVLO Threshold		1.180	1.240	1.280	V
$I_{HYS-nDIM}$	nDIM Hysteresis Current		10	20	30	μA
THERMAL SHUTDOWN						
T_{SD}	Thermal Shutdown Threshold	(Note 7)		165		$^\circ\text{C}$
T_{HYS}	Thermal Shutdown Hysteresis	(Note 7)		25		
THERMAL RESISTANCE						
θ_{JA}	Junction to Ambient (Note 2)	14L TSSOP EP		40		$^\circ\text{C}/\text{W}$
θ_{JC}	Junction to Exposed Pad (DAP)	14L TSSOP EP		5.5		$^\circ\text{C}/\text{W}$

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越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。特記のない限り、電圧値はすべて、AGNDピンの電位を基準とします。

Note 2: 接合部 - 周囲間の熱抵抗は、ボード・レイアウトに大きく依存します。表に記載された値は、14ピン TSSOP EP パッケージの DAP パッドに 9 個のスルーホールが設けられたリファレンス・レイアウトのもので、最大消費電力の大きい (すなわち、高い入力電圧からの高いスイッチング周波数で大容量の MOSFET を駆動させる) アプリケーション回路では、基板設計時に放熱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の場合、最大周囲温度の定格を下げる必要があるかもしれません。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パッケージの接合部 - 周囲間熱抵抗 (θ_{JA}) によって、次式から求められます。 $T_{A-MAX} = T_{J-MAX-OP} - (\theta_{JA} \times P_{D-MAX})$ 。大半のアプリケーションでは、この高度なパッケージの消費電力能力を最大限に使用する必要はほとんどありません。そのような状況ではスルーホールは不要で、14ピン TSSOP EP の熱抵抗は $104^\circ\text{C}/\text{W}$ になります。控えめな計算として、スルーホール数が最大の熱抵抗とスルーホール数がゼロの熱抵抗との間に直線挿入すれば、あらゆるスルーホール数について 2 つのリミット値間の熱抵抗を求められます。

Note 3: 詳細や実装方法については、ナショナル セミコンダクターのパッケージに関するウェブページ (<http://www.national.com/analog/packaging/>) を参照してください。

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

Note 5: すべての上限值 / 下限値は、室温に対する保証 (標準字体)、または「動作条件」に記載の「動作接合部温度範囲」に対する保証 (太字体) です。室温のリミット値はすべて 100% 試験されています。「動作接合部温度範囲」保証に対する各項目は、標準統計品質管理 (SQC: Statistical Quality Control) 手法を用いた相関により保証されています。すべてのリミット値は、平均出荷品質レベル (AOQL) の計算に使用されます。

Note 6: 25°C での Typ 値は、最も標準的な値を示しています。

Note 7: これらの電気的パラメータは設計により保証されていますが、試験による検証は行われていません。

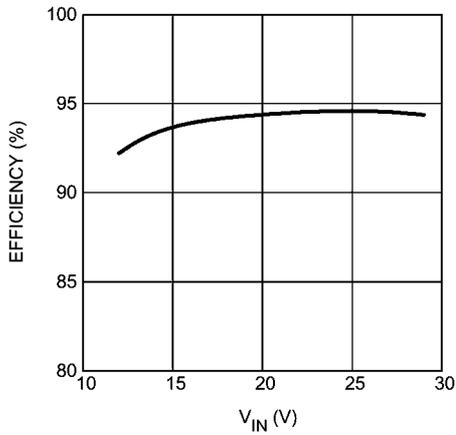
Note 8: AN-1985 の標準的な昇降圧型評価用ボードを用いて測定しました。

Note 9: AN-1986 の標準的な昇降圧型評価用ボードを用いて測定しました。

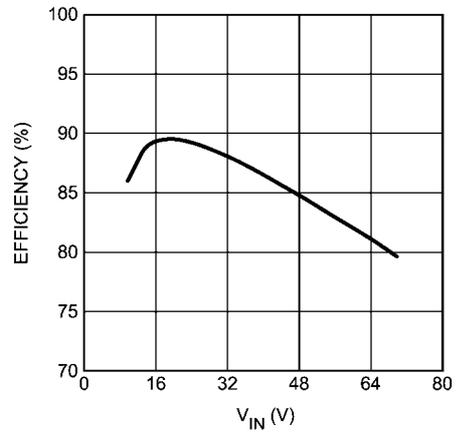
代表的な性能特性

特記のない限り、 $T_A = +25^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 14\text{V}$ とします。

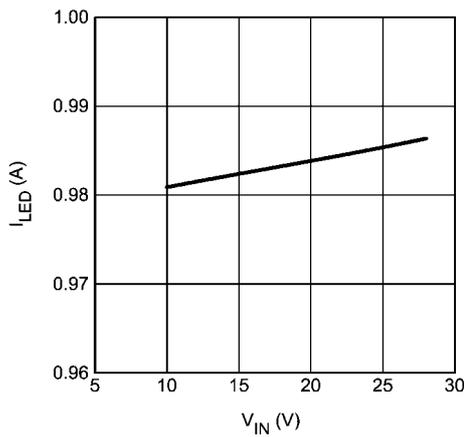
Boost Efficiency vs. Input Voltage
 $V_O = 32\text{V}$ (9 LEDs)(Note 9)



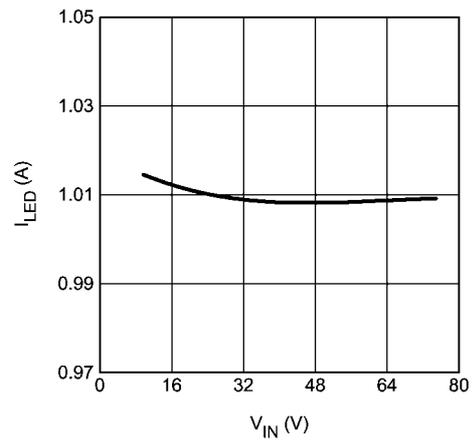
Buck-Boost Efficiency vs. Input Voltage
 $V_O = 20\text{V}$ (6 LEDs)(Note 8)



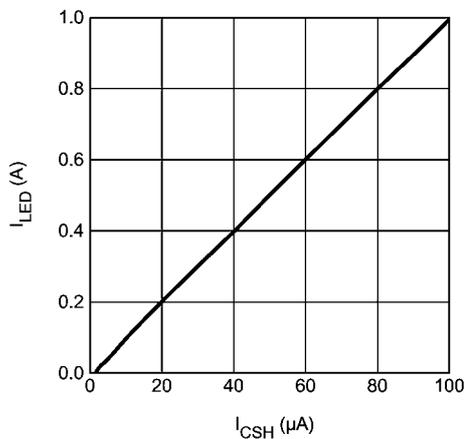
Boost LED Current vs. Input Voltage
 $V_O = 32\text{V}$ (9 LEDs)(Note 9)



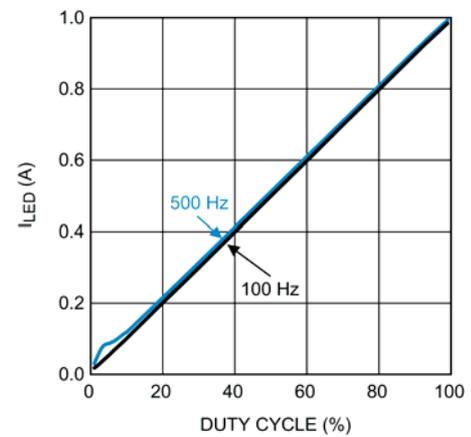
Buck-boost LED Current vs. Input Voltage
 $V_O = 20\text{V}$ (6 LEDs)(Note 8)



Analog Dimming
 $V_O = 20\text{V}$ (6 LEDs)(Note 8)

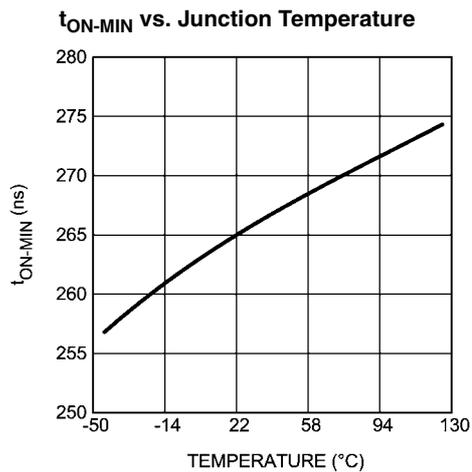
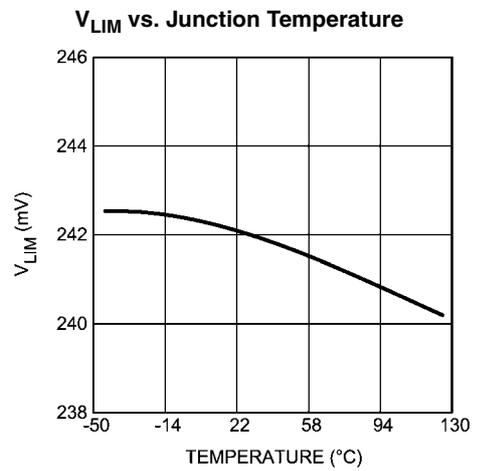
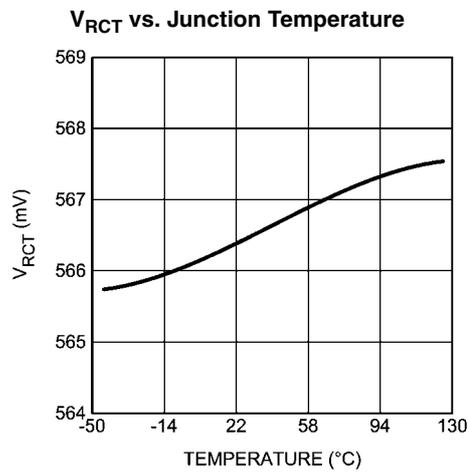
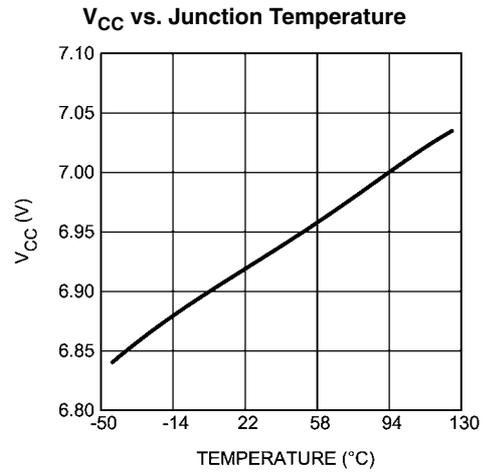
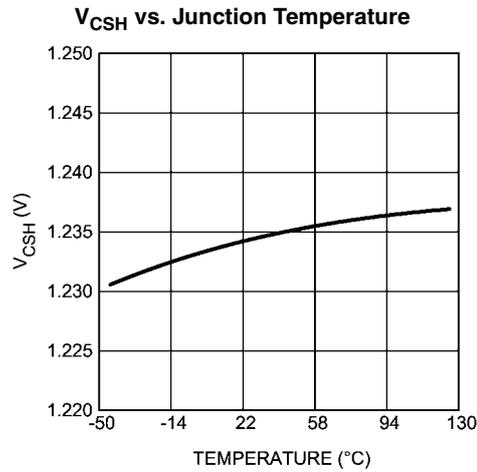


PWM Dimming
 $V_O = 20\text{V}$ (6 LEDs)(Note 8)

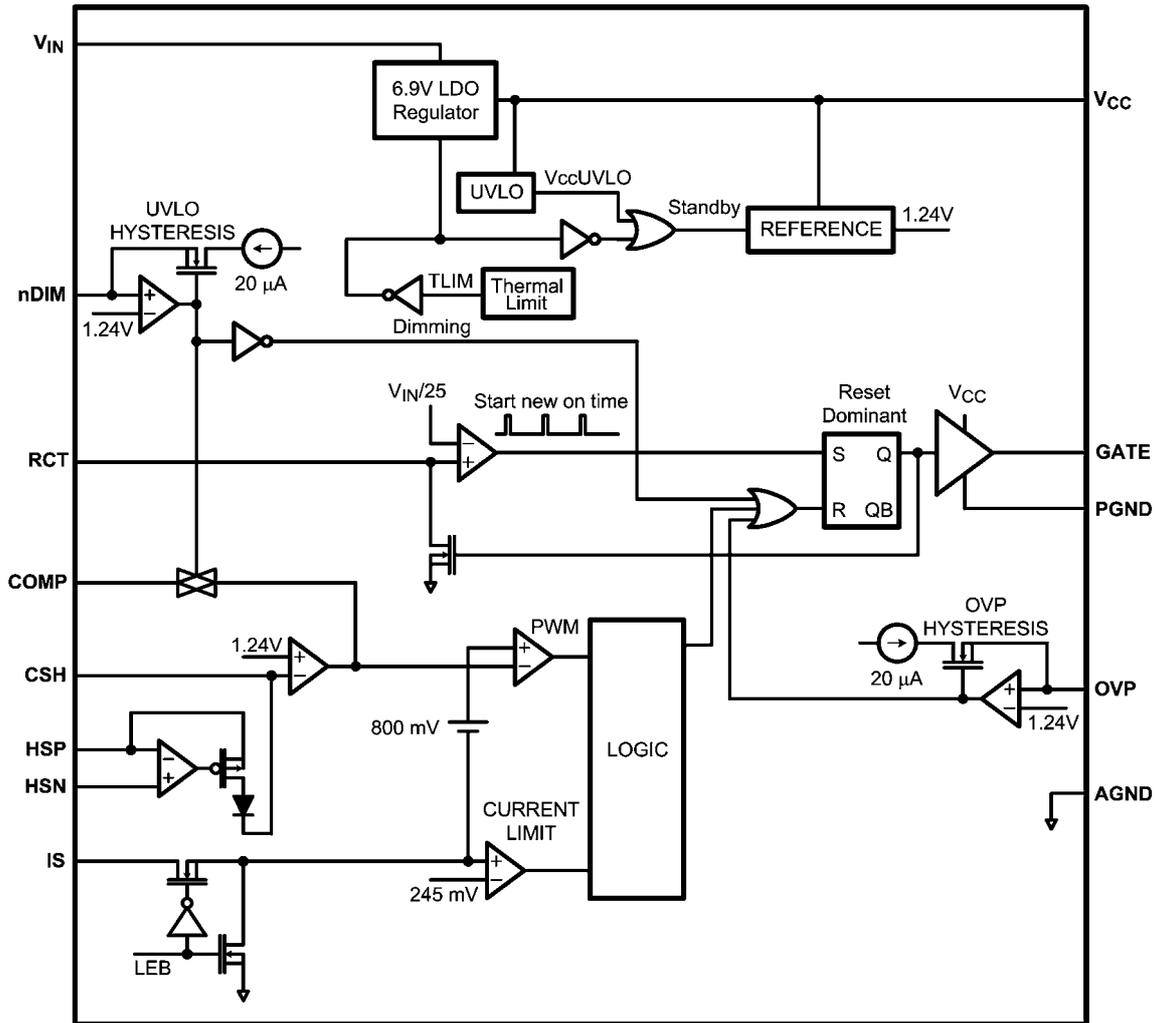


代表的な性能特性 (つづき)

特記のない限り、 $T_A = +25\text{ }^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = 14\text{V}$ とします。



ブロック図



動作原理

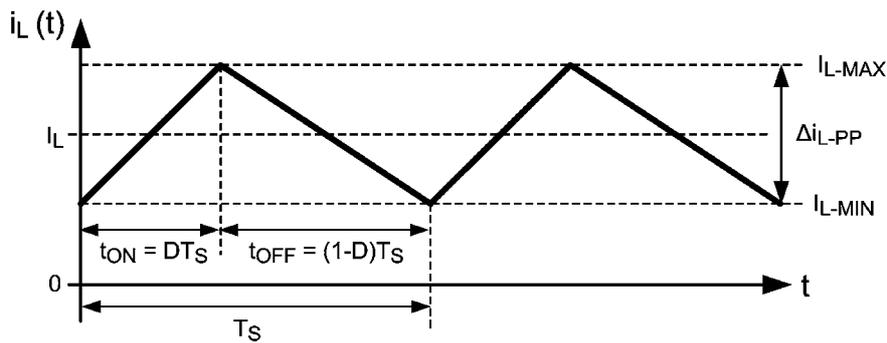
LM3429 は、LED 負荷の駆動に適した降圧型 / 昇圧型 / 昇降圧型電流レギュレータ向けの N チャネル MOSFET (NFET) コントローラです。このコントローラは幅広い入力電圧範囲を備えており、さまざまな LED 負荷のレギュレーションが可能です。ハイサイド差動電流センスと低い可変スレッショルド電圧との組み合わせにより、高システム効率を維持しつつ、優れた出力電流のレギュレーション方式を実現しました。LM3429 にはプレディクティブ・オフタイム (PRO) 制御アーキテクチャが採用され、固有のサイクルごとの電流制限を提供しながら、最小限の外部制御ループ補償でレギュレータを動作できます。可変電流センス・スレッショルドは LED 電流を振幅 (アナログ) 調光する機能を提供し、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 PWM 調光を可能にします。コントローラである LM3429 は、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、LM3429 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。

電流レギュレータ

電流レギュレータは、降圧、昇圧、昇降圧の 3 つの基本的な機能を果たすように設計できます。3 つのトポロジのいずれも、最も基本的な形式はメイン・スイッチング MOSFET、フライホイール・ダイオード、インダクタ、コンデンサで構成されます。LM3429 は、標準的な昇圧型レギュレータに最適なグラウンドを基準にした NFET を駆動できるように設計されています。一方、降圧型レギュレータや昇降圧型レギュレータは通常、ハイサイド・スイッチを備えています。LED 負荷の駆動時は一般に、グラウンドを基準にした負荷は不要なので、代わりに、グラウンドを基準にしたスイッチを使用してフローティング負荷を駆動できます。そのため LM3429 では、「基本トポロジの回路図」に示された 3 つの基本トポロジをすべて駆動させることが可能です。

昇降圧型設計をみると、電流レギュレータの基本動作について理解できます。NFET (Q1) がターンオン (t_{ON}) になっている間、入力電圧源はエネルギーをインダクタ (L1) に蓄え、出力コンデンサ (C_O) はエネルギーを LED 負荷に供給します。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 はエネルギーを C_O と LED 負荷の両方に供給します。Figure 1 は、CCM で動作するレギュレータのインダクタ電流 ($i_L(t)$) の波形です。

動作原理 (つづき)

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

平均出力 LED 電流 (I_{LED}) は平均インダクタ電流 (I_L) に比例するので、 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、最適なデューティ・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。いずれの電流レギュレータの場合でも、 D が変換比の関数となります。

降圧型

$$D = \frac{V_O}{V_{IN}}$$

昇圧型

$$D = \frac{V_O - V_{IN}}{V_O}$$

昇降圧型

$$D = \frac{V_O}{V_O + V_{IN}}$$

プレディクティブ・オフタイム (PRO) 制御

LM3429 では、 I_{LED} の制御に PRO 制御を採用しています。これは、平均ピーク電流制御と入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。LM3429 はピーク電流制御の利用により、HBLED アレイを流れる平均 LED 電流をレギュレートします。この制御方式では、LED 経路上の直列抵抗によって LED 電流を検出し、MOSFET 経路上の直列抵抗または MOSFET R_{DS-ON} によってサイクルごとの電流制限と入力電圧フィードフォワードを実行できます。 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。

オフタイム制御は擬似ヒステリシスですが、昇圧型トポロジと昇降圧型トポロジでは、オフタイムにおける入力電圧の比例特性により、動作範囲全体にわたって基本的に一定のスイッチング周波数が維持されます。降圧型トポロジは、入力電圧と出力電圧のいずれでも一定のリプルを維持するように設計できますが、スイッチング周波数は特定の動作点でのみ一定です。

この制御を利用すると、多くのスイッチング・レギュレータに必要な制御ループ補償を最小限に抑え、設計プロセスを簡略化できます。ピーク検出制御ループの平均化メカニズムは、動作範囲全体できわめて正確な LED 電流レギュレーションを実現します。

PRO 制御の目的は、約 50% 以上のデューティ・サイクルで動作する際に標準的なピーク電流モード制御で見られる「電流モード不安定性」(「サブハーモニクス発振」とも呼ばれます) を緩和することです。固定スイッチング周波数を用いた標準的なピーク電流モード制御を利用する場合は、トポロジにかかわらずこの状態が発生します。一方、コンスタント・オフタイム方

式を利用すれば、電流モード不安定性は発生せず、設計と制御が容易になります。

PRO 制御の利点は以下のとおりです。

- いくかなるデューティ・サイクルでも電流モード不安定性は発生しません。
- 特に昇圧型レギュレータでは、高いデューティ・サイクル / 電圧変換比が実現可能です。

唯一の問題点は、外部基準周波数への同期が一般に不可能なことです。

スイッチング周波数

Figure 2 に示すように、RCT ピンとスイッチ・ノード (D1、Q1、L1 が接続) の間に接続された外付け抵抗 (R_T) を、RCT ピンと AGND ピンの間に接続されたコンデンサ (C_T) と組み合わせることにより、オフ時間 (t_{OFF}) を設定します。昇圧型トポロジと昇降圧型トポロジでは、 V_{IN} の比例特性により、ほぼ一定のスイッチング周波数 (f_{SW}) が維持されます。

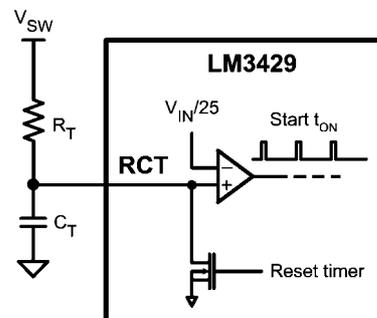


FIGURE 2. Off-timer Circuitry for Boost and Buck-boost Regulators

降圧型トポロジでも R_T と C_T を利用して t_{OFF} を設定しますが、 V_{IN} の比例特性により一定のスイッチング周波数が維持されることはありません。代わりに、一定のリプル動作が可能です。Figure 2 に示された R_T の接続を V_{SW} から V_{IN} に変更すれば、変動する V_{IN} 上で一定のリプルを維持できます。Figure 3 に示すように PNP トランジスタを追加すると、変動する V_O 上で一定のリプルを維持できます。

動作原理 (つづき)

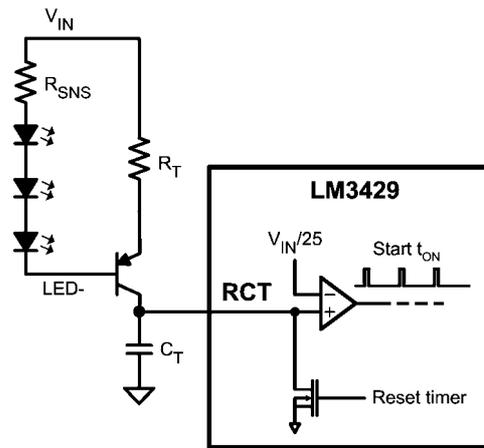


FIGURE 3. Off-timer Circuitry for Buck Regulators

スイッチング周波数は次のように定義されます。

降圧型 (一定のリプル vs. V_{IN})

$$f_{sw} = \frac{25 \times (V_{IN} - V_O)}{R_T \times C_T \times V_{IN}}$$

降圧型 (一定のリプル vs. V_O)

$$f_{sw} = \frac{25 \times (V_{IN} \times V_O - V_O^2)}{R_T \times C_T \times V_{IN}^2}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$f_{sw} = \frac{25}{R_T \times C_T}$$

いずれのトポロジでも、C_TはLM3429のすぐ近くに配置する必要があり、1nFのコンデンサの使用を推奨します。

平均 LED 電流

Figure 4 に示すように、LM3429 では、LED 負荷と直列に配置された外付け電流センス抵抗 (R_{SNS}) を使用して、LED 電流 (I_{LED}) を電圧 (V_{SNS}) に変換します。HSP ピンと HSN ピンはハイサイド・センス・アンプへの入力であり、負帰還を通じて電位が強制的に等しくなります (V_{HSP} = V_{HSN})。このような理由から、V_{SNS} 電圧は R_{HSP} で信号電流 (I_{CSH}) を生成し、信号は CSH ピンから流出して R_{CSH} 抵抗を流れます。エラー・アンプが CSH ピンを 1.24V にレギュレートするので、I_{CSH} は次の式で計算できます。

$$I_{CSH} = \frac{V_{SNS}}{R_{HSP}}$$

V_{SNS} は次のようにレギュレートされます。

$$V_{SNS} = 1.24V \times \frac{R_{HSP}}{R_{CSH}}$$

I_{LED} は次の式で計算できます。

$$I_{LED} = \frac{V_{SNS}}{R_{SNS}} = \frac{1.24V}{R_{SNS}} \times \frac{R_{HSP}}{R_{CSH}}$$

3 個の抵抗 (R_{SNS}、R_{CSH}、R_{HSP}) の選択は任意ではありません。マッチングやノイズ性能を考慮すると、推奨する信号電流 I_{CSH} は約 100 μA です。この電流であれば、LED に流入せず、オフ状態の LED 電流やレギュレートされた LED 電流に影響を与えません。I_{CSH} はこの値より大きくても小さくても構いませんが、ハイサイド・アンプのオフセット特性がわずかに影響を受ける可能性があります。LED 電流の精度に対するハイサイド・アンプの電圧オフセットの影響を最小限に抑えるには、最小 V_{SNS} を 50mV にすることを推奨します。また、ハイサイド・センス・アンプの両方の入力における入力バイアス電流 (~10 μA) の影響を打ち消すには、抵抗 (R_{HSN} = R_{HSP}) を HSN ピンと直列に配置する必要があります。なお、CSH ピンは 1.24V にレギュレートされたローサイド電流センス入力としても使用できます。HSP と HSN を GND に接続すると、ハイサイド・センス・アンプはディスエーブルになります。

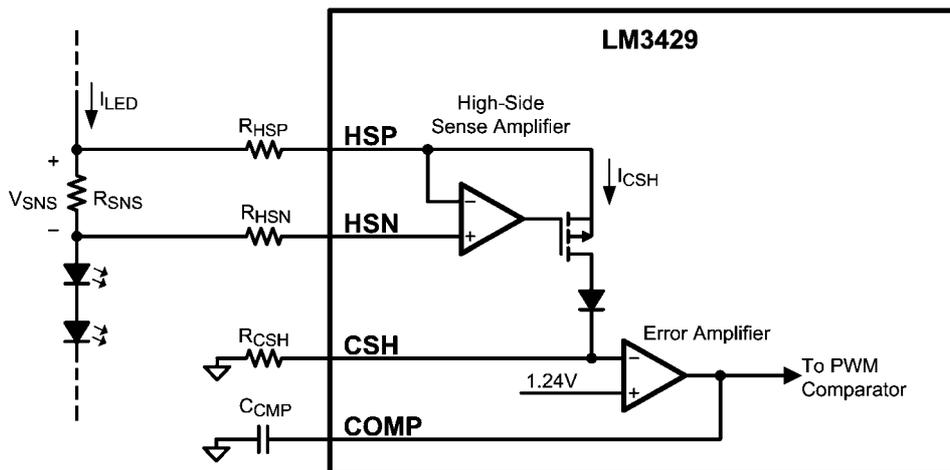


FIGURE 4. LED Current Sense Circuitry

動作原理 (つづき)

アナログ調光

CSH ピンを使用すると、電流センス電圧 (V_{SNS}) を調整することによって LED 電流をアナログ調光できます。CSH ピンで V_{SNS} を調整するには複数の方式があります。

1. 外付け可変抵抗: R_{CSH} と直列に配置されたポテンショメータを調整して、 V_{SNS} を変更します。
2. 外付け可変電流源: CSH ピンへの電流源 ($0 \mu A \sim I_{CSH}$) を調整して、 V_{SNS} を変更します。

一般にアナログ調光アプリケーションでは、スイッチング周波数を低くして、前縁ブランキング回路の影響を最小限に抑える必要があります。LED 電流を削減すると、出力電圧とデューティ・サイクルも減少します。最終的には、最小オン時間に到達します。スイッチング周波数が低くなるほど、線形調光範囲は広がります。Figure 5 に、両方の物理的な実装方法を示します。

方式 1 では、既存の回路に簡単に追加できる外付けポテンショメータを CSH 経路上で使用します。ただし、ある程度の抵抗が常に存在して信号電流が流れるので、LED を完全に調光することはできません。また、ポテンショメータによって信号電流ループのサイズが拡大するので、CSH ピンにおけるノイズの重量の影響を受けやすくなります。

方式 2 は複雑になりますが、調光範囲全体の利用が可能であり、高いノイズ性能を発揮します。この方式は PNP カレント・ミラー回路のほか、NPN、2 個の抵抗、ポテンショメータ (R_{ADJ}) からなるバイアス・ネットワークで構成されており、 R_{ADJ} によって、CSH ピンに供給される電流の量を制御します。抵抗値が高くなると、CSH ピンに供給される電流が増加し、 R_{HSP} を流れるレギュレートされた信号電流が減少する結果、LED の調光が行われます。最適なマッチングと性能を得るには、 V_{REF} を高精度の外部基準電圧にし、Q7 と Q8 をデュアル・ペア PNP にする必要があります。CSH ピンに供給される追加の電流 (I_{ADD}) は、次の式で計算できます。

$$I_{ADD} = \frac{\left(\frac{R_{ADJ} \times V_{REF}}{R_{ADJ} + R_{MAX}} \right) - V_{BE-Q6}}{R_{BIAS}}$$

特定の I_{ADD} に対応する I_{LED} は、次の式で計算できます。

$$I_{LED} = (I_{CSH} - I_{ADD}) \times \left(\frac{R_{HSP}}{R_{SNS}} \right)$$

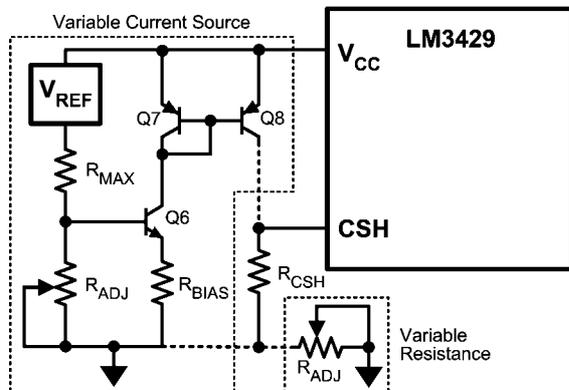


FIGURE 5. Analog Dimming Circuitry

電流センス/電流制限

Figure 6 に示すように、LM3429 では、MOSFET トランジスタ電流を監視して COMP ピン電圧と比較するコンパレータの利用により、ピーク電流モード制御を可能にしています。さらに、サイクルごとの過電流保護機能が採用されています。電流制限は、冗長構成の内部電流センス・コンパレータによって実現しています。電流センス・コンパレータ入力 (IS) の電圧が 245mV (typ) を超えた場合、オン・サイクルは即座に停止します。IS 入力ピンには N チャネル MOSFET が内蔵されており、各サイクルの終了時点で IS 入力ピンをプルダウンします。この放電デバイスは、次のサイクルの開始後さらに 250ns (typ) の間オンの状態を維持して、電流センス信号の前縁スパイクのブランキング処理を行ないます。この前縁ブランキング (LEB) によって、達成可能な最小オン時間 (t_{ON-MIN}) が決定されます。

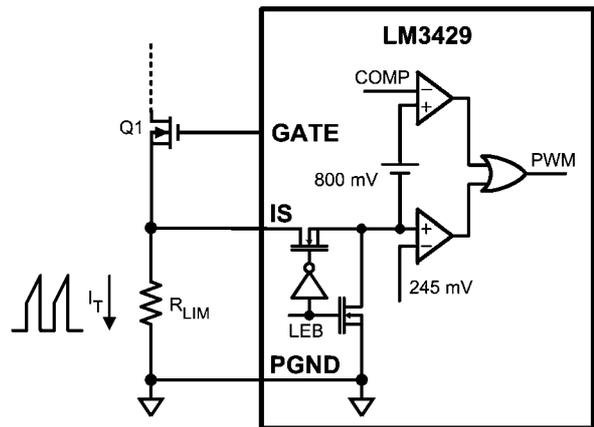


FIGURE 6. Current Sense / Current Limit Circuitry

トランジスタ電流の検出には 2 つの方式が考えられます。IS ピンは MOSFET がオフ状態のときにドレイン上の高電圧に耐えられるよう設計されているので、メイン・パワー MOSFET の R_{DS-ON} は電流センス抵抗として使用できます。または、MOSFET のソース側に配置されたセンス抵抗を電流センスにも使用できますが、低インダクタンス (ESL) タイプの使用を推奨します。サイクルごとの電流制限 (I_{LIM}) は、いずれかの方式を制限抵抗 (R_{LIM}) として使用することにより計算できます。

$$I_{LIM} = \frac{245 \text{ mV}}{R_{LIM}}$$

一般に、外付け直列抵抗を利用すると、設計の柔軟性が向上します。ただし、ノイズの影響を受けやすい低電力グラウンド接続をすべてコントローラで局所的に接続し、それを大電流 PGND (センス抵抗のグラウンド点) に 1 点で接続することが重要です。

動作原理 (つづき)

制御ループ補償

LM3429 の制御ループは、あらゆる電流モード・コントローラと同じようにモデル化されています。一次近似を使用すると、補償されないループは、出力コンデンサによって作成された単一のポールとしてモデル化できます。また、昇圧型トポロジと昇降圧型トポロジでは、インダクタによって作成された右半平面 (RHP) ゼロとしてモデル化できます。いずれも、LED スtring の動的抵抗に依存します。モデルには高周波ポールも存在しますが、これはスイッチング周波数を上回り、補償設計プロセスには関与しないので、無視されます。LED ドライバとともに使用する場合は、寿命が長くリップル電流定格の大きいセラミック・コンデンサが推奨されるので、ループ解析では出力コンデンサの ESR も無視できます。また、補償されないループには、内部コントローラのゲインや外部センシング・ネットワークに依存した DC ゲインも存在します。

昇降圧型レギュレータを例にとつて説明します。すべてのトポロジの補償については、「設計ガイド」を参照してください。

昇降圧型レギュレータの補償されないループ・ゲインは、次の式で計算できます。

$$T_U = T_{U0} \times \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{Z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right)}$$

システムの補償されない DC ループ・ゲインは、次の式で計算できます。

$$T_{U0} = \frac{D' \times 500V \times R_{CSH} \times R_{SNS}}{(1+D) \times R_{HSP} \times R_{LIM}} = \frac{D' \times 620V}{(1+D) \times I_{LED} \times R_{LIM}}$$

出力ポール (ω_{P1}) は次の式で近似されます。

$$\omega_{P1} = \frac{1+D}{r_D \times C_O}$$

RHP ゼロ (ω_{Z1}) は次の式で計算できます。

$$\omega_{Z1} = \frac{r_D \times D^2}{D \times L1}$$

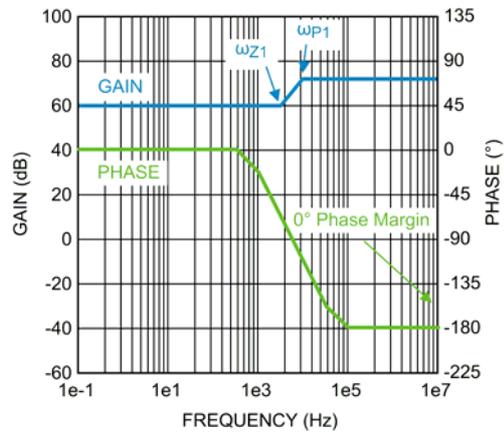


FIGURE 7. Uncompensated Loop Gain Frequency Response

Figure 7 に、RHP ゼロが出力ポールを下回ったワースト・ケース条件における補償されないループ・ゲインを示します。これは、レギュレータが出力電圧の大幅な昇圧を試みて、デューティ・サイクルが高くなったときに発生します。RHP ゼロでは、20dB/dec (ディケード) のゲインが追加されますが、45°/dec の位相が解放されます。ゲインは高周波ポールによってのみ再び低下し始めるので (図ではモデル化および表示されていません)、クロスオーバー周波数 (ゲインがゼロ dB になる時点) がきわめて高くなります。位相はクロスオーバー周波数で -180° を下回りますが、位相マージン (クロスオーバー周波数での 180° + の位相) がなくなるため、システムが不安定になります。出力ポールが RHP ゼロを下回った場合でも、位相は -180° に達し、ほとんどの場合はクロスオーバー周波数で不安定さが生じます。

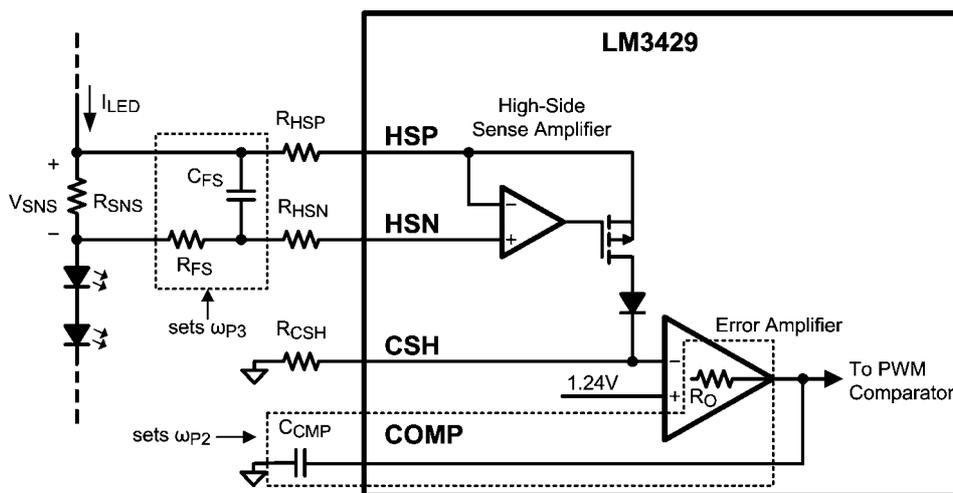


FIGURE 8. Compensation Circuitry

動作原理 (つづき)

この問題を緩和するには、クロスオーバー周波数で十分な (45° を超える) 位相マージンを確保できるように補償器を設計する必要があります。COMP ピン (C_{COMP}) で単一のコンデンサを使用するシンプルな補償器では、ドミナント・ポールがシステムに追加され、低く設定すれば十分な位相マージンを確保できます。この種の補償ではデューティ・サイクルが高い場合 (Figure 7 を参照)、RHP ゼロによって、達成可能な帯域幅にリミット値が設けられます。ただし、LED ドライバは基本的に出力変動がないので (致命的な障害でのオープンや短絡を除きます)、帯域幅が減少するとしても、通常はドミナント・ポール方式が最適です。ドミナント補償ポール (ω_{p2}) は、C_{COMP} とエラー・アンプの出力抵抗 (R_O) (通常は 5MΩ) によって求められます。

$$\omega_{p2} = \frac{1}{5e^6 \Omega \times C_{COMP}}$$

クロスオーバー周波数から少なくとも 1 デイケード上に最後のポールを追加することによって、スイッチング・ノイズを減衰させ、ゲイン・マージンを増やす必要があるかもしれません。このポールを R_{SNS} に配置すると、同時にセンス抵抗の ESL をフィルタリングできます。Figure 8 に、システムにおける補償の物理的な実装方法を示します。

高周波ポール (ω_{p3}) は次の式で計算できます。

$$\omega_{p3} = \frac{1}{R_{FS} \times C_{FS}}$$

システム全体の伝達関数は次のようになります。

$$T = T_{U0} \times \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{p1}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{p2}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{p3}}\right)}$$

結果として得た補償されるループ・ゲインの周波数応答 (Figure 9 を参照) によると、ドミナント補償ポールを低く設定すれば、システムは十分な (45° を超える) 位相マージンを確保して、安定性を維持できます。

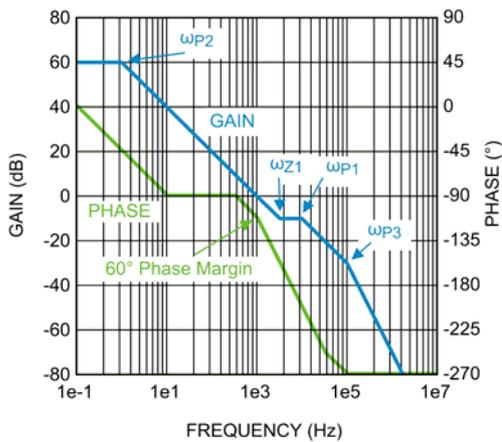


FIGURE 9. Compensated Loop Gain Frequency Response

出力オーバーボルテージ・ロックアウト (OVLO)

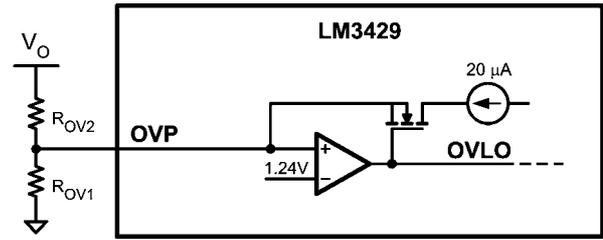


FIGURE 10. Over-Voltage Protection Circuitry

LM3429 は、OVP ピンを介して出力 (または入力) オーバーボルテージ状態を検出するように構成できます。Figure 10 に示すように、このピンは 1.24V の正確なスレッシュホールドと 20 μA (typ) のヒステリシス電流を備えています。OVLO スレッシュホールドを超えると、GATE ピンが即座に Low になり、20 μA の電流源が OVLO ヒステリシス・バンドの下側スレッシュホールドに対してヒステリシスを提供します。

昇降圧型構成や降圧型構成のように、LED がグラウンドではない電位を基準にしている場合 (フローティングの場合)、単一の PNP を利用することにより、出力電圧 (V_O) を検出してグラウンドに変換する必要があります (Figure 11 を参照)。

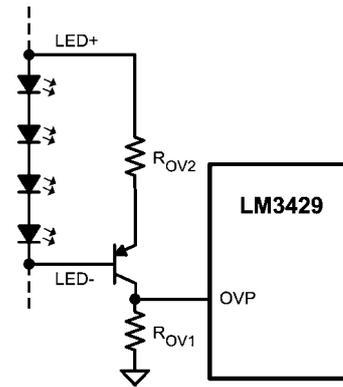


FIGURE 11. Floating Output OVP Circuitry

オーバーボルテージ・ターンオフ・スレッシュホールド (V_{TURN-OFF}) は次のように定義されます。

グラウンド基準

$$V_{TURN-OFF} = 1.24V \times \left(\frac{R_{OV1} + R_{OV2}}{R_{OV1}}\right)$$

フローティング

$$V_{TURN-OFF} = 1.24V \times \left(\frac{0.5 \times R_{OV1} + R_{OV2}}{R_{OV1}}\right)$$

グラウンドを基準にした構成の場合、R_{OV2} の両端の電圧は V_O - 1.24V ですが、フローティング構成の場合は V_O - 620mV です。この場合、620mV は PNP トランジスタの V_{BE} に近似しています。

オーバーボルテージ・ヒステリシス (V_{HYSO}) は次のように定義されます。

$$V_{HYSO} = 20 \mu A \times R_{OV2}$$

動作原理 (つづき)

入力アンダーボルテージ・ロックアウト (UVLO)

Figure 12 に示すように、nDIM ピンは、1.24V の正確なスレッショルドと設定可能なヒステリシスを備えた二重機能の入力です。このピンは、LED の PWM 調光入力と V_{IN} UVLO のいずれとしても機能します。ピン電圧が上昇し、1.24V のスレッショルドを超えると、 $20\mu\text{A}$ (typ) の電流が nDIM ピンから抵抗分圧回路に流出することによって、設定可能なヒステリシスを提供します。

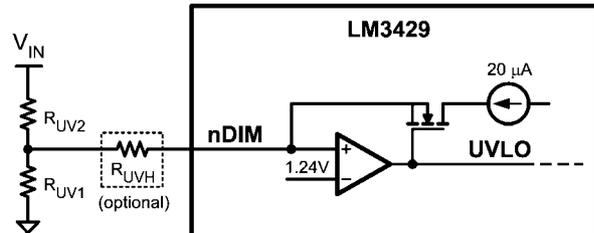


FIGURE 12. UVLO Circuit

nDIM ピンを UVLO と PWM 調光に同時に使用する場合は、直列抵抗を UVLO 回路に追加して、ヒステリシスを設定できます。このようにすると、標準的な抵抗分圧回路では、抵抗値が小さくなり、nDIM ピンでのプルダウン MOSFET による PWM 遅延を最小限に抑えられます (「PWM 調光」を参照)。一般に、UVLO スレッショルドに近い状態で動作している場合、PWM 調光には 3V 以上のヒステリシスがが必要です。

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

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

ヒステリシス (V_{HYS}) は次のように定義されます。

UVLO のみ

$$V_{\text{HYS}} = 20\mu\text{A} \times R_{\text{UV2}}$$

PWM 調光と UVLO

$$V_{\text{HYS}} = 20\mu\text{A} \times \left(R_{\text{UV2}} + \frac{R_{\text{UVH}} \times (R_{\text{UV1}} + R_{\text{UV2}})}{R_{\text{UV1}}} \right)$$

PWM 調光

アクティブ Low の nDIM ピンは、メイン NFET (Q1) を制御する PWM 信号によって駆動できます。この信号のデューティ・サイクルを変調すると、LED の輝度が変わります。LED 輝度は PWM 信号のデューティ・サイクルにほぼ比例するので、30% のデューティ・サイクルは約 30% の LED 輝度に相当します。PWM 調光が不要な場合は、nDIM を V_{IN} UVLO 入力としてのみ使用するか (「入力アンダーボルテージ・ロックアウト (UVLO)」を参照)、 V_{CC} または V_{IN} (76VDC 未満の場合) に直接接続して、この機能を無視できます。

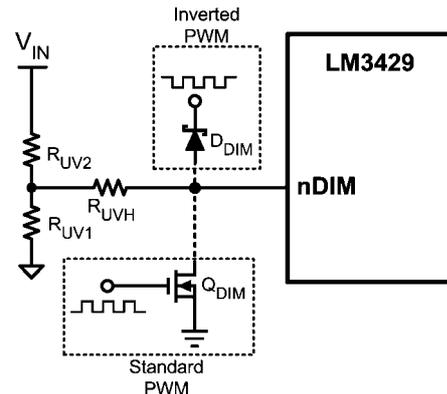


FIGURE 13. PWM Dimming Circuit

Figure 13 に、PWM 信号を nDIM ピンに印加する 2 つの方法を示します。

1. 調光 MOSFET (Q_{DIM}) のドレインを nDIM ピンに、ソースを GND に接続します。外部のロジック・レベル PWM 信号を Q_{DIM} のゲートに印加します。信号が存在しない場合、 Q_{DIM} を適切にターンオフするには、プルダウン抵抗が必要になることがあります。
2. ショットキ・ダイオード (D_{DIM}) のアノードを nDIM ピンに接続します。外部の反転ロジック・レベル PWM 信号を同じダイオードのカソードに印加します。

PWM 調光を伝達関数の線形領域で機能させるには、最小オン時間を維持する必要があります。コントローラは調光時にディスエーブルになるので、PWM パルスを十分に長くして、入力から取得されるエネルギーが LED に供給されているエネルギーより大きいか、等しくなるようにしてください。昇圧型レギュレータと昇降圧型レギュレータでは、次の状態を維持する必要があります。

$$t_{\text{PULSE}} = \frac{2 \times I_{\text{LED}} \times V_{\text{O}} \times L1}{V_{\text{IN}}^2}$$

上の式の t_{PULSE} は、PWM パルスの長さを秒単位で表したものです。

スタートアップ・レギュレータ (VCC LDO)

LM3429 は、高耐圧、低ドロップアウト (LDO) のバイパス・レギュレータを搭載しています。レギュレータは電源オン時に起動し、 V_{CC} ピンに接続されている外付けコンデンサに電力を供給します。 V_{CC} 出力電圧は公称 6.9V であり、消費電流は内部で 20mA (min) に制限されます。 V_{CC} レギュレータの推奨バイパス容量範囲は $2.2\mu\text{F} \sim 3.3\mu\text{F}$ です。 V_{CC} レギュレータの出力が内部 UVLO 回路によって監視されるので、デバイスはスタートアップ時、通常動作時、シャットダウン時に不十分な電源電圧での動作から保護されます。

サーマル・シャットダウン

LM3429 は、サーマル・シャットダウンの各機能を備えています。ダイ温度が約 165°C に達するとデバイスはシャットダウンし (GATEピンは Low)、約 140°C に達すると再びターンオンします。

設計上の考慮事項

ここでは、LM3429 を使って設計を行う際のアプリケーション・レベルの考慮事項について説明します。対応する計算については、「設計ガイド」を参照してください。

インダクタ

インダクタ (L1) は、スイッチング・レギュレータ内のメイン・エネルギー蓄積デバイスです。エネルギーは、トポロジに応じて異なる方法でインダクタに蓄積され、負荷に転送されます。「電流レギュレータ」では、例として昇降圧動作について説明しています。インダクタのサイズ、その両端の電圧、サブ・スイッチング期間 (t_{ON} または t_{OFF}) の長さによって、インダクタ電流リップル (Δi_{L-PP}) が決定されます。設計プロセスでは、必要な Δi_{L-PP} を提供できるように L1 を選択します。降圧型レギュレータの場合、インダクタは負荷に直接接続されますが、この方式は電流レギュレータにとって効果的です。出力コンデンサ容量はほとんどまたはまったく必要ないので、 Δi_{L-PP} は基本的に LED リップル電流 Δi_{LED-PP} と等しくなります。ただし、昇圧型レギュレータと昇降圧型レギュレータの場合は、 Δi_{LED-PP} を削減する出力コンデンサが必ず存在するため、出力コンデンサ容量が最小限しか存在しない(またはまったく存在しない)降圧型レギュレータの場合よりもインダクタのリップルを大きくできます。

メーカーでは一般に、 Δi_{LED-PP} を平均 LED 電流 (I_{LED}) の 40% 未満にすることを推奨しています。したがって、出力コンデンサ容量がない降圧型レギュレータの場合、 Δi_{L-PP} も I_{LED} の 40% 未満にする必要があります。昇圧型トポロジと昇降圧型トポロジの場合は、出力コンデンサ容量に応じて Δi_{L-PP} をもっと大きくできます。ただし、 Δi_{L-PP} を平均インダクタ電流 (I_L) の 100% 未満にして、RMS インダクタ電流を制限することを推奨します。

L1 でも、RMS 電流定格を最小許容 RMS インダクタ電流 (I_{L-RMS}) の計算値より 25% 以上高くすることを推奨します。

LED の動的抵抗 (rD)

負荷が LED ストリングである場合、出力負荷抵抗は LED ストリングの動的抵抗と R_{SNS} です。LED は PN 接合ダイオードであり、その動的抵抗は順方向電流の変化に応じて変わります。単一の LED の順方向電圧 (V_{LED}) を順方向電流 (I_{LED}) で除算すると、単一の LED の動的抵抗 (r_{LED}) について計算結果が不適切になります。計算結果が実際の r_{LED} 値よりも 5 倍～10 倍大きくなる場合があります。

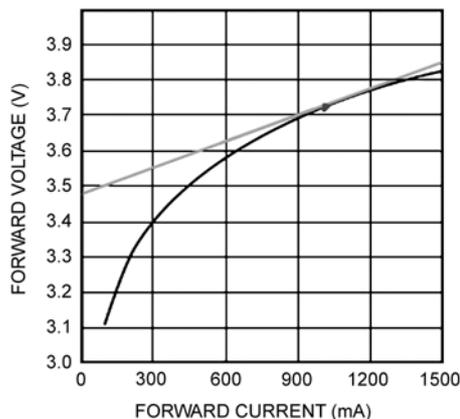


FIGURE 14. Dynamic Resistance

r_{LED} は、メーカーの LED I-V 特性を参照すると得られます。Figure 14 に示すように、公称動作点における傾きとして計算できます。2 個を超える直列 LED を使用したアプリケーションでは、 R_{SNS} を無視して、LED 数を r_{LED} で乗算すれば r_D を近似できます。

出力コンデンサ

昇圧型レギュレータと昇降圧型レギュレータの場合、最初のサブ・スイッチング期間中にフライホイール・ダイオード (D1) に逆バイアスがかけると、出力コンデンサ (C_O) がエネルギーを負荷に供給します。降圧型トポロジでの出力コンデンサは単に、LED 電流リップル (Δi_{LED-PP}) をインダクタ電流リップル (Δi_{L-PP}) 未満に削減します。いずれの場合でも、 C_O は必要な Δi_{LED-PP} を提供できるサイズとなります。「インダクタ」で述べたように、メーカーでは、 Δi_{LED-PP} を平均 LED 電流 (I_{LED-PP}) の 40% 未満にすることを推奨しています。

温度と動作電圧によるディレーティングを考慮して、 C_O は慎重に選択する必要があります。また、必要な RMS 電流定格を備えていなければなりません。リップル電流定格が大きく、寿命が長く、温度性能の高いセラミック・コンデンサが最適な選択肢です。X7R 特性の誘電体を推奨します。

入力コンデンサ

入力コンデンサ (C_{IN}) は、スイッチング周期の不連続部分でエネルギーを供給します。降圧型レギュレータと昇降圧型レギュレータの場合、 C_{IN} は、 t_{ON} と t_{OFF} のときにエネルギーを供給します。入力電圧源は、平均入力電流 (I_{IN}) で C_{IN} への充電を行ないます。昇圧型レギュレータの場合、 C_{IN} はインダクタに直接接続されるので、リップル電流のみ供給する必要があります。許容可能な最大入力電圧リップル (Δv_{IN-PP}) に基づいて、 C_{IN} を選択します。 Δv_{IN-PP} は、入力電圧 (V_{IN}) の 10% 未満にすることを推奨します。

温度と動作電圧によるディレーティングを考慮して、容量が C_{IN} の計算値より 100% 以上大きい入力コンデンサを推奨します。PWM 調光を行なう場合は、さらに多くの容量があれば、LED 電流波形の上昇遷移中に入力電圧源からの大電流を最小限に抑えるのに役立ちます。

また、選択する入力コンデンサは、必要な RMS 電流定格を備えていなければなりません。この場合も、リップル電流定格が大きく、寿命が長く、温度性能の高いセラミック・コンデンサが最適な選択肢です。X7R 特性の誘電体を推奨します。

ほとんどのアプリケーションでは、 V_{IN} ピンのできる限り近くに $0.1 \mu F$ のセラミック・コンデンサを配置して、ピンをバイパスすることを推奨します。バルク入力コンデンサが LM3429 デバイスから離れている場合は、バルク入力コンデンサとバイパス・コンデンサの間に 10Ω の直列抵抗を配置し、 $150 kHz$ のフィルタを作成することによって、不必要な高周波ノイズの重量を除去できます。

設計上の考慮事項 (つづき)

N チャネル MOSFET (NFET)

LM3429 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 NFET (Q1) を必要とします。Q1 については、電圧定格を最大トランジスタ電圧より 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を推奨します。実際には、すべてのスイッチング・レギュレータは、スイッチ・ノードでダイオードの寄生容量とリード・インダクタンスに起因するなんらかのリングングが発生します。電流定格は、平均トランジスタ電流より 10% 以上高くすることを推奨します。その上で、RMS トランジスタ電流と NFET オン抵抗 (R_{DS-ON}) に基づいて電力損失を計算し、電力定格を検証します。

一般に、スイッチング周波数が高いときは総ゲート電荷 (Q_g) を削減し、それ以外の場合は R_{DS-ON} を削減するように NFET を選択する必要があります。これで、システムの主な電力損失を最小限に抑えられます。通常、熱特性の向上を図るには、パッケージが大型で電流が大きい NFET を選択します。

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、電圧定格を最大トランジスタ電圧より 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より 10% 以上高くすることを推奨します。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。これには、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の代表値を調べ、平均ダイオード電流を乗算します。一般に、電流が大きいダイオードほど順方向電圧が低くなり、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。

回路レイアウト

スイッチング・レギュレータの性能を決めるのは部品選定だけではなく、プリント回路基板 (PCB) 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。

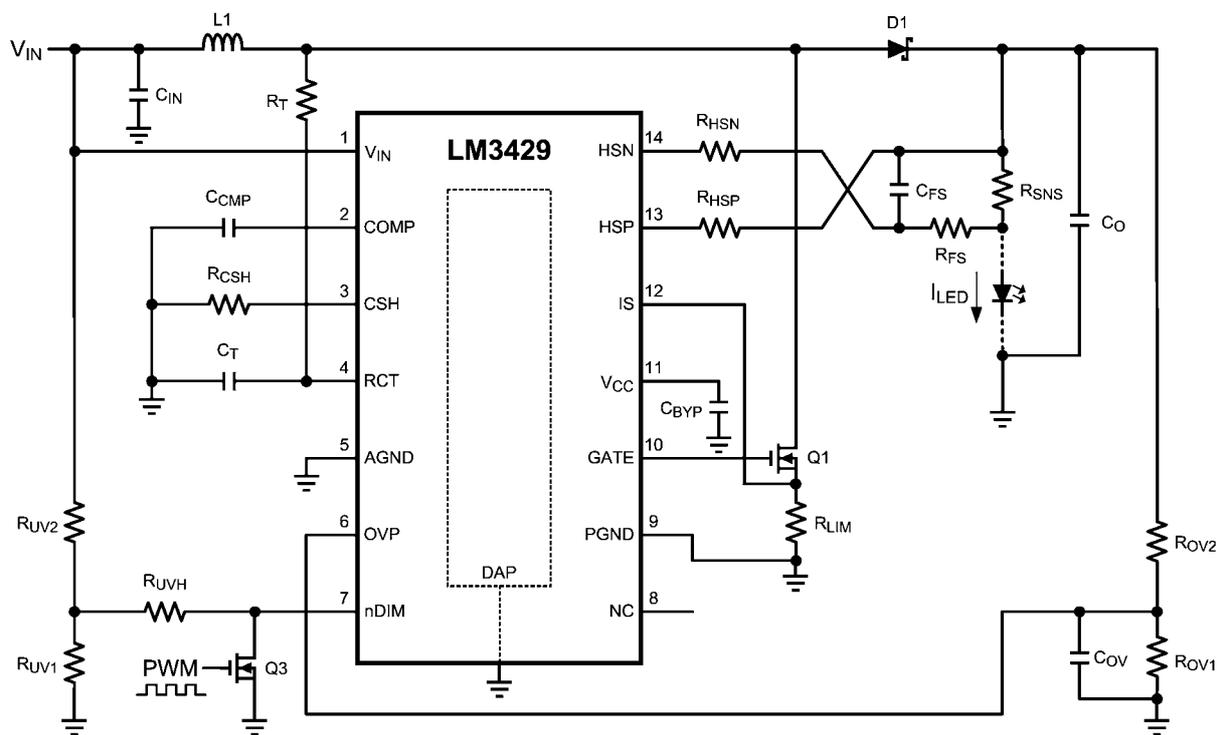
不連続な電流は EMI の発生原因となる可能性が高いため、経路の配線時は配慮が必要です。LM3429 の降圧型レギュレータにおける不連続な電流の主な経路として、入力コンデンサ (C_{IN})、フライホイール・ダイオード (D1)、N チャネル MOSFET (Q1)、センス抵抗 (R_{LIM}) が挙げられます。LM3429 の昇圧型レギュレータと昇降圧型レギュレータの場合、不連続な電流は出力コンデンサ (C_O)、D1、Q1、 R_{LIM} を流れます。いずれの場合でもこのループをできる限り小さくし、さらにすべての部品間の接続を短く太いものにして寄生インダクタンスを最小限に抑える必要があります。特にスイッチ・ノード (L1、D1、Q1 が接続) は、部品の接続にちょうど十分なだけの大きさにする必要があります。過度な発熱を抑えるには、スイッチ・ノードの短い電流経路に隣接して大型の Copper Pour (ポリゴン配線パターン) を配置します。

RCT、COMP、CSH、IS、HSP、HSN 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入力なので、これらの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。

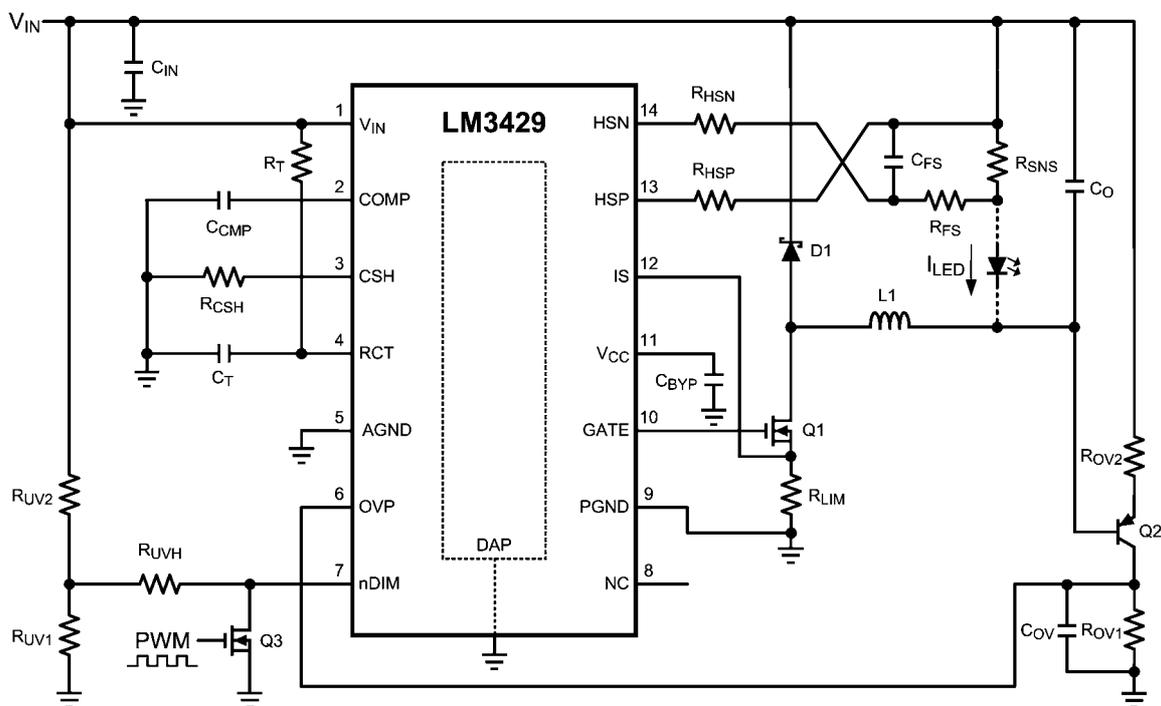
LED または LED アレイを LM3429 から離して (数インチ以上) 配置するアプリケーション、または配線ハーネスによって接続される独立した PCB 上に実装するアプリケーションがあります。出力コンデンサを使用し、LED アレイが大規模な場合、または他のレギュレータ部分と独立している場合は、出力コンデンサを LED の近くに配置してコンデンサの AC インピーダンスに対する寄生インダクタンスの影響を低減します。

基本トポロジの回路図

昇圧型レギュレータ ($V_{IN} < V_O$)

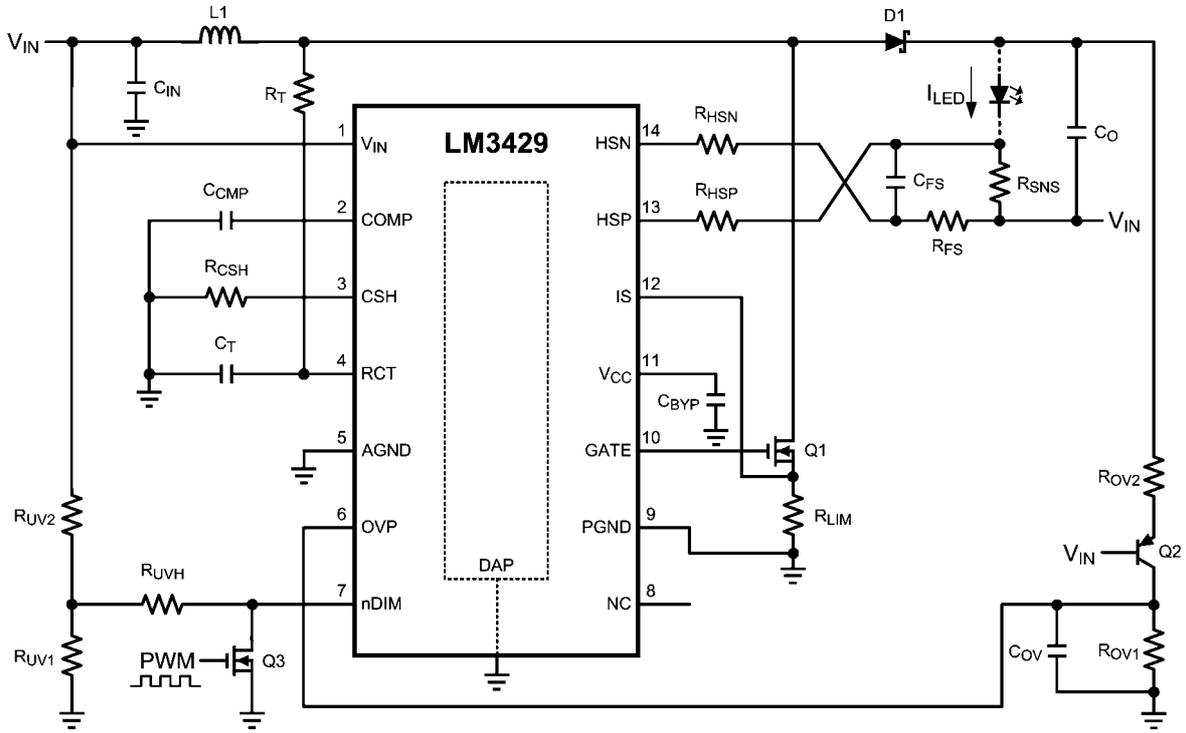


降圧型レギュレータ ($V_{IN} > V_O$)



基本トポロジの回路図 (つづき)

バックブースト・レギュレータ



設計ガイド

「基本トポロジの回路図」を参照してください。

仕様

直列 LED の個数 : N

単一の LED の順方向電圧 : V_{LED}

単一の LED の動的抵抗 : r_{LED}

公称入力電圧 : V_{IN}

入力電圧範囲 : V_{IN-MAX} 、 V_{IN-MIN}

スイッチング周波数 : f_{SW}

電流センス電圧 : V_{SNS}

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}

ピーク電流制限 : I_{LIM}

入力電圧リップル : Δv_{IN-PP}

出力 OVLO の特性 : $V_{TURN-OFF}$ 、 V_{HYSO}

入力 UVLO の特性 : $V_{TURN-ON}$ 、 V_{HYS}

1. 動作点

直列 LED の個数 (N) と、単一の LED の順方向電圧 (V_{LED}) および動的抵抗 (r_{LED}) に基づいて、公称出力電圧 (V_O) と LED スtring の公称動的抵抗 (r_D) を求めます。

$$V_O = N \times V_{LED}$$

$$r_D = N \times r_{LED}$$

最適な公称デューティ・サイクル (D) は、次の式から求めます。

降圧型

$$D = \frac{V_O}{V_{IN}}$$

昇圧型

$$D = \frac{V_O - V_{IN}}{V_O}$$

昇降圧型

$$D = \frac{V_O}{V_O + V_{IN}}$$

同じ式を使い、最大入力電圧 (V_{IN-MAX}) に基づいて最小デューティ・サイクル (D_{MIN}) を求め、最小入力電圧 (V_{IN-MIN}) に基づいて最大デューティ・サイクル (D_{MAX}) を求めます。D' = 1 - D であることに注意してください。

2. スwitching周波数

C_T の値を 1nF と仮定し、 R_T を求める式を使って、スイッチング周波数 (f_{SW}) を設定します。

降圧型 (一定のリップル vs. V_{IN})

$$R_T = \frac{25 \times (V_{IN} - V_O)}{f_{SW} \times C_T \times V_{IN}}$$

降圧型 (一定のリップル vs. V_O)

$$R_T = \frac{25 \times (V_{IN} \times V_O - V_O^2)}{f_{SW} \times C_T \times V_{IN}^2}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$R_T = \frac{25}{f_{SW} \times C_T}$$

3. 平均 LED 電流

いずれのトポロジでも、必要な電流センス電圧 (V_{SNS}) を把握し、 R_{SNS} を求める式を使って、平均 LED 電流 (I_{LED}) を設定します。

$$R_{SNS} = \frac{V_{SNS}}{I_{LED}}$$

R_{SNS} の計算値が、求められる標準値から大きく離れている場合は、標準値を得られるように V_{SNS} を調整する必要があります。

$R_{CSH} = 12.4k\Omega$ と仮定し、 R_{HSP} を求める式を使うことによって、100 μA の推奨信号電流を設定できます。

$$R_{HSP} = \frac{I_{LED} \times R_{CSH} \times R_{SNS}}{1.24V}$$

R_{HSP} の計算値が、求められる標準値から大きく離れている場合は、標準値を得られるように R_{CSH} を調整する必要があります。

4. 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、公称インダクタ・リップル電流 (Δi_{L-PP}) を設定します。

降圧型

$$L1 = \frac{(V_{IN} - V_O) \times D}{\Delta i_{L-PP} \times f_{SW}}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$L1 = \frac{V_{IN} \times D}{\Delta i_{L-PP} \times f_{SW}}$$

ワースト・ケースのインダクタ・リップル電流を設定するには、L1 を求める際に V_{IN-MAX} と D_{MIN} を使用します。

最小許容インダクタ RMS 電流定格 (I_{L-RMS}) は、次の式で計算できます。

降圧型

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

昇圧型 / 昇降圧型

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

設計ガイド (つづき)

5. LED のリップル電流

出力コンデンサ容量 (C_O) を求める式を使って、公称 LED リップル電流 (Δi_{LED-PP}) を設定します。

降圧型

$$C_O = \frac{\Delta i_{L-PP}}{8 \times f_{SW} \times r_D \times \Delta i_{LED-PP}}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$C_O = \frac{I_{LED} \times D}{r_D \times \Delta i_{LED-PP} \times f_{SW}}$$

ワースト・ケースの LED リップル電流を設定するには、 C_O を求める際に D_{MAX} を使用します。

最小許容 RMS 出力コンデンサ電流定格 (I_{CO-RMS}) は、次の式で近似できます。

降圧型

$$I_{CO-RMS} = \frac{\Delta i_{LED-PP}}{\sqrt{12}}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$I_{CO-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1-D_{MAX}}}$$

6. ピーク電流制限

トランジスタ経路のセンス抵抗 (R_{LIM}) を求める式を使って、ピーク電流制限 (I_{LIM}) を設定します。

$$R_{LIM} = \frac{245 \text{ mV}}{I_{LIM}}$$

7. ループ補償

出力コンデンサの ESR の動作を無視して、シンプルな一次ピーク電流モード制御モデルを使用すると、必要なループ補償を求められます。

まず、レギュレータの補償されないループ・ゲイン (T_U) を次の式で近似します。

降圧型

$$T_U = T_{U0} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right)}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$T_U = T_{U0} \times \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{Z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right)}$$

ポール (ω_{P1}) は次の式で近似されます。

降圧型

$$\omega_{P1} = \frac{1}{r_D \times C_O}$$

昇圧型

$$\omega_{P1} = \frac{2}{r_D \times C_O}$$

昇降圧型

$$\omega_{P1} = \frac{1+D}{r_D \times C_O}$$

RHP ゼロ (ω_{Z1}) は次の式で近似されます。

昇圧型

$$\omega_{Z1} = \frac{r_D \times D^2}{L1}$$

昇降圧型

$$\omega_{Z1} = \frac{r_D \times D^2}{D \times L1}$$

補償されない DC ループ・ゲイン (T_{U0}) は次の式で近似されます。

降圧型

$$T_{U0} = \frac{500V \times R_{CSH} \times R_{SNS}}{R_{HSP} \times R_{LIM}} = \frac{620V}{I_{LED} \times R_{LIM}}$$

昇圧型

$$T_{U0} = \frac{D' \times 500V \times R_{CSH} \times R_{SNS}}{2 \times R_{HSP} \times R_{LIM}} = \frac{D' \times 310V}{I_{LED} \times R_{LIM}}$$

昇降圧型

$$T_{U0} = \frac{D' \times 500V \times R_{CSH} \times R_{SNS}}{(1+D) \times R_{HSP} \times R_{LIM}} = \frac{D' \times 620V}{(1+D) \times I_{LED} \times R_{LIM}}$$

いずれのトポロジでも主な補償方式は、クロスオーバー周波数で十分な位相マージンを確保できる低周波ドミナント・ポール (ω_{P2}) を配置することです。これは、コンデンサ (C_{CMP}) を COMP ピンと GND の間に配置することで可能であり、システムのポールと RHP ゼロのいずれか低いほうの値に基づいて計算します (最小化関数として表されます)。

$$\omega_{P2} = \frac{\min(\omega_{P1}, \omega_{Z1})}{5 \times T_{U0}}$$

$$C_{CMP} = \frac{1}{\omega_{P2} \times 5e^6}$$

アナログ調光を使用する場合は、 C_{CMP} を約 4 倍大きくして、LED がゼロに調光される際の安定性を確保する必要があります。

高周波補償ポール (ω_{P3}) を使用すると、スイッチング・ノイズを減衰させ、ゲイン・マージンを拡大できます。 C_{FS} は、 $R_{FS} = 10 \Omega$ と仮定した上で、システムのポールと RHP ゼロのいずれか高いほうの値に基づいて計算します (最大化関数として表されます)。

$$\omega_{P3} = \max(\omega_{P1}, \omega_{Z1}) \times 10$$

$$C_{FS} = \frac{1}{10 \times \omega_{P3}}$$

設計ガイド (つづき)

システム全体のループ・ゲイン (T) は次の式で表せます。

降圧型

$$T = T_{U0} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{P2}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{P3}}\right)}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$T = T_{U0} \times \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_{Z1}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{P1}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{P2}}\right) \times \left(1 + \frac{s}{\omega_{P3}}\right)}$$

8. 入力コンデンサ容量

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

降圧型

$$C_{IN} = \frac{I_{LED} \times (1 - D) \times D}{\Delta V_{IN-PP} \times f_{SW}}$$

昇圧型

$$C_{IN} = \frac{\Delta i_{L-PP}}{8 \times \Delta V_{IN-PP} \times f_{SW}}$$

昇降圧型

$$C_{IN} = \frac{I_{LED} \times D}{\Delta V_{IN-PP} \times f_{SW}}$$

ワースト・ケースの入力電圧リップルを設定する場合、昇降圧型レギュレータでは、 C_{IN} を求める際に D_{MAX} を使用します。降圧型レギュレータでは、 C_{IN} を求める際に $D_{MID} = 0.5$ を使用します。

最小許容 RMS 入力電流定格 ($I_{CIN-RMS}$) は、次の式で近似できます。

降圧型

$$I_{CIN-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D_{MID} \times (1 - D_{MID})}$$

昇圧型

$$I_{CIN-RMS} = \frac{\Delta i_{L-PP}}{\sqrt{12}}$$

昇降圧型

$$I_{CIN-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}}$$

9. NFET

NFET 電圧定格は、ドレイン-ソース間最大 NFET 電圧 (V_{T-MAX}) より 15% 以上高くする必要があります。

降圧型

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

昇圧型

$$V_{T-MAX} = V_O$$

昇降圧型

$$V_{T-MAX} = V_{IN-MAX} + V_O$$

電流定格は、最大平均 NFET 電流 (I_{T-MAX}) より 10% 以上高くする必要があります。

降圧型

$$I_{T-MAX} = D_{MAX} \times I_{LED}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$I_{T-MAX} = \frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}} \times I_{LED}$$

公称 RMS トランジスタ電流 (I_{T-RMS}) を次の式で近似します。

降圧型

$$I_{T-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{D}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$I_{T-RMS} = \frac{I_{LED}}{D'} \times \sqrt{D}$$

オン抵抗 (R_{DS-ON}) の NFET については、次の式で公称消費電力 (P_T) を求めます。

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

10. ダイオード

ショットキ・ダイオード電圧定格は、最大ブロック電圧 (V_{RD-MAX}) より 15% 以上高くする必要があります。

降圧型

$$V_{RD-MAX} = V_{IN-MAX}$$

昇圧型

$$V_{RD-MAX} = V_O$$

昇降圧型

$$V_{RD-MAX} = V_{IN-MAX} + V_O$$

電流定格は、最大平均ダイオード電流 (I_{D-MAX}) より 10% 以上高くする必要があります。

降圧型

$$I_{D-MAX} = (1 - D_{MIN}) \times I_{LED}$$

昇圧型 / 昇降圧型

$$I_{D-MAX} = I_{LED}$$

設計ガイド (つづき)

平均ダイオード電流 (I_D) を求めるには、 I_{D-MAX} の式で D_{MAX} を D に置き換えます。順方向電圧 (V_{FD}) のダイオードについては、次の式で公称消費電力 (P_D) を求めます。

$$P_D = I_D \times V_{FD}$$

11. 出力 OVLO

昇圧型レギュレータと昇降圧型レギュレータの場合、出力 OVLO はターンオフ・スレッショルド電圧 ($V_{TURN-OFF}$) と求められるヒステリシス (V_{HYSO}) で設定されます。 V_{HYSO} を設定するには、 R_{OV2} を求める式を使用します。

$$R_{OV2} = \frac{V_{HYSO}}{20 \mu A}$$

$V_{TURN-OFF}$ を設定するには、 R_{OV1} を求める式を使用します。

昇圧型

$$R_{OV1} = \frac{1.24V \times R_{OV2}}{V_{TURN-OFF} - 1.24V}$$

昇降圧型

$$R_{OV1} = \frac{1.24V \times R_{OV2}}{V_{TURN-OFF} - 620 \text{ mV}}$$

重畳したスイッチング・ノイズを低減するには、小型のフィルタ・コンデンサ ($C_{OVP} = 47\text{pF}$) を OVP ピンとグラウンドの間に追加します。

12. 入力 UVLO

いずれのトポロジでも、入力 UVLO はターンオン・スレッショルド電圧 ($V_{TURN-ON}$) と求められるヒステリシス (V_{HYS}) で設定されます。

方式 1: PWM 調光が不要な場合は、2 個の抵抗からなるネットワークを使用できます。 V_{HYS} を設定するには、 R_{UV2} を求める式を使用します。

$$R_{UV2} = \frac{V_{HYS}}{20 \mu A}$$

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

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

方式 2: PWM 調光が必要な場合は、3 個の抵抗からなるネットワークを推奨します。 $V_{TURN-ON}$ を設定するには、 $R_{UV2} = 10\text{k}\Omega$ と仮定して、方式 1 と同様に R_{UV1} を求める式を使用します。 V_{HYS} を設定するには、 R_{UVH} を求める式を使用します。

$$R_{UVH} = \frac{R_{UV1} \times (V_{HYS} - 20 \mu A \times R_{UV2})}{20 \mu A \times (R_{UV1} + R_{UV2})}$$

13. PWM 調光方式

PWM 調光は複数の方式で実行できます。

方式 1: ドレインが接続された調光 MOSFET (Q_3) を nDIM ピンに、ソースを GND に接続します。外部の PWM 信号を Q_{DIM} のゲートに印加します。 Q_3 を適切にターンオフするには、プルダウン抵抗が必要になることがあります。

方式 2: ショットキ・ダイオードのアノードを nDIM ピンに接続します。外部の反転 PWM 信号を同じダイオードのカソードに印加します。

14. アナログ調光方式

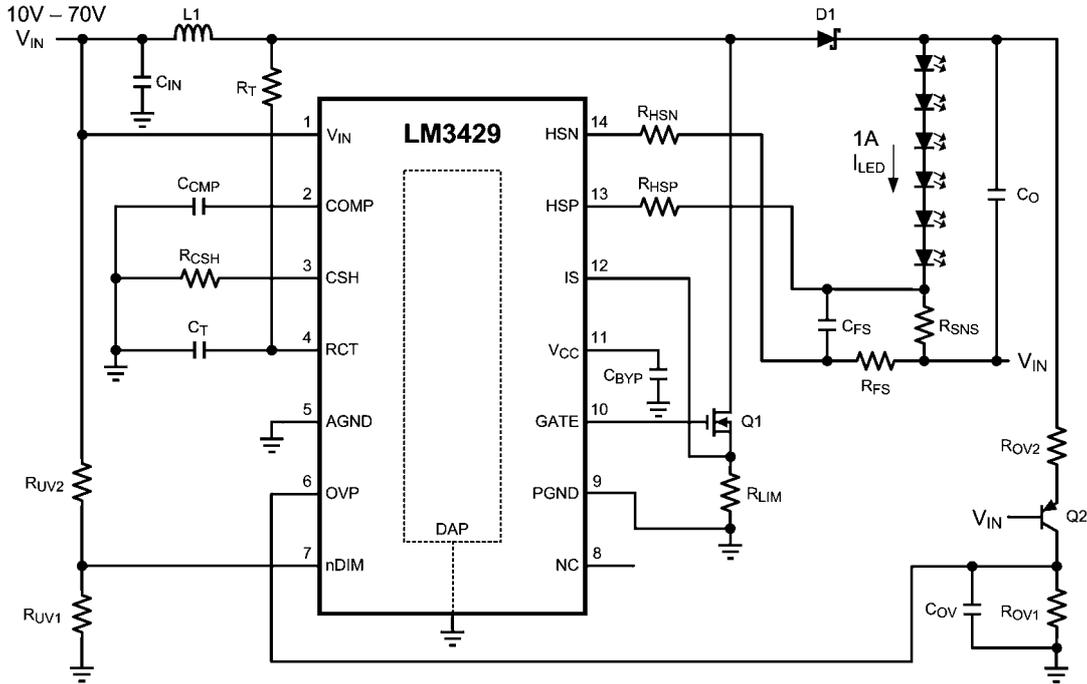
アナログ調光は複数の方式で実行できます。

方式 1: R_{CSH} 抵抗と直列にポテンショメータを配置すると、LED 電流を公称 I_{LED} からほぼゼロまで調光できます。

方式 2: 制御電流源 (「アナログ調光」を参照) を CSH ピンに接続します。CSH ノードに供給される電流を増やすと、LED 電流を公称 I_{LED} からゼロまで調光できます。

設計例 1

昇降圧型アプリケーション：1A で 6 個の LED を使用



仕様

- N = 6
- $V_{LED} = 3.5V$
- $r_{LED} = 325m\Omega$
- $V_{IN} = 24V$
- $V_{IN-MIN} = 10V$
- $V_{IN-MAX} = 70V$
- $f_{SW} = 700kHz$
- $V_{SNS} = 100mV$
- $I_{LED} = 1A$
- $\Delta i_{L-PP} = 500mA$
- $\Delta i_{LED-PP} = 50mA$
- $\Delta v_{IN-PP} = 1V$
- $I_{LIM} = 6A$
- $V_{TURN-ON} = 10V$
- $V_{HYS} = 3V$
- $V_{TURN-OFF} = 40V$
- $V_{HYSO} = 10V$

1. 動作点

V_O と r_D を求めます。

$$V_O = N \times V_{LED} = 6 \times 3.5V = 21V$$

$$r_D = N \times r_{LED} = 6 \times 325 m\Omega = 1.95\Omega$$

D、D'、 D_{MAX} 、 D_{MIN} を求めます。

$$D = \frac{V_O}{V_O + V_{IN}} = \frac{21V}{21V + 24V} = 0.467$$

$$D' = 1 - D = 1 - 0.467 = 0.533$$

$$D_{MIN} = \frac{V_O}{V_O + V_{IN-MAX}} = \frac{21V}{21V + 70V} = 0.231$$

$$D_{MAX} = \frac{V_O}{V_O + V_{IN-MIN}} = \frac{21V}{21V + 10V} = 0.677$$

2. スイッチング周波数

$C_T = 1nF$ と仮定して、 R_T を求めます。

$$R_T = \frac{25}{f_{SW} \times C_T} = \frac{25}{700 kHz \times 1 nF} = 35.7 k\Omega$$

値が最も近い標準抵抗は実際には 35.7k Ω なので、 f_{SW} は次の式で計算できます。

$$f_{SW} = \frac{25}{R_T \times C_T} = \frac{25}{35.7 k\Omega \times 1 nF} = 700 kHz$$

ステップ 2 で選択された要素は次のとおりです。

$C_T = 1 nF$ $R_T = 35.7 k\Omega$

設計例 1 (つづき)

3. 平均 LED 電流

R_{SNS} を求めます。

$$R_{SNS} = \frac{V_{SNS}}{I_{LED}} = \frac{100 \text{ mV}}{1 \text{ A}} = 0.1 \Omega$$

$R_{CSH} = 12.4 \text{ k}\Omega$ と仮定して、 R_{HSP} を求めます。

$$R_{HSP} = \frac{I_{LED} \times R_{CSH} \times R_{SNS}}{1.24 \text{ V}} = \frac{1 \text{ A} \times 12.4 \text{ k}\Omega \times 0.1 \Omega}{1.24 \text{ V}} = 1.0 \text{ k}\Omega$$

値が最も近い標準抵抗は実際には、 R_{SNS} で 0.1Ω 、 R_{HSP} で $1 \text{ k}\Omega$ なので、 I_{LED} は次の式で計算できます。

$$I_{LED} = \frac{1.24 \text{ V} \times R_{HSP}}{R_{SNS} \times R_{CSH}} = \frac{1.24 \text{ V} \times 1.0 \text{ k}\Omega}{0.1 \Omega \times 12.4 \text{ k}\Omega} = 1.0 \text{ A}$$

ステップ 3 で選択された要素は次のとおりです。

$$\begin{aligned} R_{SNS} &= 0.1 \Omega \\ R_{CSH} &= 12.4 \text{ k}\Omega \\ R_{HSP} &= R_{HSN} = 1 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

4. インダクタ・リップル電流

$L1$ を求めます。

$$L1 = \frac{V_{IN} \times D}{\Delta i_{L-PP} \times f_{SW}} = \frac{24 \text{ V} \times 0.467}{500 \text{ mA} \times 700 \text{ kHz}} = 32 \mu\text{H}$$

値が最も近い標準インダクタは $33 \mu\text{H}$ なので、実際の Δi_{L-PP} は次の式で計算できます。

$$\Delta i_{L-PP} = \frac{V_{IN} \times D}{L1 \times f_{SW}} = \frac{24 \text{ V} \times 0.467}{33 \mu\text{H} \times 700 \text{ kHz}} = 485 \text{ mA}$$

最小許容 RMS 電流定格を決定します。

$$\begin{aligned} I_{L-RMS} &= \frac{I_{LED}}{D'} \times \sqrt{1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{\Delta i_{L-PP} \times D'}{I_{LED}} \right)^2} \\ I_{L-RMS} &= \frac{1 \text{ A}}{0.533} \times \sqrt{1 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{485 \text{ mA} \times 0.533}{1 \text{ A}} \right)^2} \\ I_{L-RMS} &= 1.88 \text{ A} \end{aligned}$$

ステップ 4 で選択された要素は次のとおりです。

$$L1 = 33 \mu\text{H}$$

5. 出力コンデンサ容量

C_O を求めます。

$$C_O = \frac{I_{LED} \times D}{r_D \times \Delta i_{LED-PP} \times f_{SW}}$$

$$C_O = \frac{1 \text{ A} \times 0.467}{1.95 \Omega \times 50 \text{ mA} \times 700 \text{ kHz}} = 6.84 \mu\text{F}$$

値が最も近い標準コンデンサは $6.8 \mu\text{F}$ なので、実際の Δi_{LED-PP} は次の式で計算できます。

$$\Delta i_{LED-PP} = \frac{I_{LED} \times D}{r_D \times C_O \times f_{SW}}$$

$$\Delta i_{LED-PP} = \frac{1 \text{ A} \times 0.467}{1.95 \Omega \times 6.8 \mu\text{F} \times 700 \text{ kHz}} = 50 \text{ mA}$$

最小許容 RMS 電流定格を決定します。

$$I_{CO-RMS} = I_{LED} \times \sqrt{\frac{D_{MAX}}{1 - D_{MAX}}} = 1 \text{ A} \times \sqrt{\frac{0.677}{1 - 0.677}} = 1.45 \text{ A}$$

ステップ 5 で選択された要素は次のとおりです。

$$C_O = 6.8 \mu\text{F}$$

6. ピーク電流制限

R_{LIM} を求めます。

$$R_{LIM} = \frac{245 \text{ mV}}{I_{LIM}} = \frac{245 \text{ mV}}{6 \text{ A}} = 0.041 \Omega$$

値が最も近い標準抵抗は 0.04Ω なので、 I_{LIM} は次の式で計算できます。

$$I_{LIM} = \frac{245 \text{ mV}}{R_{LIM}} = \frac{245 \text{ mV}}{0.04 \Omega} = 6.13 \text{ A}$$

ステップ 6 で選択された要素は次のとおりです。

$$R_{LIM} = 0.04 \Omega$$

7. ループ補償

ω_{P1} は次の式で近似されます。

$$\omega_{P1} = \frac{1 + D}{r_D \times C_O} = \frac{1.467}{1.95 \Omega \times 6.8 \mu\text{F}} = 110 \text{ k rad/sec}$$

ω_{Z1} は次の式で近似されます。

$$\omega_{Z1} = \frac{r_D \times D^2}{D \times L1} = \frac{1.95 \Omega \times 0.533^2}{0.467 \times 33 \mu\text{H}} = 37 \text{ k rad/sec}$$

T_{U0} は次の式で近似されます。

$$T_{U0} = \frac{D' \times 620 \text{ V}}{(1 + D) \times I_{LED} \times R_{LIM}} = \frac{0.533 \times 620 \text{ V}}{1.467 \times 1 \text{ A} \times 0.04 \Omega} = 5630$$

設計例 1 (つづき)

安定性を確保するには、 ω_{p2} を計算します。

$$\omega_{p2} = \frac{\min(\omega_{p1}, \omega_{z1})}{5 \times T_{U0}} = \frac{\omega_{z1}}{5 \times 5630} = \frac{37k \frac{\text{rad}}{\text{sec}}}{5 \times 5630} = 1.173 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

C_{CMP} を求めます。

$$C_{\text{CMP}} = \frac{1}{\omega_{p2} \times 5e^6 \Omega} = \frac{1}{1.173 \frac{\text{rad}}{\text{sec}} \times 5e^6 \Omega} = 0.17 \mu\text{F}$$

スイッチング・ノイズを減衰させるには、 ω_{p3} を計算します。

$$\omega_{p3} = \max(\omega_{p1}, \omega_{z1}) \times 10 = \omega_{p1} \times 10$$

$$\omega_{p3} = 110k \frac{\text{rad}}{\text{sec}} \times 10 = 1.1M \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

$R_{\text{FS}} = 10 \Omega$ と仮定して、 C_{FS} を求めます。

$$C_{\text{FS}} = \frac{1}{10 \Omega \times \omega_{p3}} = \frac{1}{10 \Omega \times 1.1M \frac{\text{rad}}{\text{sec}}} = 0.091 \mu\text{F}$$

ステップ 7 で選択された要素は次のとおりです。

$C_{\text{COMP}} = 0.22 \mu\text{F}$ $R_{\text{FS}} = 10 \Omega$ $C_{\text{FS}} = 0.1 \mu\text{F}$
--

8. 入力コンデンサ容量

最小 C_{IN} を求めます。

$$C_{\text{IN}} = \frac{I_{\text{LED}} \times D}{\Delta V_{\text{IN-PP}} \times f_{\text{SW}}} = \frac{1A \times 0.467}{100 \text{mV} \times 700 \text{kHz}} = 6.66 \mu\text{F}$$

電源相互作用を最小限に抑えるためには、容量が 200% 大きい約 $14 \mu\text{F}$ のコンデンサが使用されるので、実際の $\Delta V_{\text{IN-PP}}$ は、はるかに低くなります。また、高耐圧のセラミック・コンデンサの選択肢は限られているので、 $4.7 \mu\text{F}$ の X7R コンデンサが 3 個使用されています。

最小許容 RMS 電流定格を決定します。

$$I_{\text{IN-RMS}} = I_{\text{LED}} \times \sqrt{\frac{D_{\text{MAX}}}{1 - D_{\text{MAX}}}} = 1A \times \sqrt{\frac{0.677}{1 - 0.677}} = 1.45A$$

ステップ 8 で選択された要素は次のとおりです。

$C_{\text{IN}} = 3 \times 4.7 \mu\text{F}$
--

9. NFET

Q1 の最小電圧定格と最小電流定格を決定します。

$$V_{\text{T-MAX}} = V_{\text{IN-MAX}} + V_{\text{O}} = 70V + 21V = 91V$$

$$I_{\text{T-MAX}} = \frac{0.677}{1 - 0.677} \times 1A = 2.1A$$

$R_{\text{DS-ON}}$ が $50 \text{m}\Omega$ と小さいので、電流定格が $32A$ の $100V$ NFET が選択されています。 $I_{\text{T-RMS}}$ と P_{T} を決定します。

$$I_{\text{T-RMS}} = \frac{I_{\text{LED}}}{D'} \times \sqrt{D} = \frac{1A}{0.533} \times \sqrt{0.467} = 1.28A$$

$$P_{\text{T}} = I_{\text{T-RMS}}^2 \times R_{\text{DS-ON}} = 1.28A^2 \times 50 \text{m}\Omega = 82 \text{mW}$$

ステップ 9 で選択された要素は次のとおりです。

$Q1 \rightarrow 32A, 100V, \text{DPAK}$

10. 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。

$$V_{\text{RD-MAX}} = V_{\text{IN-MAX}} + V_{\text{O}} = 70V + 21V = 91V$$

$$I_{\text{D-MAX}} = I_{\text{LED}} = 1A$$

電流定格が $12A$ 、 $V_{\text{D}} = 600 \text{mV}$ の $100V$ ダイオードが選択されています。 P_{D} を決定します。

$$P_{\text{D}} = I_{\text{D}} \times V_{\text{FD}} = 1A \times 600 \text{mV} = 600 \text{mW}$$

ステップ 10 で選択された要素は次のとおりです。

$D1 \rightarrow 12A, 100V, \text{DPAK}$

11. 入力 UVLO

R_{UV2} を求めます。

$$R_{\text{UV2}} = \frac{V_{\text{HYS}}}{20 \mu\text{A}} = \frac{3V}{20 \mu\text{A}} = 150 \text{k}\Omega$$

値が最も近い標準抵抗は $150 \text{k}\Omega$ なので、 V_{HYS} は次の式で計算できます。

$$V_{\text{HYS}} = R_{\text{UV2}} \times 20 \mu\text{A} = 150 \text{k}\Omega \times 20 \mu\text{A} = 3V$$

R_{UV1} を求めます。

$$R_{\text{UV1}} = \frac{1.24V \times R_{\text{UV2}}}{V_{\text{TURN-ON}} - 1.24V} = \frac{1.24V \times 150 \text{k}\Omega}{10V - 1.24V} = 21.2 \text{k}\Omega$$

設計例 1 (つづき)

値が最も近い標準抵抗は 21kΩ なので、 $V_{\text{TURN-ON}}$ は次の式で計算できます。

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

$$V_{\text{TURN-ON}} = \frac{1.24\text{V} \times (21\text{k}\Omega + 150\text{k}\Omega)}{21\text{k}\Omega} = 10.1\text{V}$$

ステップ 11 で選択された要素は次のとおりです。

$$R_{\text{UV1}} = 21\text{k}\Omega$$

$$R_{\text{UV2}} = 150\text{k}\Omega$$

12. 出力 OVLO

R_{OV2} を求めます。

$$R_{\text{OV2}} = \frac{V_{\text{HYSO}}}{20\mu\text{A}} = \frac{10\text{V}}{20\mu\text{A}} = 500\text{k}\Omega$$

値が最も近い標準抵抗は 499kΩ なので、 V_{HYSO} は次の式で計算できます。

$$V_{\text{HYSO}} = R_{\text{OV2}} \times 20\mu\text{A} = 499\text{k}\Omega \times 20\mu\text{A} = 9.98\text{V}$$

R_{OV1} を求めます。

$$R_{\text{OV1}} = \frac{1.24\text{V} \times R_{\text{OV2}}}{V_{\text{TURN-OFF}} - 0.62\text{V}} = \frac{1.24\text{V} \times 499\text{k}\Omega}{40\text{V} - 0.62\text{V}} = 15.7\text{k}\Omega$$

値が最も近い標準抵抗は 15.8kΩ なので、 $V_{\text{TURN-OFF}}$ は次の式で計算できます。

$$V_{\text{TURN-OFF}} = \frac{1.24\text{V} \times (0.5 \times R_{\text{OV1}} + R_{\text{OV2}})}{R_{\text{OV1}}}$$

$$V_{\text{TURN-OFF}} = \frac{1.24\text{V} \times (0.5 \times 15.8\text{k}\Omega + 499\text{k}\Omega)}{15.8\text{k}\Omega} = 39.8\text{V}$$

ステップ 12 で選択された要素は次のとおりです。

$$R_{\text{OV1}} = 15.8\text{k}\Omega$$

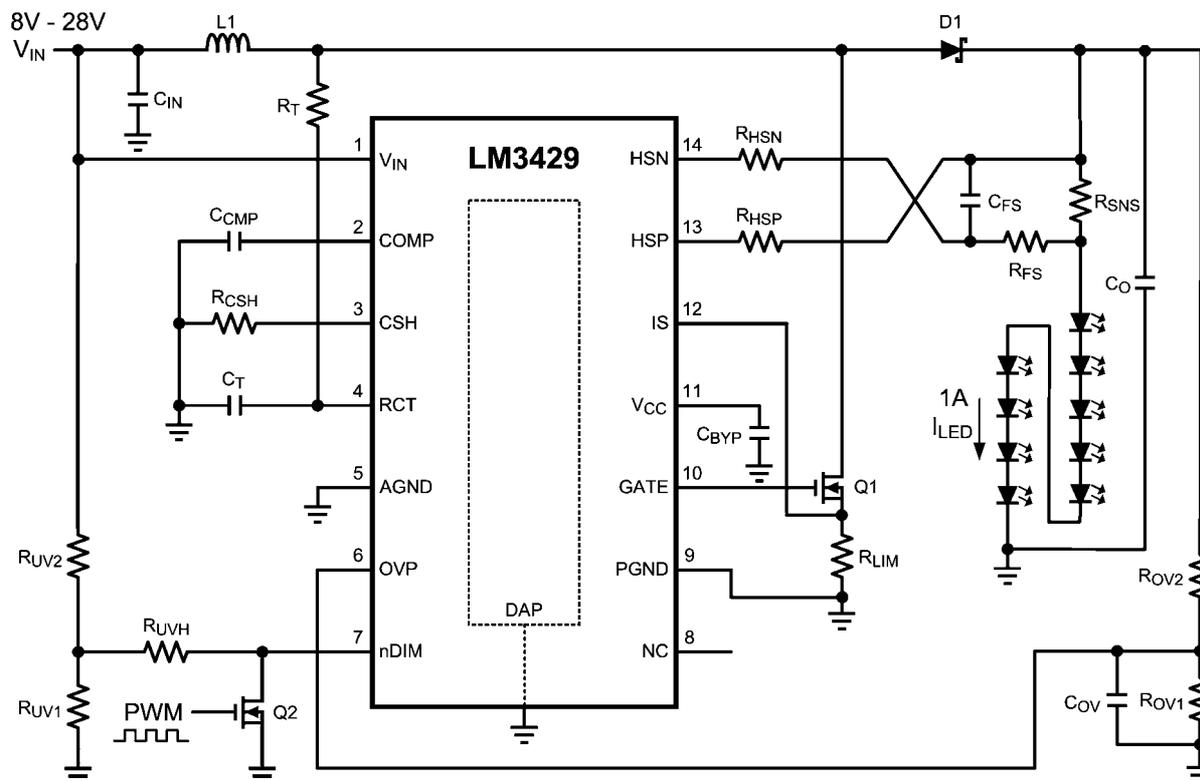
$$R_{\text{OV2}} = 499\text{k}\Omega$$

設計例 1 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3429	Boost controller	NSC	LM3429MH
1	C _{COMP}	0.22 μF X7R 10% 25V	MURATA	GRM21BR71E224KA01L
1	C _F	2.2 μF X7R 10% 16V	MURATA	GRM21BR71C225KA12L
1	C _{FS}	0.1 μF X7R 10% 25V	MURATA	GRM21BR71E104KA01L
3	C _{IN}	4.7 μF X7R 10% 100V	TDK	C5750X7R2A475K
1	C _O	6.8 μF X7R 10% 50V	TDK	C4532X7R1H685K
1	C _{OV}	47 pF COG/NPO 5% 50V	AVX	08055A470JAT2A
1	C _T	1000 pF COG/NPO 5% 50V	MURATA	GRM2165C1H102JA01D
1	D1	Schottky 100V 12A	VISHAY	12CWQ10FNPBF
1	L1	33 μH 20% 6.3A	COILCRAFT	MSS1278-333MLB
1	Q1	NMOS 100V 32A	FAIRCHILD	FDD3682
1	Q2	PNP 150V 600 mA	FAIRCHILD	MMBT5401
1	R _{CSH}	12.4 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080512K4FKEA
1	R _{FS}	10Ω 1%	VISHAY	CRCW080510R0FKEA
2	R _{HSP} , R _{HSN}	1.0kΩ 1%	VISHAY	CRCW08051K00FKEA
1	R _{LIM}	0.04Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R0400FEA
1	R _{OV1}	15.8 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080515K8FKEA
1	R _{OV2}	499 kΩ 1%	VISHAY	CRCW0805499KFKEA
1	R _{SNS}	0.1Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R1000FEA
1	R _T	35.7 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080535K7FKEA
1	R _{UV1}	21 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080521K0FKEA
1	R _{UV2}	150 kΩ 1%	VISHAY	CRCW0805150KFKEA

アプリケーション情報

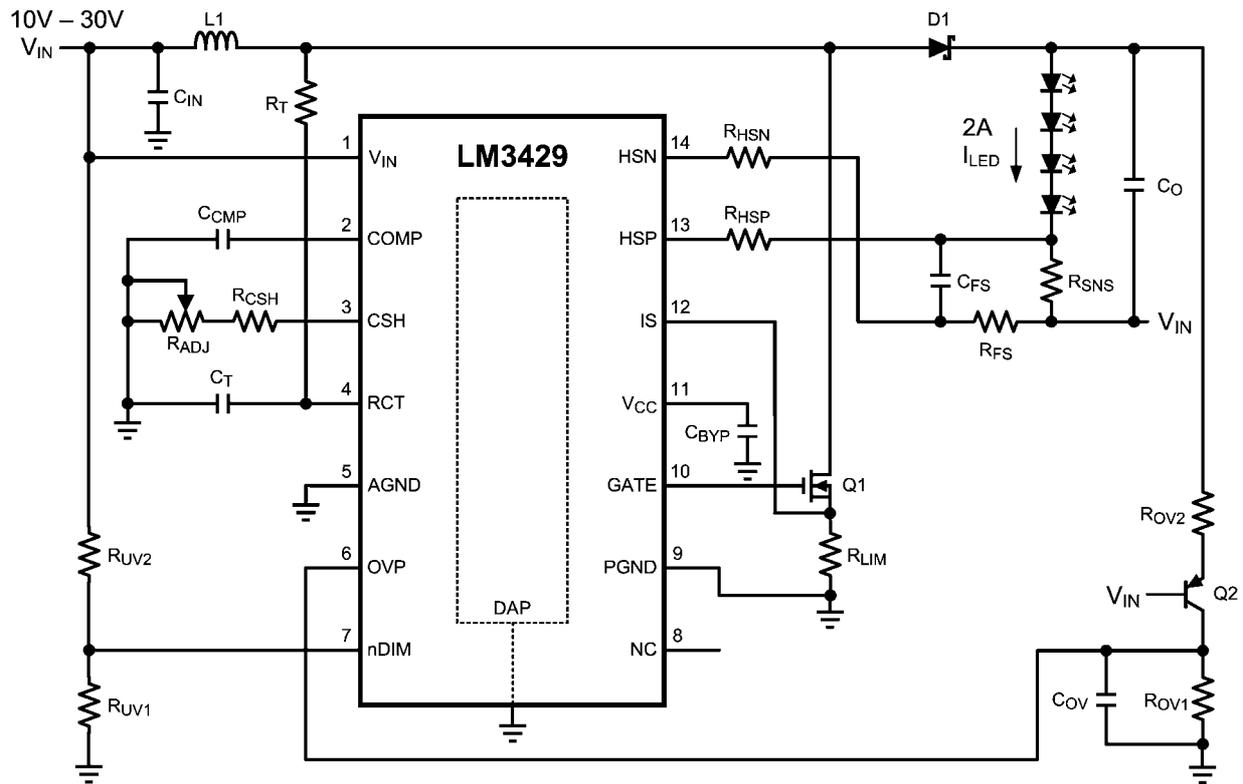
設計例 2: 昇圧型 PWM 調光アプリケーション: 1A で 9 個の LED を使用



設計例 2 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3429	Boost controller	NSC	LM3429MH
2	C_{CMP}, C_{FS}	0.1 μ F X7R 10% 25V	MURATA	GRM21BR71E104KA01L
1	C_F	2.2 μ F X7R 10% 16V	MURATA	GRM21BR71C225KA12L
2, 1	C_{IN}, C_O	6.8 μ F X7R 10% 50V	TDK	C4532X7R1H685K
1	C_{OV}	47 pF COG/NPO 5% 50V	AVX	08055A470JAT2A
1	C_T	1000 pF COG/NPO 5% 50V	MURATA	GRM2165C1H102JA01D
1	D1	Schottky 60V 5A	COMCHIP	CDBC560-G
1	L1	33 μ H 20% 6.3A	COILCRAFT	MSS1278-333MLB
1	Q1	NMOS 60V 8A	VISHAY	SI4436DY
1	Q2	NMOS 60V 115 mA	ON SEMI	2N7002ET1G
2	R_{CSH}, R_{OV1}	12.4 k Ω 1%	VISHAY	CRCW080512K4FKEA
1	R_{FS}	10 Ω 1%	VISHAY	CRCW080510R0FKEA
2	R_{HSP}, R_{HSN}	1.0 k Ω 1%	VISHAY	CRCW08051K00FKEA
1	R_{LIM}	0.06 Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R0600FEA
1	R_{OV2}	499 k Ω 1%	VISHAY	CRCW0805499KFKEA
1	R_{SNS}	0.1 Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R1000FEA
1	R_T	35.7 k Ω 1%	VISHAY	CRCW080535K7FKEA
1	R_{UV1}	1.82 k Ω 1%	VISHAY	CRCW08051K82FKEA
1	R_{UV2}	10 k Ω 1%	VISHAY	CRCW080510KFKEA
1	R_{UVH}	17.8 k Ω 1%	VISHAY	CRCW080517K8FKEA

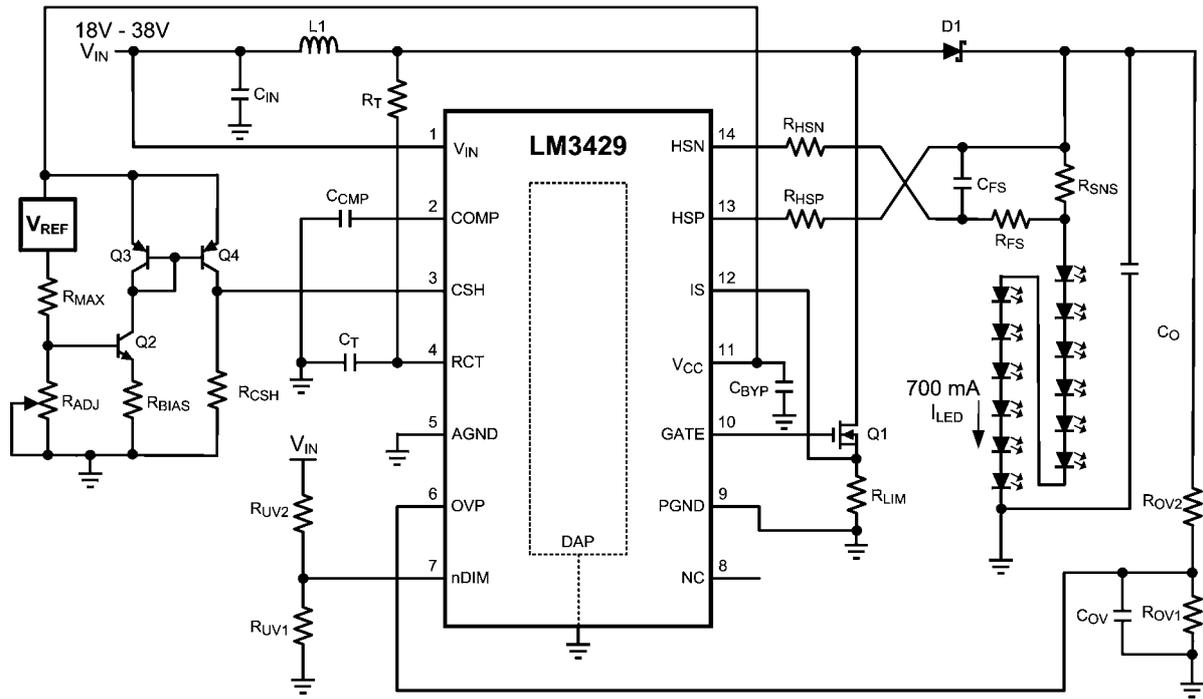
設計例 3: 昇降圧型アナログ調光アプリケーション: 2A で 4 個の LED を使用



設計例 3 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3429	Boost controller	NSC	LM3429MH
1	C _{COMP}	1.0 μF X7R 10% 10V	MURATA	GRM21BR71A105KA01L
1	C _F	2.2 μF X7R 10% 16V	MURATA	GRM21BR71C225KA12L
1	C _{FS}	0.1 μF X7R 10% 50V	MURATA	GRM21BR71E104KA01L
2, 1	C _{IN} , C _O	6.8 μF X7R 10% 50V	TDK	C4532X7R1H685K
1	C _{OV}	47 pF COG/NPO 5% 50V	AVX	08055A470JAT2A
1	C _T	1000 pF COG/NPO 5% 50V	MURATA	GRM2165C1H102JA01D
1	D1	Schottky 60V 5A	VISHAY	CDBC560-G
1	L1	22 μH 20% 7.2A	COILCRAFT	MSS1278-223MLB
1	Q1	NMOS 60V 8A	VISHAY	SI4436DY
1	Q2	PNP 150V 600 mA	FAIRCHILD	MMBT5401
1	R _{ADJ}	1.0 MΩ potentiometer	BOURNS	3352P-1-105
1	R _{CSH}	12.4 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080512K4FKEA
1	R _{FS}	10Ω 1%	VISHAY	CRCW080510R0FKEA
2	R _{HSP} , R _{HSN}	1.0 kΩ 1%	VISHAY	CRCW08051K00FKEA
1	R _{LIM}	0.04Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R0400FEA
1	R _{OV1}	18.2 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080518K2FKEA
1	R _{OV2}	499 kΩ 1%	VISHAY	CRCW0805499KFKEA
1	R _{SNS}	0.05Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R0500FEA
1	R _T	41.2 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080541K2FKEA
1	R _{UV1}	21 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080521K0FKEA
1	R _{UV2}	150 kΩ 1%	VISHAY	CRCW0805150KFKEA

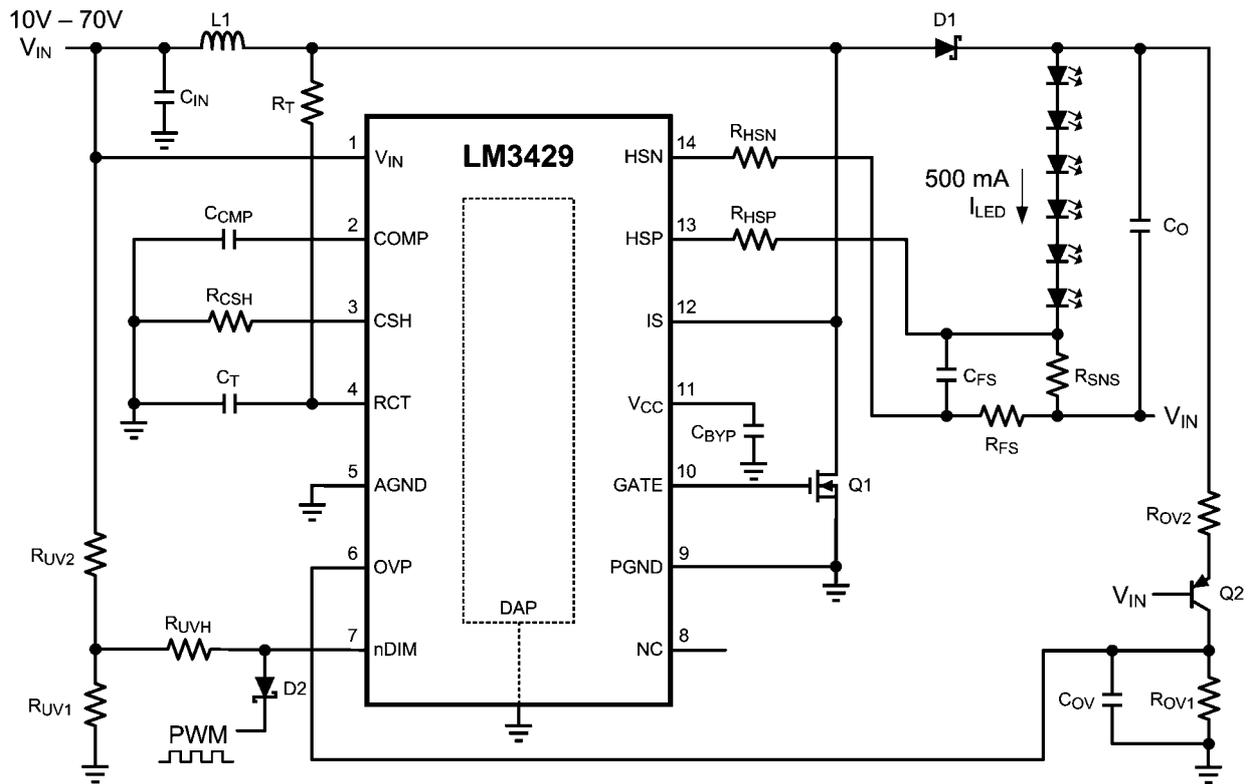
設計例 4: 昇圧型アナログ調光アプリケーション : 700mA で 12 個の LED を使用



設計例 4 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3429	Boost controller	NSC	LM3429MH
1	C _{COMP}	1.0 μ F X7R 10% 10V	MURATA	GRM21BR71A105KA01L
1	C _F	2.2 μ F X7R 10% 16V	MURATA	GRM21BR71C225KA12L
1	C _{FS}	0.1 μ F X7R 10% 50V	MURATA	GRM21BR71E104KA01L
2, 1	C _{IN} , C _O	6.8 μ F X7R 10% 50V	TDK	C4532X7R1H685K
1	C _{OV}	47 pF COG/NPO 5% 50V	AVX	08055A470JAT2A
1	C _T	1000 pF COG/NPO 5% 50V	MURATA	GRM2165C1H102JA01D
1	D1	Schottky 100V 12A	VISHAY	12CWQ10FNPF
1	L1	47 μ H 20% 5.3A	COILCRAFT	MSS1278-473MLB
1	Q1	NMOS 100V 32A	FAIRCHILD	FDD3682
1	Q2	NPN 40V 200 mA	FAIRCHILD	MMBT3904
1	Q3, Q4 (dual pack)	Dual PNP 40V 200 mA	FAIRCHILD	FFB3906
1	R _{ADJ}	100 k Ω potentiometer	BOURNS	3352P-1-104
1	R _{BIAS}	40.2 k Ω 1%	VISHAY	CRCW080540K2FKEA
1	R _{CSH} , R _{OV1} , R _{UV1}	12.4 k Ω 1%	VISHAY	CRCW080512K4FKEA
1	R _{FS}	10 Ω 1%	VISHAY	CRCW080510R0FKEA
2	R _{HSP} , R _{HSN}	1.05 k Ω 1%	VISHAY	CRCW08051K05FKEA
1	R _{LIM}	0.06 Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R0600FEA
1	R _{MAX}	4.99 k Ω 1%	VISHAY	CRCW08054K99FKEA
1	R _{OV2}	499 k Ω 1%	VISHAY	CRCW0805499KFKEA
1	R _{SNS}	0.15 Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R1500FEA
1	R _T	35.7 k Ω 1%	VISHAY	CRCW080535K7FKEA
1	R _{UV2}	100 k Ω 1%	VISHAY	CRCW0805100KFKEA
1	V _{REF}	5V precision reference	NSC	LM4040

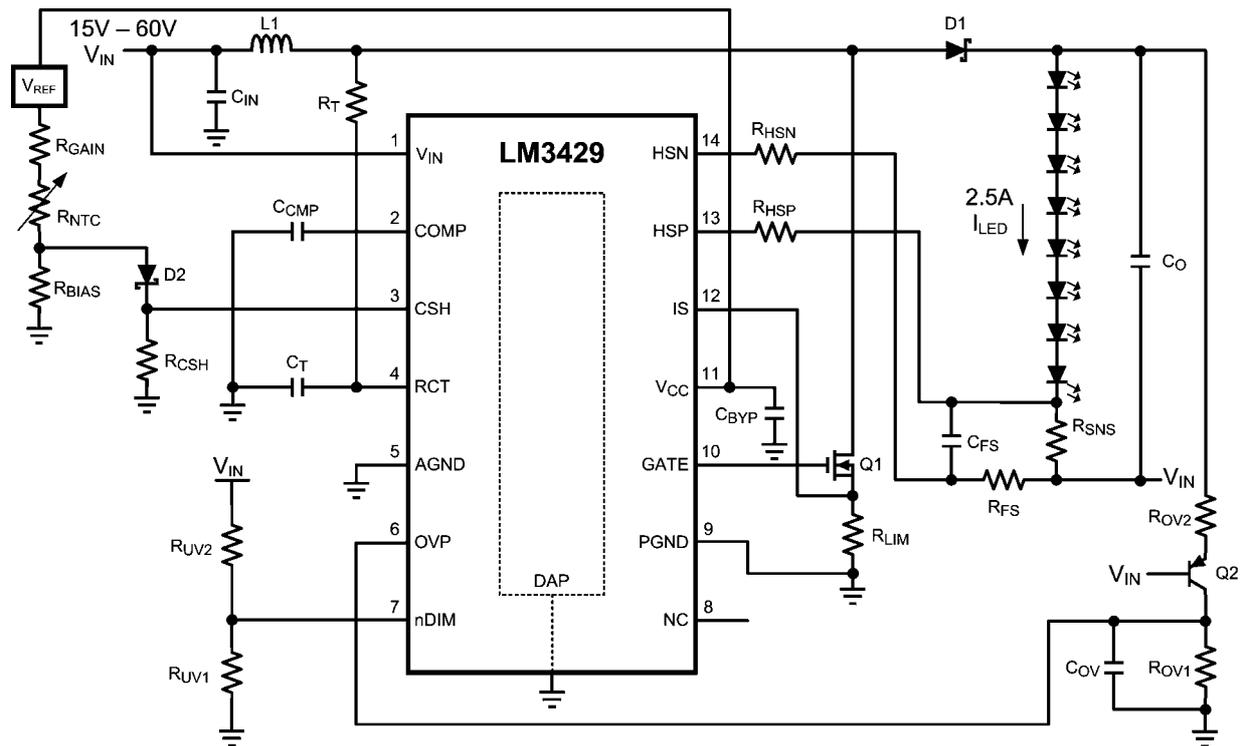
設計例 5: 昇降圧型 PWM 調光アプリケーション : 500mA で 6 個の LED を使用



設計例 5 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3429	Boost controller	NSC	LM3429MH
1	C _{COMP}	0.68 μF X7R 10% 25V	MURATA	GRM21BR71E684KA88L
1	C _F	2.2 μF X7R 10% 16V	MURATA	GRM21BR71C225KA12L
1	C _{FS}	0.1 μF X7R 10% 25V	MURATA	GRM21BR71E104KA01L
3	C _{IN}	4.7 μF X7R 10% 100V	TDK	C5750X7R2A475K
1	C _O	6.8 μF X7R 10% 50V	TDK	C4532X7R1H685K
1	C _{OV}	47 pF COG/NPO 5% 50V	AVX	08055A470JAT2A
1	C _T	1000 pF COG/NPO 5% 50V	MURATA	GRM2165C1H102JA01D
1	D1	Schottky 100V 12A	VISHAY	12CWQ10FNPBF
1	D2	Schottky 30V 500 mA	ON SEMI	BAT54T1G
1	L1	68 μH 20% 4.3A	COILCRAFT	MSS1278-683MLB
1	Q1	NMOS 100V 32A	VISHAY	FDD3682
1	Q2	PNP 150V 600 mA	FAIRCHILD	MMBT5401
1	R _{CSH}	12.4 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080512K4FKEA
1	R _{FS}	10Ω 1%	VISHAY	CRCW080510R0FKEA
2	R _{HSP} , R _{HSN}	1.0 kΩ 1%	VISHAY	CRCW08051K00FKEA
1	R _{OV1}	15.8 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080515K8FKEA
1	R _{OV2}	499 kΩ 1%	VISHAY	CRCW0805499KFKEA
1	R _{SNS}	0.2Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R2000FEA
1	R _T	35.7 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080535K7FKEA
1	R _{UV1}	1.43 kΩ 1%	VISHAY	CRCW08051K43FKEA
1	R _{UV2}	10 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080510K0FKEA
1	R _{UVH}	17.4 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080517K4FKEA

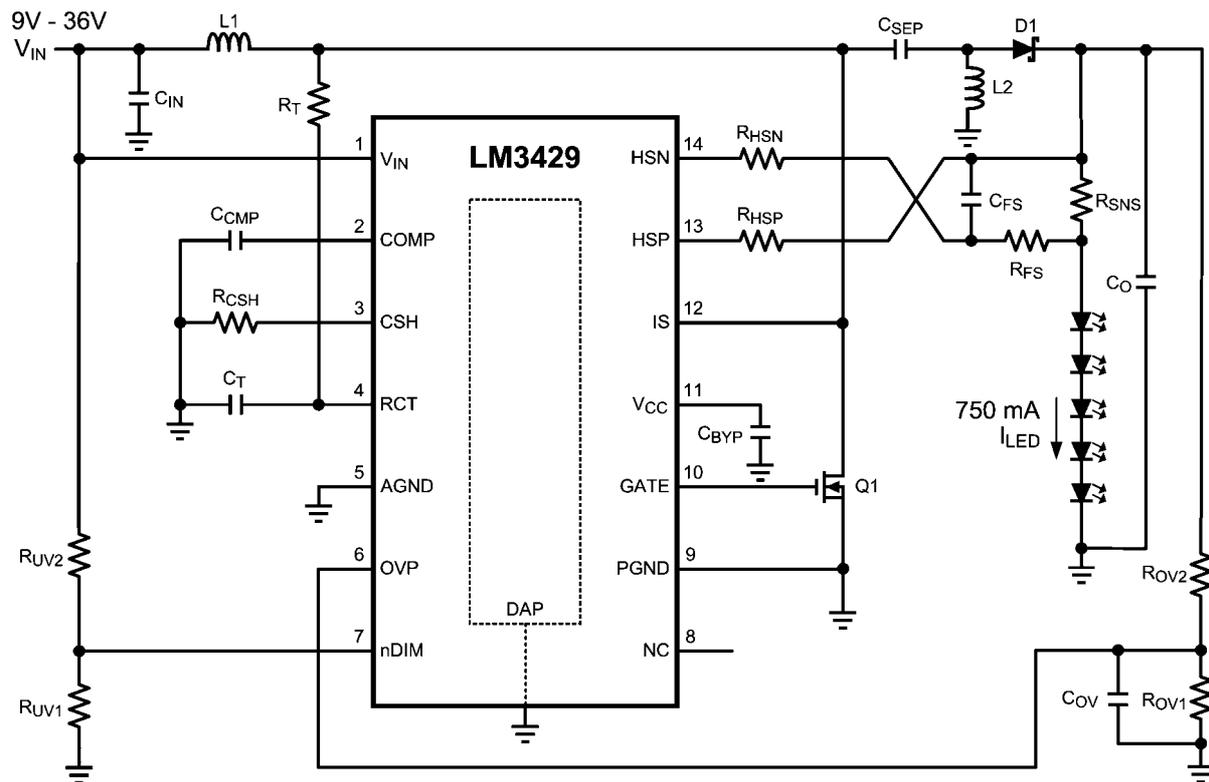
設計例 7: 昇降圧型サーマル・フォールドバック・アプリケーション: 2.5A で 8 個の LED を使用



設計例 7 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3429	Boost controller	NSC	LM3429MH
1	C _{COMP}	0.1 μF X7R 10% 25V	MURATA	GRM21BR71E104KA01L
1	C _F	2.2 μF X7R 10% 16V	MURATA	GRM21BR71C225KA12L
1	C _{FS}	0.1 μF X7R 10% 25V	MURATA	GRM21BR71E104KA01L
3	C _{IN}	4.7 μF X7R 10% 100V	TDK	C5750X7R2A475K
1	C _O	6.8 μF X7R 10% 50V	TDK	C4532X7R1H685K
1	C _{OV}	47 pF COG/NPO 5% 50V	AVX	08055A470JAT2A
1	C _T	1000 pF COG/NPO 5% 50V	MURATA	GRM2165C1H102JA01D
1	D1	Schottky 100V 12A	VISHAY	12CWQ10FNPBF
1	L1	22 μH 20% 7.2A	COILCRAFT	MSS1278-223MLB
1	Q1	NMOS 100V 32A	FAIRCHILD	FDD3682
1	Q2	PNP 150V 600 mA	FAIRCHILD	MMBT5401
2	R _{CSH} , R _{OV1}	12.4 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080512K4FKEA
1	R _{FS}	10Ω 1%	VISHAY	CRCW080510R0FKEA
2	R _{HSP} , R _{HSN}	1.0 kΩ 1%	VISHAY	CRCW08051K00FKEA
2	R _{LIM} , R _{SNS}	0.04Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R0400FEA
1	R _{OV2}	499 kΩ 1%	VISHAY	CRCW0805499KFKEA
1	R _T	49.9 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080549K9FKEA
1	R _{UV1}	13.7 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080513K7FKEA
1	R _{UV2}	150 kΩ 1%	VISHAY	CRCW0805150KFKEA

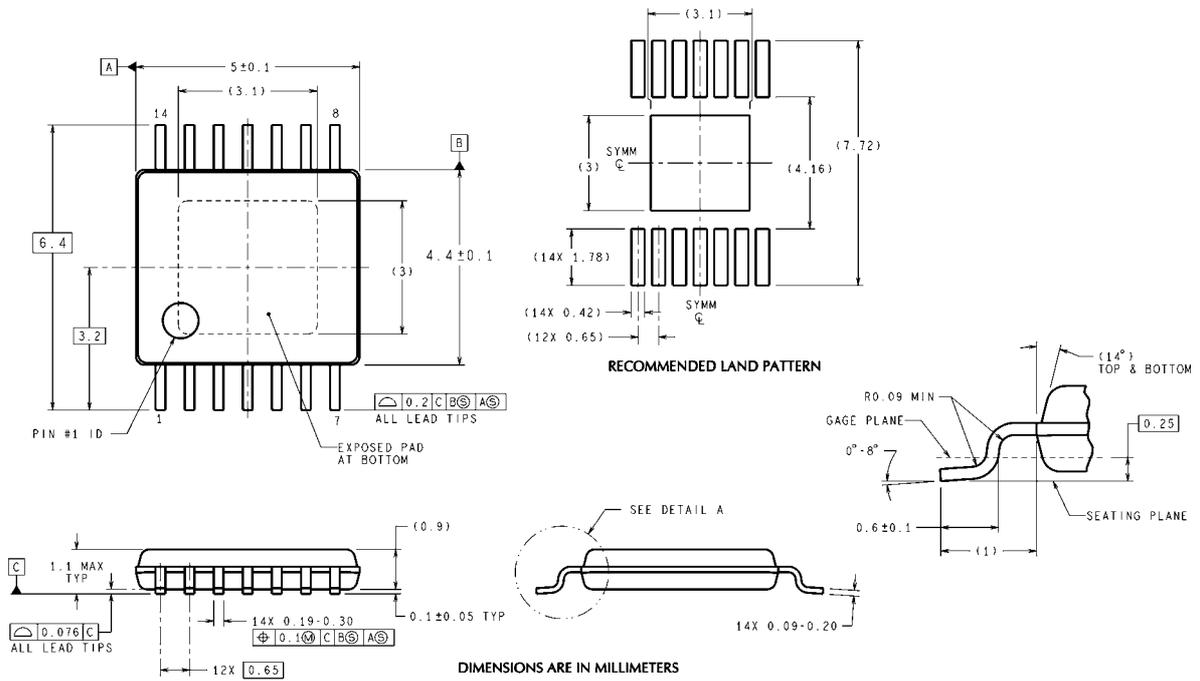
設計例 8: SEPIC アプリケーション : 750mA で 5 個の LED を使用



設計例 8 の部品表

Qty	Part ID	Part Value	Manufacturer	Part Number
1	LM3429	Boost controller	NSC	LM3429MH
1	C _{COMP}	0.47 μF X7R 10% 25V	MURATA	GRM21BR71E474KA01L
1	C _F	2.2 μF X7R 10% 16V	MURATA	GRM21BR71C225KA12L
1	C _{FS}	0.1 μF X7R 10% 25V	MURATA	GRM21BR71E104KA01L
2, 1	C _{IN} , C _O	6.8 μF X7R 10% 50V	TDK	C4532X7R1H685K
1	C _{OV}	47 pF COG/NPO 5% 50V	AVX	08055A470JAT2A
1	C _{SEP}	1.0 μF X7R 10% 100V	TDK	C4532X7R2A105K
1	C _T	1000 pF COG/NPO 5% 50V	MURATA	GRM2165C1H102JA01D
1	D1	Schottky 60V 5A	COMCHIP	CDBC560-G
1	L1, L2	68 μH 20% 4.3A	COILCRAFT	DO3340P-683
1	Q1	NMOS 60V 8A	VISHAY	SI4436DY
1	Q2	NMOS 60V 115 mA	ON SEMI	2N7002ET1G
1	R _{CSH}	12.4 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080512K4FKEA
1	R _{FS}	10Ω 1%	VISHAY	CRCW080510R0FKEA
2	R _{HSP} , R _{HSN}	750Ω 1%	VISHAY	CRCW0805750RFKEA
1	R _{LIM}	0.04Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R0400FEA
2	R _{OV1} , R _{UV1}	15.8 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080515K8FKEA
1	R _{OV2}	499 kΩ 1%	VISHAY	CRCW0805499KFKEA
1	R _{SNS}	0.1Ω 1% 1W	VISHAY	WSL2512R1000FEA
1	R _T	49.9 kΩ 1%	VISHAY	CRCW080549K9FKEA
1	R _{UV2}	100 kΩ 1%	VISHAY	CRCW0805100KFKEA

外形寸法図 特記のない限り inches (millimeters)



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS

MXA14A (Rev A)

TSSOP-14 Pin EP Package (MXA)
For Ordering, Refer to Ordering Information Table
NS Package Number MXA14A

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/

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公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、かつ不公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