

36V、2A同期整流式昇降圧 コンバータ／LEDドライバ

特長

- 4スイッチのシングル・インダクタ・アーキテクチャにより、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧が可能
- 独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード
- 入力電圧範囲: 3V~36V
- 出力電圧範囲: 0V~36V
- 出力電圧レギュレーション: ±1.5%
- LED電流レギュレーション: ±3%
- 5000:1の外部PWM調光および128:1の内部PWM調光
- レールtoレールLED電流検出およびモニタ出力
- 障害通知機能付きの開放LEDおよび短絡LED保護
- 300kHz~2MHz固定スイッチング周波数、外部周波数同期付き
- ちらつきのないスペクトラム拡散による低EMI
- 28ピン(4mm×5mm)QFNパッケージで提供

アプリケーション

- 汎用LEDドライバ
- 自動車および産業用照明
- 高精度電流制限機能付き電圧レギュレータ

概要

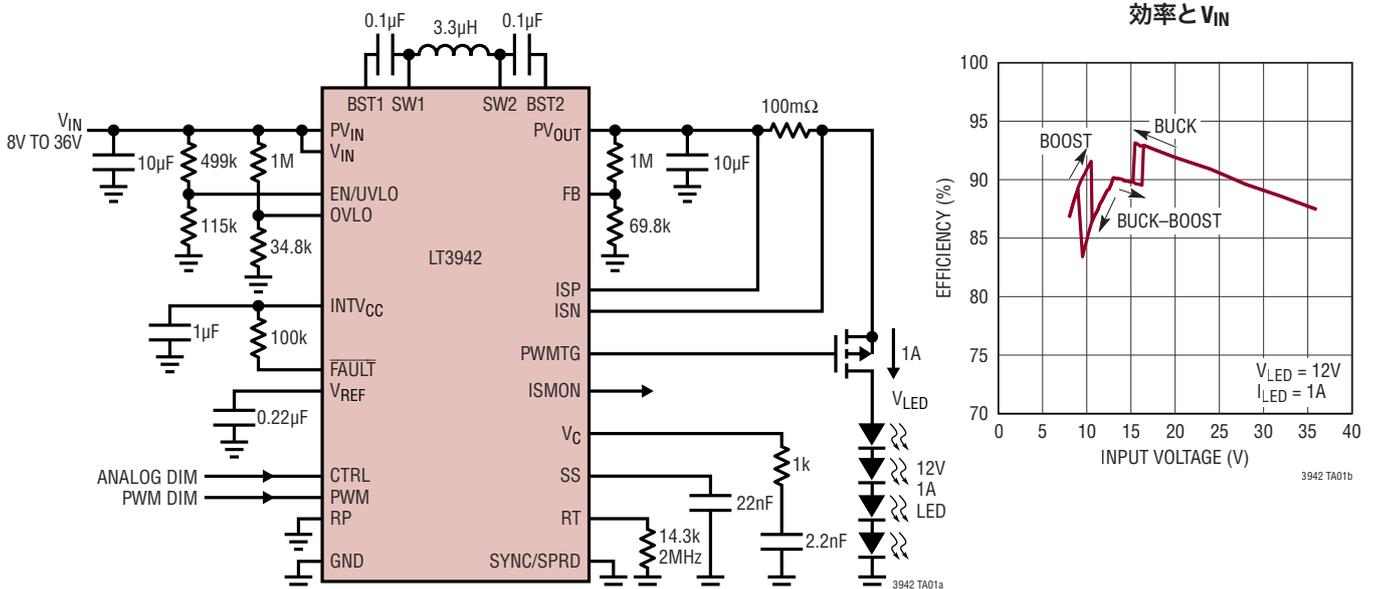
LT[®]3942は、モノリシック4スイッチ同期整流式昇降圧LEDドライバです。本ドライバは、出力電圧と入力電圧の大小関係にかかわらず、最大34VのLED列の電流を安定化できます。独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御方式により、調整可能で同期可能な300kHz~2MHzの固定周波数動作、またはEMIを低く抑えるための内部25%三角波スペクトラム拡散動作が可能です。3V~36Vの入力電圧および0V~36Vの出力電圧で、動作領域間を低ノイズで継ぎ目なく遷移できるので、LT3942は自動車、産業用、更にはバッテリー駆動システムでのLEDドライバ・アプリケーションに最適です。

LT3942を使用すると、最大128:1の内部PWM調光と最大5000:1の外部PWM調光(オプションの高電位側PMOSスイッチを使用)に対応するLED電流レギュレーションが可能です。CTRLピンにより、100mVのフルスケールでの±2.5% LED電流レギュレーションで、柔軟な20:1のアナログ調光を実現します。堅牢な障害保護が開放または短絡LED条件を検出します。これらの条件の間、LT3942はリトライ、ラッチオフ、動作の維持のいずれかを行います。

全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

効率93%の12W(12V、1A)2MHz昇降圧LEDドライバ



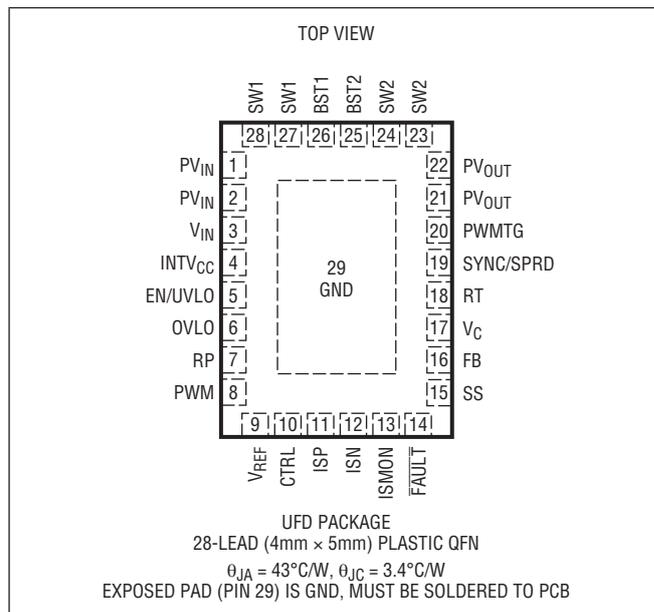
LT3942

絶対最大定格

(Note 1)

PV _{IN} 、V _{IN} 、EN/UVLO.....	40V
PV _{OUT} 、ISP、ISN.....	40V
SW1、SW2.....	40V
BST1、BST2.....	45V
BST1 – SW1、BST2 – SW2、INTV _{CC}	5V
OVLO、CTRL、FB、PWM、SYNC/SPRD、 $\overline{\text{FAULT}}$	5V
ISP – ISN.....	–1V~1V
動作ジャンクション温度 (Note 2、3)	
LT3942E.....	–40°C~125°C
LT3942J/LT3942H.....	–40°C~150°C
保存温度範囲.....	–65°C~150°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LT3942EUFDPBPF	LT3942EUFDPBPF	3942	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic QFN	–40°C to 125°C
LT3942JUFDPBPF	LT3942JUFDPBPF	3942	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic QFN	–40°C to 150°C
LT3942HUFDPBPF	LT3942HUFDPBPF	3942	28-Lead (4mm x 5mm) Plastic QFN	–40°C to 150°C

更に広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは、#TRMPBF接尾部の付いた指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外はT_A = 25°Cでの値。注記がない限り、PV_{IN} = V_{IN} = 12V、V_{EN/UVLO} = V_{IN}。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
入出力					
PV _{IN} /V _{IN} Operating Voltage Range		● 3		36	V
PV _{IN} /V _{IN} Quiescent Current	V _{EN/UVLO} = 0.3V V _{EN/UVLO} = 1.3V, Not Switching		0.9 2.6	2 4	μA mA
PV _{OUT} Operating Voltage Range		● 0		36	V
PV _{OUT} Quiescent Current	V _{EN/UVLO} = 0.3V, PV _{OUT} = 12V V _{EN/UVLO} = 1.3V, PV _{OUT} = 12V, Not Switching		20 40	0.1 60	μA μA
EN/UVLO Shutdown Threshold		● 0.3	0.6	0.9	V

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $PV_{IN} = V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{IN}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
EN/UVLO Enable Threshold	Falling	●	1.196	1.220	1.244	V
EN/UVLO Enable Hysteresis				15		mV
EN/UVLO Hysteresis Current	$V_{EN/UVLO} = 0.3\text{V}$		-0.1	0	0.1	μA
	$V_{EN/UVLO} = 1.1\text{V}$		2.2	2.5	2.8	μA
	$V_{EN/UVLO} = 1.3\text{V}$		-0.1	0	0.1	μA
OVLO Threshold	Rising		1.196	1.220	1.244	V
OVLO Hysteresis				35		mV
リニア電圧レギュレータ						
INTV _{CC} Regulation Voltage	$I_{INTVCC} = 10\text{mA}$		3.5	3.65	3.8	V
INTV _{CC} Load Regulation	$I_{INTVCC} = 0\text{mA to } 30\text{mA}$			0.8	2	%
INTV _{CC} Line Regulation	$I_{INTVCC} = 10\text{mA}$, $V_{IN} = 4\text{V to } 36\text{V}$			0.1	0.5	%
INTV _{CC} Current Limit	$V_{INTVCC} = 3\text{V}$			40		mA
INTV _{CC} Dropout Voltage ($V_{IN} - \text{INTV}_{CC}$)	$I_{INTVCC} = 10\text{mA}$, $V_{IN} = 3\text{V}$			120	200	mV
INTV _{CC} UVLO Threshold	Falling		2.27	2.37	2.47	V
INTV _{CC} UVLO Hysteresis				120		mV
V _{REF} Regulation Voltage	$I_{VREF} = 100\mu\text{A}$	●	1.97	2.00	2.03	V
V _{REF} Load Regulation	$I_{VREF} = 0\text{mA to } 1\text{mA}$			0.5	1	%
V _{REF} Line Regulation	$I_{VREF} = 100\mu\text{A}$, $V_{IN} = 4\text{V to } 36\text{V}$			0.1	0.5	%
V _{REF} Current Limit	$V_{REF} = 1.8\text{V}$			2.5		mA
V _{REF} UVLO Threshold	Falling		1.78	1.84	1.90	V
V _{REF} UVLO Hysteresis				45		mV
電流レギュレーション・ループ						
CTRL Pin Current	$V_{CTRL} = 0.75\text{V}$, Current Out of Pin		0	13	50	nA
CTRL Dim-Off Threshold	Falling	●	190	200	210	mV
CTRL Dim-Off Hysteresis				25		mV
Full Scale LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL} = 2\text{V}$, $V_{ISP} = 12\text{V}$	●	97	100	103	mV
	$V_{CTRL} = 2\text{V}$, $V_{ISP} = 0\text{V}$	●	97	100	103	mV
1/2 LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL} = 0.75\text{V}$, $V_{ISP} = 12\text{V}$	●	47.5	50	52.5	mV
	$V_{CTRL} = 0.75\text{V}$, $V_{ISP} = 0\text{V}$	●	47.5	50	52.5	mV
1/20th LED Current Regulation $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{CTRL} = 0.30\text{V}$, $V_{ISP} = 12\text{V}$	●	3	5	7	mV
	$V_{CTRL} = 0.30\text{V}$, $V_{ISP} = 0\text{V}$	●	3	5	7	mV
ISP Pin Current	$V_{PWM} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$			23		μA
	$V_{PWM} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 0\text{V}$			-10		μA
	$V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V or } 0\text{V}$		-0.1	0	0.1	μA
ISN Pin Current	$V_{PWM} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V}$			23		μA
	$V_{PWM} = 5\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 0\text{V}$			-10		μA
	$V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 12\text{V or } 0\text{V}$		-0.1	0	0.1	μA
ISP/ISN Input Common Mode Range		●	0		36	V
ISP/ISN Low Side to High Side Switchover Voltage	$V_{ISP} = V_{ISN}$			1.7		V
ISP/ISN High Side to Low Side Switchover Voltage	$V_{ISP} = V_{ISN}$			1.6		V
LED Current Regulation Amplifier g_m				2000		μS

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $PV_{IN} = V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{IN}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
電圧レギュレーション・ループ						
FB Pin Current	FB in Regulation, Current Out of Pin			17	40	nA
FB Regulation Voltage	$V_C = 1.2\text{V}$	●	0.985	1.00	1.015	V
FB Line Regulation	$V_{IN} = 3\text{V} \sim 36\text{V}$			0.02	0.1	%
FB Load Regulation				0.02	0.1	%
FB Voltage Regulation Amplifier g_m				650		μS
V_C Output Impedance				10		$\text{M}\Omega$
V_C Standby Leakage Current	$V_C = 1.2\text{V}$, PWM dimming off		-20	0	20	nA
パワー・スイッチ						
Maximum Switch Current Limit	Peak-Buck Current Mode Peak-Boost Current Mode		2.2 2.2	2.5 2.5	2.8 2.8	A A
Switch A On-Resistance (From PV_{IN} to SW1)	$I_{SW} = 1\text{A}$			150		$\text{m}\Omega$
Switch B On-Resistance (From SW1 to GND)	$I_{SW} = 1\text{A}$			150		$\text{m}\Omega$
Switch C On-Resistance (From SW2 to GND)	$I_{SW} = 1\text{A}$			150		$\text{m}\Omega$
Switch D On-Resistance (From PV_{OUT} to SW2)	$I_{SW} = 1\text{A}$			150		$\text{m}\Omega$
発振器						
Switching Frequency	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 0\text{V}$, $R_T = 14.3\text{k}\Omega$ $V_{\text{SYNC/SPRD}} = 0\text{V}$, $R_T = 43.2\text{k}\Omega$ $V_{\text{SYNC/SPRD}} = 0\text{V}$, $R_T = 178\text{k}\Omega$	●	1900 925 275	2000 975 290	2100 1025 305	kHz kHz kHz
SYNC/SPRD Pin Current	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 3.6\text{V}$		-0.1	0	0.1	μA
SYNC Frequency			300		2000	kHz
SYNC/SPRD Threshold Voltage			0.4		1.5	V
Highest Spread Spectrum Above Oscillator Frequency	$V_{\text{SYNC/SPRD}} = 3.6\text{V}$		19	22	25	%
障害						
FB Overvoltage Threshold (V_{FB})	Rising	●	1.03	1.05	1.07	V
FB Overvoltage Hysteresis		●	20	25	30	mV
FB Open LED Threshold (V_{FB})	Rising, $V_{(ISP-ISN)} = 0\text{V}$	●	0.93	0.95	0.97	V
FB Open LED Hysteresis	$V_{(ISP-ISN)} = 0\text{V}$	●	40	50	60	mV
FB Short LED Threshold (V_{FB})	Falling	●	0.23	0.25	0.27	V
FB Short LED Hysteresis		●	40	50	60	mV
ISP/ISN Over Current Threshold $V_{(ISP-ISN)}$	$V_{ISP} = 12\text{V}$			700		mV
ISP/ISN Open LED Threshold $V_{(ISP-ISN)}$	Falling, $V_{FB} = 1.0\text{V}$		8	11	14	mV
ISP/ISN Open LED Hysteresis	$V_{FB} = 1.0\text{V}$			3		mV
FAULT Pull-Down Resistance				130	200	Ω
SS Hard Pull-Down Resistance				130	200	Ω
SS Pull-Up Current	$V_{FB} = 0.8\text{V}$, $V_{SS} = 0\text{V}$		11	12.5	14	μA
SS Pull-Down Current	$V_{FB} = 1.0\text{V}$, $V_{SS} = 2\text{V}$		1.1	1.25	1.4	μA
SS Fault Latch-Off Threshold				1.75		V
SS Fault Reset Threshold				0.2		V

電気的特性

●は全動作温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $PV_{IN} = V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = V_{IN}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
出力電流モニタ					
ISMON Voltage	$V_{(ISP-ISN)} = 100\text{mV}$, $V_{ISP} = 12\text{V}/0\text{V}$	1.22	1.25	1.28	V
	$V_{(ISP-ISN)} = 10\text{mV}$, $V_{ISP} = 12\text{V}/0\text{V}$	0.32	0.35	0.38	V
	$V_{(ISP-ISN)} = 0\text{mV}$, $V_{ISP} = 12\text{V}/0\text{V}$	0.22	0.25	0.28	V
PWM 調光					
External PWM Dimming Threshold	Rising, $R_P = 10\text{k}\Omega$	1.3	1.4	1.5	V
External PWM Dimming Hysteresis			200		mV
Internal PWM Dimming Duty Cycle	$V_{PWM} = 1\text{V}$, $R_P \geq 28.7\text{k}\Omega$			3	%
	$V_{PWM} = 1.5\text{V}$, $R_P \geq 28.7\text{k}\Omega$	47		53	%
	$V_{PWM} = 2\text{V}$, $R_P \geq 28.7\text{k}\Omega$	97			%
Switching Frequency to Internal PWM Dimming Frequency Ratio	$R_P = 28.7\text{k}\Omega$ $R_P = 332\text{k}\Omega$		256 16384		
Minimum V_{OUT} for PWM TG to be On	PWM Dimming On		3	4.0	V
PWM TG On Voltage $V_{(V_{OUT}-PWM TG)}$	$V_{OUT} = 12\text{V}$	4.6	5	5.4	V
PWM TG Off Voltage $V_{(V_{OUT}-PWM TG)}$	$V_{OUT} = 12\text{V}$	-0.1	0	0.1	V
PWM to PWM TG Turn On Propagation Delay	$C_{PWM TG} = 3.3\text{nF}$ to V_{OUT} , 50% to 50%		130		ns
PWM to PWM TG Turn Off Propagation Delay	$C_{PWM TG} = 3.3\text{nF}$ to V_{OUT} , 50% to 50%		120		ns

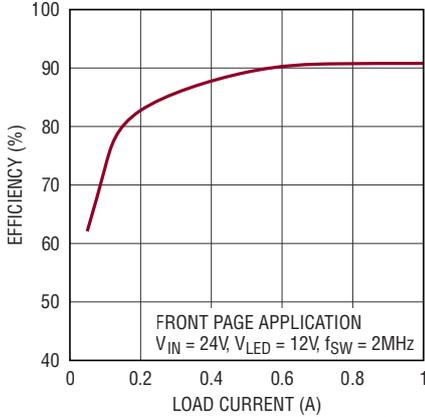
Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。また、長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える恐れがある。

Note 2: LT3942E は $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度で性能仕様に適合することが確認されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3942J および LT3942H は、 $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で動作することが確認されている。

Note 3: LT3942 は、瞬間的な過負荷状態時にデバイスを保護するための過熱保護機能を備えている。過熱保護機能がアクティブなときジャンクション温度は 150°C を超える。規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

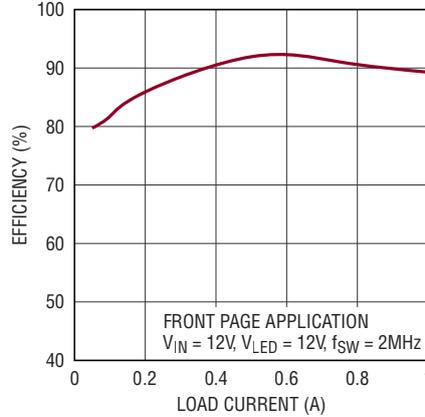
代表的な性能特性

効率とLED電流
(降圧領域)



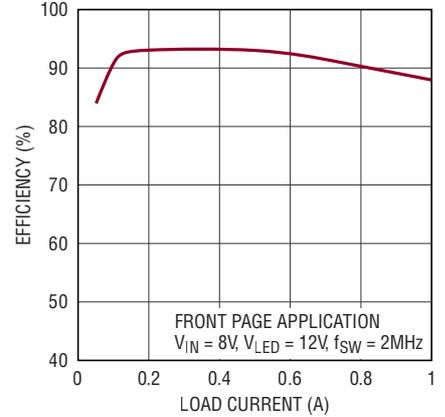
3942 G01

効率とLED電流
(昇降圧領域)



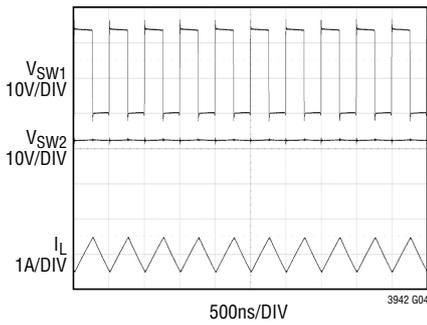
3942 G02

効率とLED電流
(昇圧領域)



3942 G03

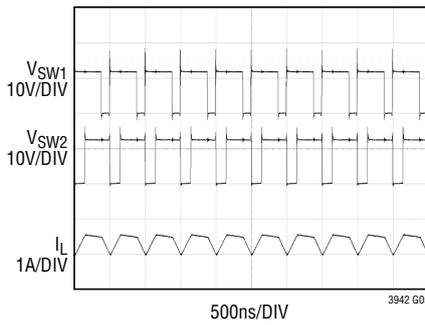
スイッチング波形
(降圧領域)



3942 G04

FRONT PAGE APPLICATION
 $V_{IN} = 24V$, $I_{LED} = 1A$

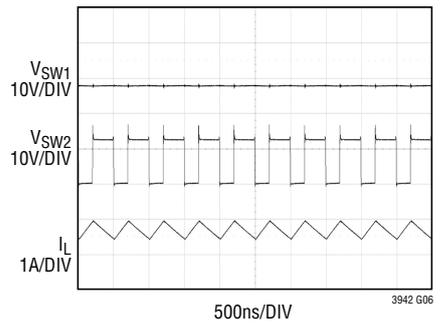
スイッチング波形
(昇降圧領域)



3942 G05

FRONT PAGE APPLICATION
 $V_{IN} = 12V$, $I_{LED} = 1A$

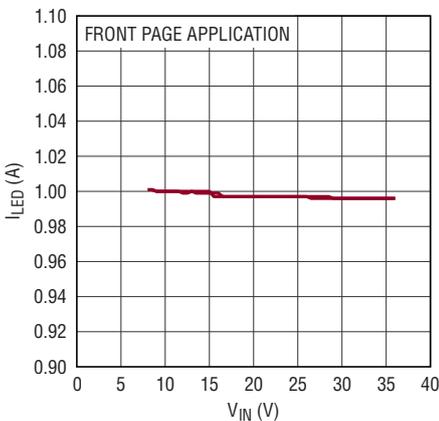
スイッチング波形
(昇圧領域)



3942 G06

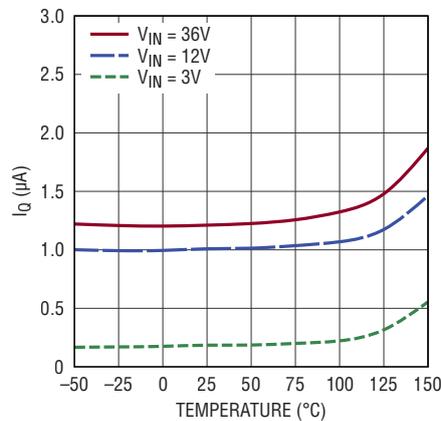
FRONT PAGE APPLICATION
 $V_{IN} = 8V$, $I_{LED} = 1A$

LED電流と PV_{IN}/V_{IN}
(互いに接続済み)



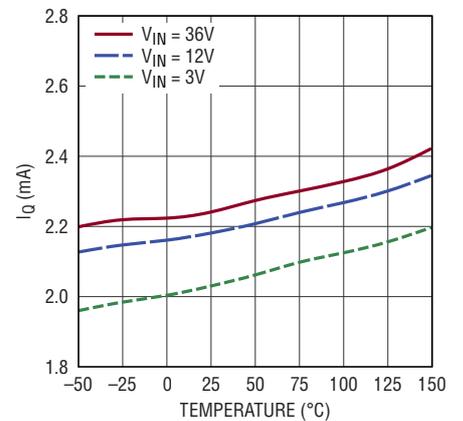
3942 G07

PV_{IN}/V_{IN} (互いに接続済み)の
シャットダウン電流



3942 G08

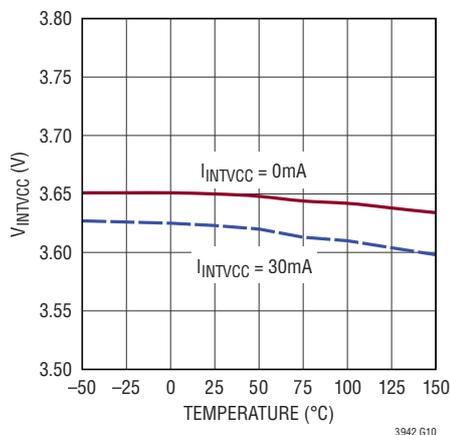
PV_{IN}/V_{IN} (互いに接続済み)の
静止電流



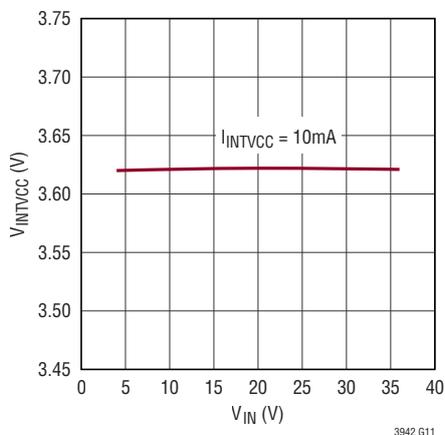
3942 G09

代表的な性能特性

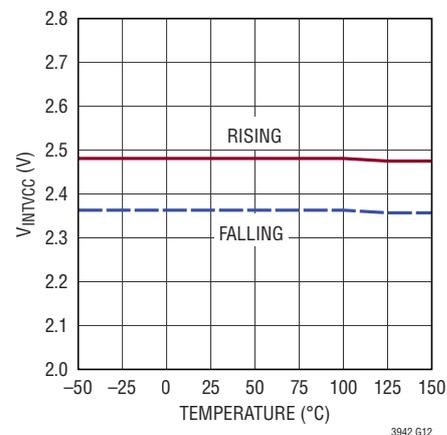
INTV_{CC}の電圧と温度



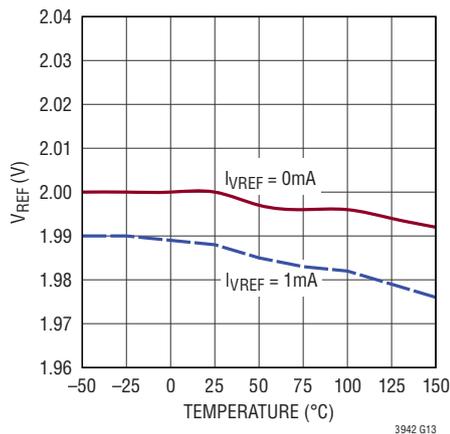
INTV_{CC}の電圧とV_{IN}



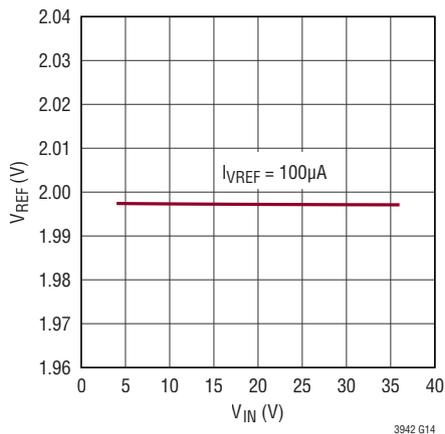
INTV_{CC}のUVLO 閾値



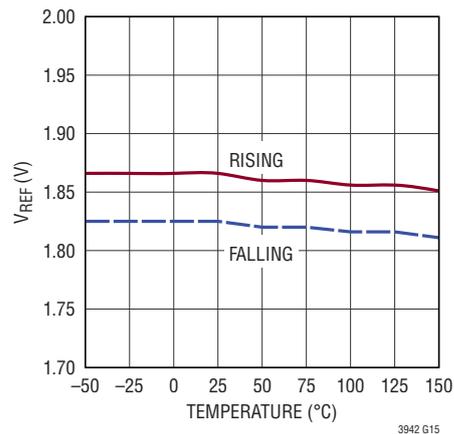
V_{REF}の電圧と温度



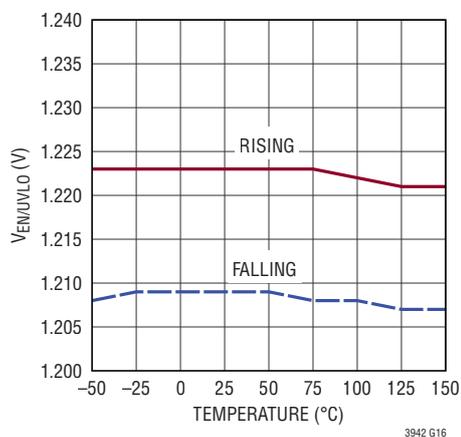
V_{REF}の電圧とV_{IN}



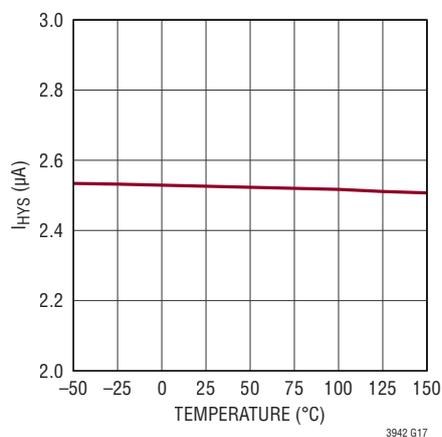
V_{REF}のUVLO 閾値



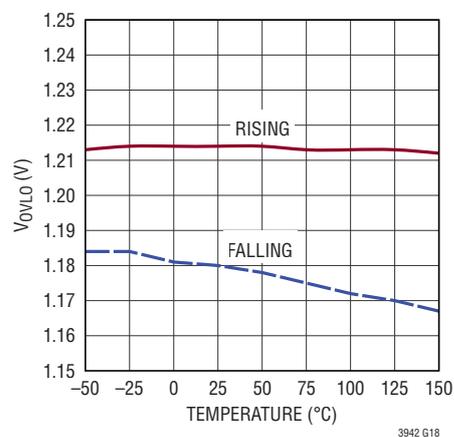
EN/UVLOのイネーブル閾値



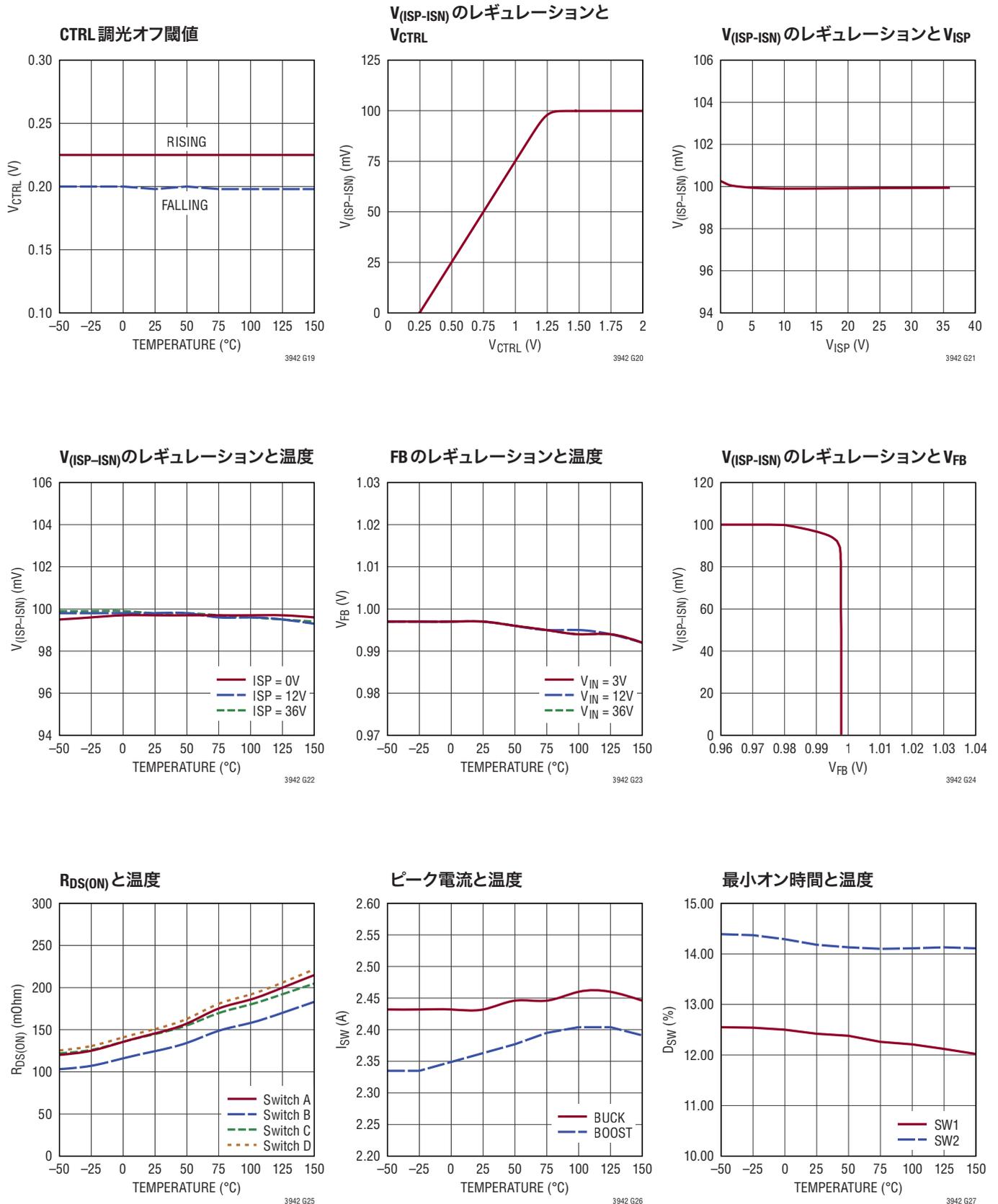
EN/UVLOのヒステリシス電流



OVLO 閾値

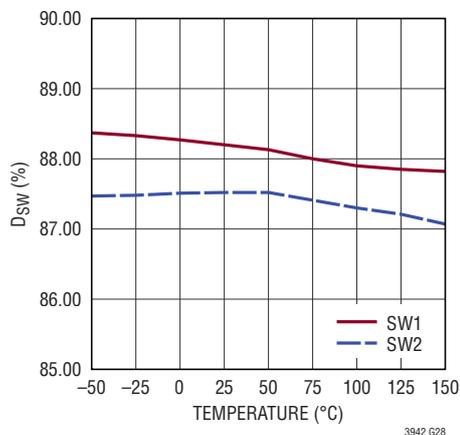


代表的な性能特性

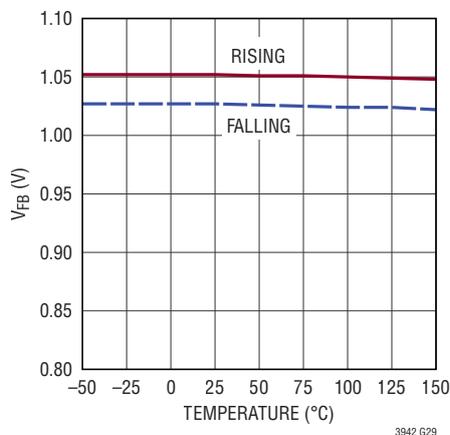


代表的な性能特性

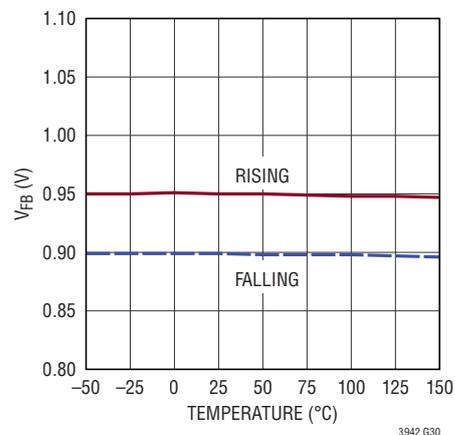
最大オン時間と温度



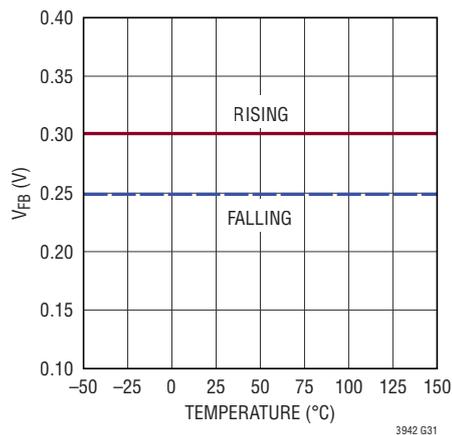
FBの過電圧閾値



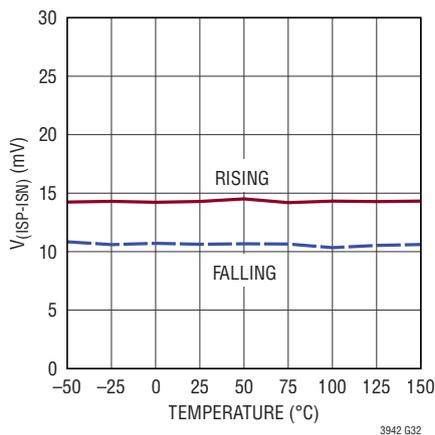
FBの開放LED閾値



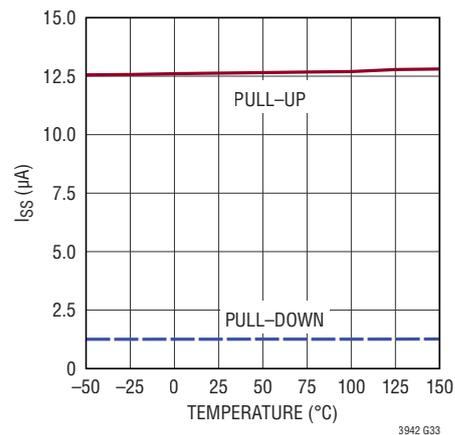
FBの短絡LED閾値



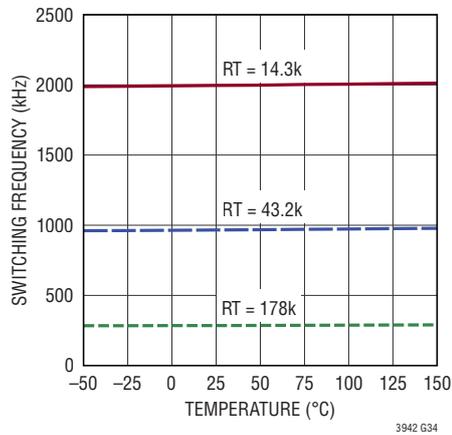
ISP/ISNの開放LED閾値



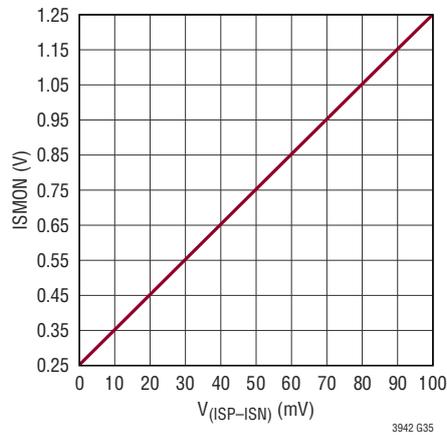
SSの電流と温度



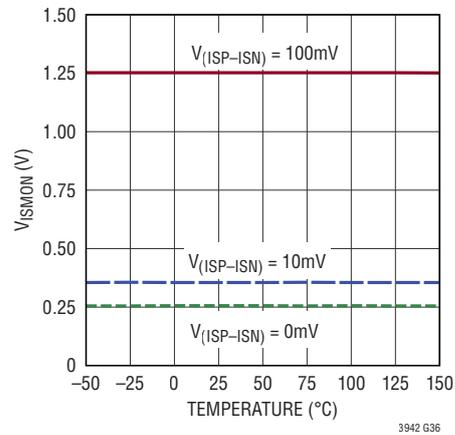
周波数と温度



ISMONの電圧とV_{I(ISP-ISN)}



ISMONと温度



ピン機能

PV_{IN} : 電源入力。PV_{IN}ピンはLEDドライバの電源入力に接続します。このピンは、セラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスします。バイパス・コンデンサは、グラウンド・プレーンに直接接続するビアを使って、できるだけチップに近づけて配置する必要があります。

V_{IN} : バイアス電源。V_{IN}ピンは、内部回路とINTV_{CC}リニア電圧レギュレータに電力を供給します。このピンをPV_{IN}またはその他の電源に接続します。このピンは、セラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスします。

INTV_{CC} : 内蔵の3.6Vリニア電圧レギュレータの出力。V_{IN}ピンから電力を供給されるINTV_{CC}は、内部制御回路とゲート・ドライバに電力を供給します。このピンは1μF以上のセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスします。

EN/UVLO : イネーブルおよび低電圧ロックアウト。このピンの電圧を強制的に0.3V未満にすると、デバイスがシャットダウンし、V_{IN}の静止電流が2μA未満に減少します。通常動作の場合は、このピンの電圧を強制的に1.235Vより高くします。高精度な1.220Vの下降時閾値を使用し、PV_{IN}からグラウンド間に抵抗分圧器を接続して、低電圧ロックアウト(UVLO)閾値を設定できます。高精度な2.5μAのプルダウン電流により、PV_{IN}にUVLOヒステリシスを設定できます。どちらの機能も使用しない場合、このピンはV_{IN}に直接接続します。

OVLO : 過電圧ロックアウト。OVLOピンを使うと、PV_{IN}からグラウンド間に抵抗分圧器を接続して、低電圧ロックアウト(UVLO)閾値を設定できます。SSピンをグラウンドに引き下げ、スイッチング動作を停止させるには、このピンの電圧を強制的に1.220Vより高くします。使用しない場合は、このピンをグラウンドに接続します。

RP : 内部PWM調光周波数設定。RPピンを使用し、抵抗を接地して、内部PWM調光周波数を設定します。1MΩより大きい抵抗は使用せず、また、このピンは開放状態のままにしないでください。外部PWM調光を行う場合、このピンをグラウンドに接続します。

PWM : PWM調光入力。PWMピンは、外部PWM調光および内部PWM調光という2つの方法で使用できます。外部PWM調光では、0Vから1.5Vより高い電圧までのデジタル・パルス

を使用してこのピンを駆動し、LED列のPWM調光を制御します。その場合、RPピンを必ず接地します。内部PWM調光では、1V~2Vのアナログ電圧を印加することで内部デジタル・パルスを生成します。PWM調光を使用しない場合は、このピンをINTV_{CC}に接続します。このピンを強制的にローにすると、全てのパワー・スイッチがオフになり、全ての内部負荷からV_Cピンが切り離され、PWMTGがオフになります。

V_{REF} : 電圧リファレンス出力。V_{REF}ピンは、最大1mAの電流を供給できる高精度の2Vリファレンスを提供します。このピンは0.22μF以上のセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスします。

CTRL : LED電流検出閾値の制御入力。CTRLピンは、LEDレギュレーション電流の設定に使用します。

$$I_{LED} = \frac{V_{CTRL} - 0.25V}{10 \cdot R_{LED}}$$

V_{CTRL}は、外部電圧リファレンス、またはV_{REF}とグラウンドの間に接続した抵抗分圧器によって設定できます。0.25V ≤ V_{CTRL} ≤ 1.15Vの場合、電流検出閾値は0mVから90mVまで直線的に上昇します。V_{CTRL} ≥ 1.35Vの場合、電流検出閾値は、100mVのフルスケール値で一定になります。1.15V ≤ V_{CTRL} ≤ 1.35Vの場合、電流検出閾値はV_{CTRL}の線形関数から100mVの一定値まで滑らかに遷移します。100mVのフルスケール閾値にする場合は、CTRLピンをV_{REF}ピンに接続してください。このピンの電圧を強制的に0.2V未満にすると、スイッチング動作が停止します。

ISP : LED電流検出抵抗(R_{LED})の正端子。ケルビン接続を使って、電流が正確に検出されるようにします。

ISN : LED電流検出抵抗(R_{LED})の負端子。ケルビン接続を使って、電流が正確に検出されるようにします。

ISMON : LED電流モニタ出力。ISMONピンは、V_(ISP-ISN)を10倍にして0.25Vのオフセット電圧を加えた値に等しい電圧(バッファ済み)を生成します。V_(ISP-ISN)が100mVのフルスケールと等しい場合、ISMONピンの電圧は1.25Vになります。

ピン機能

FAULT : LED 障害のオープンドレイン出力。FAULT ピンは、以下の状態のいずれかが発生した場合にローになります。

1. 開放 LED ($V_{FB} > 0.95V$ かつ $V_{(ISP-ISN)} < 10mV$)
2. 短絡 LED ($V_{FB} < 0.25V$)

このピンを機能させるには、外付けのプルアップ抵抗が必要です。FAULT ピンの状態は PWM ピンがハイ状態のときだけ更新され、PWM ピンがロー状態のときはラッチされています。

SS : ソフトスタート・タイマー設定。SS ピンは、コンデンサを接地することで、ソフトスタート・タイマーの設定に使用します。12.5 μ A の内部プルアップ電流が外付け SS コンデンサを充電することによって、FB レギュレーション電圧が徐々に上昇します。このピンには 22nF のコンデンサを推奨します。UVLO、OVLO、サーマル・シャットダウンのいずれかが発生すると、SS ピンが直ちにグラウンドに引き下げられ、スイッチング動作が停止します。SS ピンと V_{REF} の間で 1 つの抵抗を使用して、LT3942 を、開放または短絡 LED 障害状態の間の 3 種類の障害モード（一時中断（抵抗なし）、ラッチオフ（499k）、動作維持（100k））に設定できます。詳細については、アプリケーション情報セクションを参照してください。

FB : 電圧ループの帰還入力。FB ピンは、定電圧レギュレーションおよび LED 障害保護のために使用します。出力が V_C となる内部エラーアンプが、 V_{FB} を LED ドライバを介して 1.00V に安定化します。開放 LED ($V_{FB} > 0.95V$ かつ $V_{(ISP-ISN)} < 10mV$) 障害状態または短絡 LED ($V_{FB} < 0.25V$) 障害状態の間、デバイスは FAULT ピンをローに引き下げ、顧客の設定に従って、いずれかの障害モードに移行します。過電圧 ($V_{FB} > 1.05V$) 状態の間、デバイスは全てのパワー・スイッチと PWM TG をオフにします。

V_C : インダクタ電流コンパレータ閾値を設定するためのエラーアンプ出力。 V_C ピンは、外付け RC 回路網を使用して制御ループを補償するために使用します。PWM がロー状態の間、電圧情報を保存するために V_C ピンが全ての内部負荷から遮断され、最高の PWM 調光性能を実現します。

RT : スwitchング周波数の設定、このピンとグラウンドの間に抵抗を接続して、300kHz~2MHz の範囲で内部発振周波数を設定します。

SYNC/SPRD : スwitchング周波数同期またはスペクトラム拡散。内部発振周波数でスswitchングする場合は、このピンを接地します。外部周波数同期を行う場合は、クロック信号をこのピンに供給します。INTV_{CC} に接続すると、内部発振周波数を超える 25% の三角波スペクトラム拡散が得られます。

PWMTG : PWM 調光用の上側ゲート駆動端子。PWMTG ピンは、PWM 入力信号をバッファおよび反転した信号を生成し、($PV_{OUT} - 5V$) と 1.2V のうちの高い方の電圧から PV_{OUT} までの電圧振幅で、外部高電位側 PMOS PWM スwitch を駆動します。このピンを使用しない場合は、開放のままにします。

PV_{OUT} : 電源の出力。 PV_{OUT} ピンは LED ドライバの電源出力に接続します。このピンは PWMTG 駆動のための正レールとしても機能します。このピンは、セラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスします。バイパス・コンデンサは、グラウンド・プレーンに直接接続するビアを使って、できるだけチップに近づけて配置する必要があります。

SW2 : 昇圧側スswitch・ノード。SW2 ピンは内部パワー・スswitch に接続しており、グラウンドから、 PV_{OUT} よりダイオードの電圧だけ高い電圧までの振幅で駆動します。EMI を低く抑えるために、PCB の面積とパターン長を最小化します。

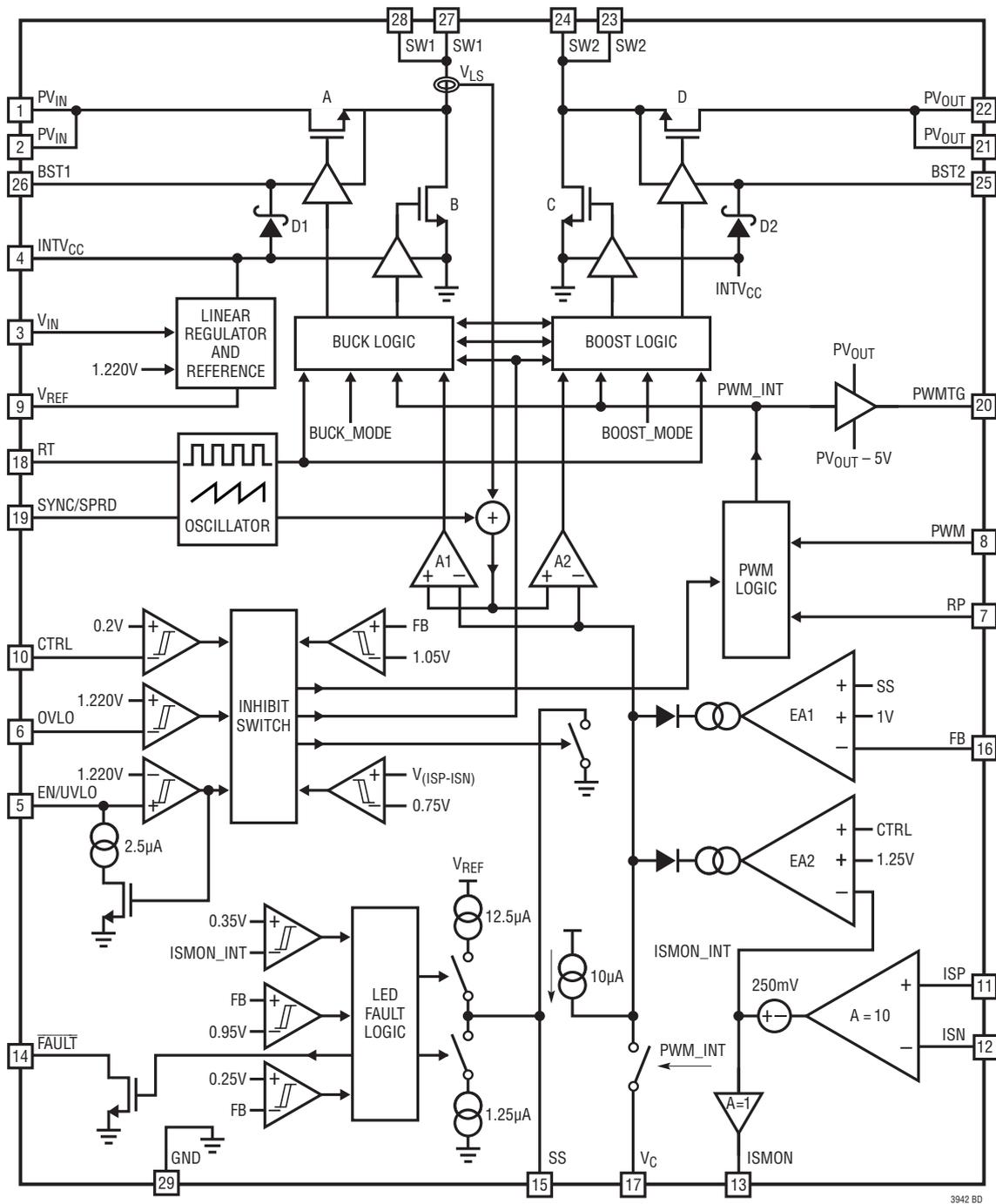
BST2 : 昇圧側のブートストラップ・フローティング・ドライバの電源。BST2 ピンは、INTV_{CC} ピンからの内蔵ブートストラップ・ダイオードに接続しており、BST2 ピンと SW2 ピンの間に外付けブートストラップ・コンデンサを接続する必要があります。

BST1 : 降圧側のブートストラップ・フローティング・ドライバの電源。BST1 ピンは、INTV_{CC} ピンからの内蔵ブートストラップ・ダイオードに接続しており、BST1 ピンと SW1 ピンの間に外付けブートストラップ・コンデンサを接続する必要があります。

SW1 : 降圧側スswitch・ノード。SW1 ピンは内部パワー・スswitch に接続しており、グラウンドからダイオードの電圧だけ低い電圧から、 PV_{IN} までの振幅で駆動します。EMI を低く抑えるために、PCB の面積とパターン長を最小化します。

GND (露出パッド) : グラウンド。この露出パッドは、直接グラウンド・プレーンにハンダ処理してください。

ブロック図



3942 BD

動作

LT3942は、LED列の電圧より高い、低い、または等しい入力電圧からLED電流を安定化できる電流モードLEDドライバです。4つの内蔵低抵抗NチャンネルDMOSスイッチは、アプリケーション回路のサイズを最小化し、電力損失を低減して効率を最大化します。内蔵の高電位側ゲート・ドライバは、設計プロセスを更に簡単にします。これらのゲート・ドライバに追加する必要がある外付け部品は2つの小さなコンデンサのみです。アナログ・デバイセズ独自のピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御方式は、内蔵パワー・スイッチ間のインダクタ電流を直接検出し、降圧領域、昇降圧領域、昇圧領域の間を滑らかに遷移できます。LT3942は300kHz～2MHzの幅広いスイッチング周波数にわたって動作するように構成できるため、幅広い分野と効率にアプリケーションを最適化できます。その動作原理をブロック図に示します。

パワー・スイッチの制御

図1に、LT3942のパワー段の回路図を示します。この電力段は4つのNチャンネルDMOSスイッチと関連するゲート・ドライバで構成されます。図2に、電流モード制御を PV_{IN}/PV_{OUT} の比の関数として示し、図3に、動作領域を PV_{IN}/PV_{OUT} の比の関数として示します。パワー・スイッチは正確に制御され、各モード間および各領域間で滑らかに遷移します。各モード間および各領域間でのチャタリングを防ぐために、ヒステリシスが追加されています。

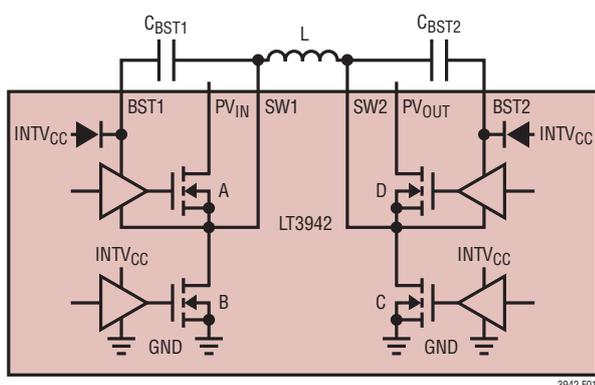


図1. パワー段の回路図

全部で次の4つの状態があります。(1)降圧領域でのピーク降圧電流モード制御、(2)昇降圧領域でのピーク降圧電流モード制御、(3)昇降圧領域でのピーク昇圧電流モード制御、(4)昇圧領域でのピーク昇圧電流モード制御。以下のセクションでは、波形を用いて各状態について詳細に説明します。説明を簡単にするために、スイッチAとBの間、スイッチCとDの間のシュートスルー保護のデッド・タイムは無視します。

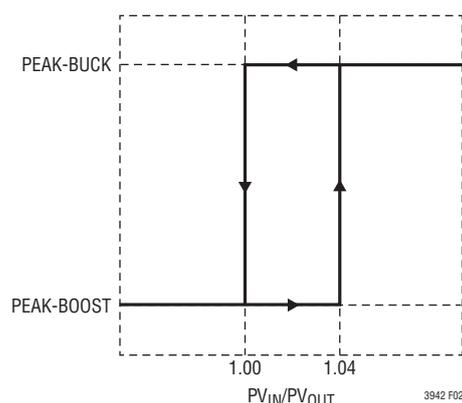


図2. 電流モードと PV_{IN}/PV_{OUT} の比

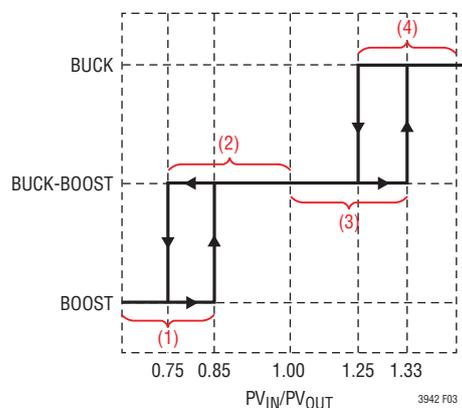


図3. 動作領域と PV_{IN}/PV_{OUT} の比

動作

(1) 降圧領域でのピーク降圧 ($PV_{IN} \gg PV_{OUT}$)

PV_{IN} が PV_{OUT} よりもはるかに高い場合、LT3942は、降圧領域においてピーク降圧電流モード制御を使用します(図4)。スイッチCは常にオフになり、スイッチDは常にオンになります。各サイクルの開始時に、スイッチAがオンになり、インダクタ電流が増加します。インダクタ電流が、(A+D)フェーズの間に降圧電流コンパレータA1での V_C 電圧で指定されたピーク降圧電流閾値に達すると、サイクルの残りの期間、スイッチAがオフになり、スイッチBがオンになります。スイッチAとスイッチBは交互に動作し、典型的な同期整流式降圧レギュレータと同様に動作します。

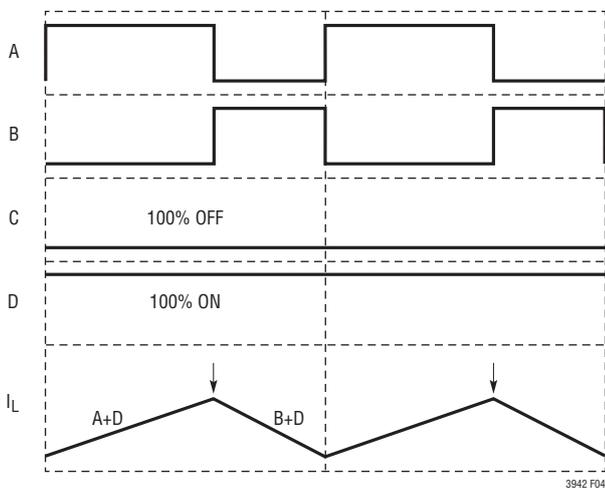


図4. 降圧領域でのピーク降圧 ($PV_{IN} \gg PV_{OUT}$)

(2) 昇降圧領域でのピーク降圧 ($PV_{IN} \sim PV_{OUT}$)

PV_{IN} が PV_{OUT} よりもわずかに高い場合、LT3942は、昇降圧領域においてピーク降圧電流モード制御を使用します(図5)。サイクルの最初の20%の間、スイッチCが常にオンになり、サイクルの残りの80%の間、スイッチDが常にオンになります。各サイクルの開始時に、スイッチAおよびCがオンになり、インダクタ電流が増加します。インダクタ電流が、(A+C)フェーズの間に降圧電流コンパレータA1での V_C 電圧で指定されたピーク降圧電流閾値に達すると、サイクルの残りの期間、スイッチCがオフになり、スイッチDがオンになります。サイクルの80%の経過後に、サイクルの残りの間、スイッチAがオフになり、スイッチBがオンになります。

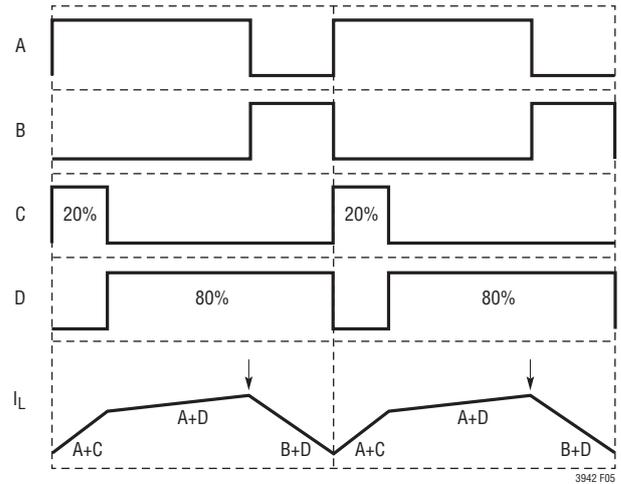


図5. 昇降圧領域でのピーク降圧 ($PV_{IN} \sim PV_{OUT}$)

(3) 昇降圧領域でのピーク昇圧 ($PV_{IN} \ll PV_{OUT}$)

PV_{IN} が PV_{OUT} よりもわずかに低い場合、LT3942は、昇降圧領域においてピーク昇圧電流モード制御を使用します(図6)。サイクルの最初の80%の間、スイッチAが常にオンになり、サイクルの残りの20%の間、スイッチBが常にオンになります。各サイクルの開始時に、スイッチAおよびCがオンになり、インダクタ電流が増加します。インダクタ電流が、(A+C)フェーズの間に昇圧電流コンパレータA2での V_C 電圧で指定されたピーク昇圧電流閾値に達すると、サイクルの残りの期間、スイッチCがオフになり、スイッチDがオンになります。サイクルの80%の経過後に、サイクルの残りの間、スイッチAがオフになり、スイッチBがオンになります。

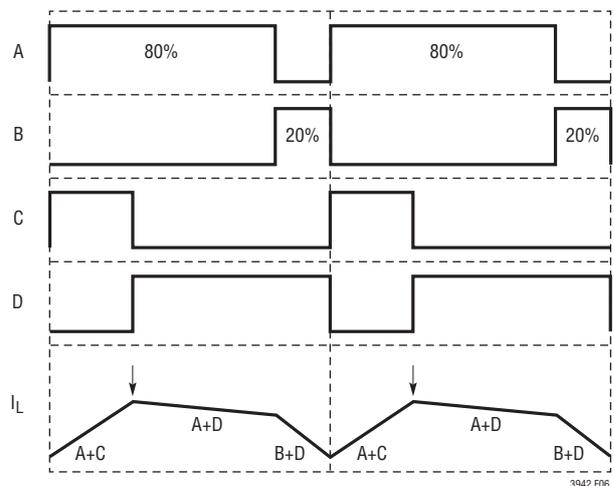


図6. 昇降圧領域でのピーク昇圧 ($PV_{IN} \ll PV_{OUT}$)

動作

(4) 昇圧領域でのピーク昇圧 ($PV_{IN} \ll PV_{OUT}$)

PV_{IN} が PV_{OUT} よりもはるかに低い場合、LT3942は、昇圧領域においてピーク昇圧電流モード制御を使用します(図7)。スイッチAは常にオンになり、スイッチBは常にオフになります。各サイクルの開始時に、スイッチCがオンになり、インダクタ電流が増加します。インダクタ電流が、(A+C)フェーズの間に昇圧電流コンパレータA2での V_C 電圧で指定されたピーク昇圧電流閾値に達すると、サイクルの残りの期間、スイッチCがオフになり、スイッチDがオンになります。スイッチCとスイッチDは交互に動作し、典型的な同期整流式昇圧レギュレータと同様に動作します。

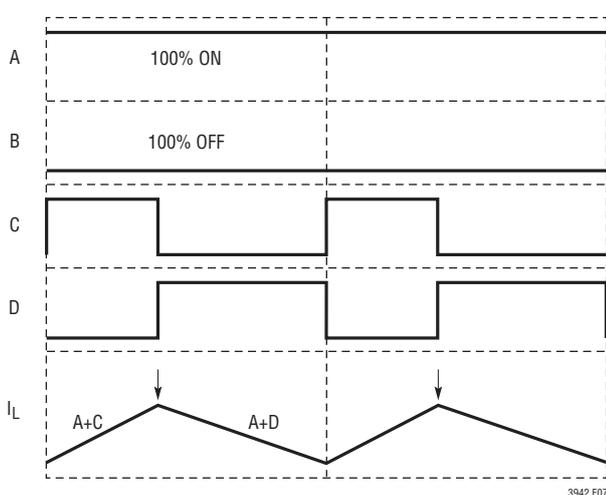


図7. 昇圧領域でのピーク昇圧 ($PV_{IN} \ll PV_{OUT}$)

メイン制御ループ

LT3942は固定周波数の電流モードLEDドライバです。インダクタ電流は、内部スイッチAの両端で直接検出されます。その電流検出電圧は、内部オシレータのスロープ補償ランプ信号に加算されます。その後、この加算信号が降圧電流コンパレータA1および昇圧電流コンパレータA2の正端子に供給されます。A1およびA2の負端子は、エラーアンプEA1およびEA2のダイオードOR出力である V_C ピンの電圧によって制御されます。

ピーク降圧ピーク昇圧電流モード制御の状態に応じて、降圧ロジックまたは昇圧ロジックのどちらかが、4つのパワー・スイッチを制御します。それによって、通常動作時に、FB電圧が1Vに安定化されるか、またはISPピンとISNピンの間の電流検出電圧がCTRLピンによって安定化されます。同じ補償回路網を使用して定電圧動作と定電流動作の間で滑らかに遷移するように、EA1およびEA2のゲインのバランスが調整されます。

軽負荷電流動作

軽負荷では通常、LT3942は不連続導通モードの最大スイッチング周波数で動作し続けます。昇圧と降圧の逆電流検出閾値はどちらもゼロに設定されているため、出力から入力に流れようとする逆電流は全て阻止されます。降圧領域では、(B+D)フェーズの間に降圧逆電流閾値に達すると、スイッチBが必ずオフになります。昇圧領域では、(A+D)フェーズの間に昇圧逆電流閾値に達すると、スイッチDが必ずオフになります。昇降圧領域では、(A+D)フェーズの間に昇圧逆電流閾値に達すると、スイッチDが必ずオフになり、(B+D)フェーズの間に降圧逆電流閾値に達すると、スイッチBとDの両方が必ずオフになります。

負荷がより軽くなった場合、または小さいインダクタが使用され、インダクタ電流リップルが大きい場合、LT3942はパルス・スキップ・モードで動作できます。パルス・スキップ・モードでは、レギュレーションを維持するために複数のサイクルの間、スイッチがオフに保たれます(つまり、パルスをスキップします)。

内部充電経路

2つの高電位側ゲート・ドライバはそれぞれフロート状態のブートストラップ・コンデンサ C_{BST1} および C_{BST2} によってバイアスされますが、これらは通常、それぞれの上側パワー・スイッチがオフすると、内部ブートストラップ・ダイオードD1およびD2を介してINTV $_{CC}$ で再充電されます。LT3942の動作領域が降圧領域または昇圧領域に限定される場合、一方の上側パワー・スイッチは常時オンになります。 PV_{OUT} およびBST2からBST1まで、または PV_{IN} およびBST1からBST2までの内部充電経路は、上側パワー・スイッチをオン状態に維持できるようにブートストラップ・コンデンサを3.3Vより高い電位に充電します。

動作

シャットダウンおよびパワー・オン・リセット

EN/UVLOピンの電圧がシャットダウン閾値(最小0.3V)より低いと、LT3942はシャットダウン・モードになり、静止電流は2μA未満になります。EN/UVLOピンの電圧がシャットダウン閾値(最大0.9V)を超えると、LT3942は起動回路を起動してバンドギャップ・リファレンスを生成し、内部INTV_{CC} LDOに電力を供給します。INTV_{CC} LDOは、内部制御回路およびゲート・ドライバに電力を供給します。EN/UVLOが0.9Vと1.220Vの間にある場合、ヒステリシス電流(標準2.5μA)がEN/UVLOピンに流れて、LT3942は低電圧ロックアウト(UVLO)モードに移行します。INTV_{CC}ピンが上昇時UVLO閾値(標準で2.49V)を超えて充電され、EN/UVLOピンが上昇時イネーブル閾値(標準で1.235V)を超え、ジャンクション温度がサーマル・シャットダウン(標準で165°C)未満になると、LT3942はイネーブル・モードに移行し、EN/UVLOヒステリシス電流がオフになります。OVLOピンの電圧(PV_{IN}からGNDに接続した抵抗分圧器で設定されます)が1.220Vの立上がり閾値(35mVの立下がりヒステリシス付き)を上回ると、LT3942は過電圧ロックアウト(OVLO)モードに移行します。UVLOとOVLOの両方がクリアされた場合のみ、電圧リファレンスV_{REF}はグラウンドからレギュレーション状態に充電されます。イネーブル・モードに移行してから、V_{REF}が上昇時UVLO閾値(標準1.89V)を通過するまで、LT3942はパワー・オン・リセット(POR)を経て、内部制御回路全体を起動し、適切な初期状態に安定化します。PORの後に、LT3942は準備が完了し、CTRLピンおよびPWMピンで信号を待機して、スイッチング動作を開始します。

起動および障害保護

図8に、LT3942の起動および障害のシーケンスを示します。POR状態では、SSピンは100Ωでグラウンドに強く引き下げられます。プリバイアスされた状態では、SSピンを0.2V未満に引き下げて、INIT状態に移行する必要があります。INIT状態では、LT3942は、SSピンが完全にグラウンドに放電できるように10μs待機します。10μs経過した後に、PWM_{ON}信号がハイになると、LT3942はUP/PRE状態に移行します。CTRLピンが上昇時調光オフ閾値(標準0.225V)を超え、外部または内部PWM調光がオンになったときに、PWM_{ON}信号がハイになります。

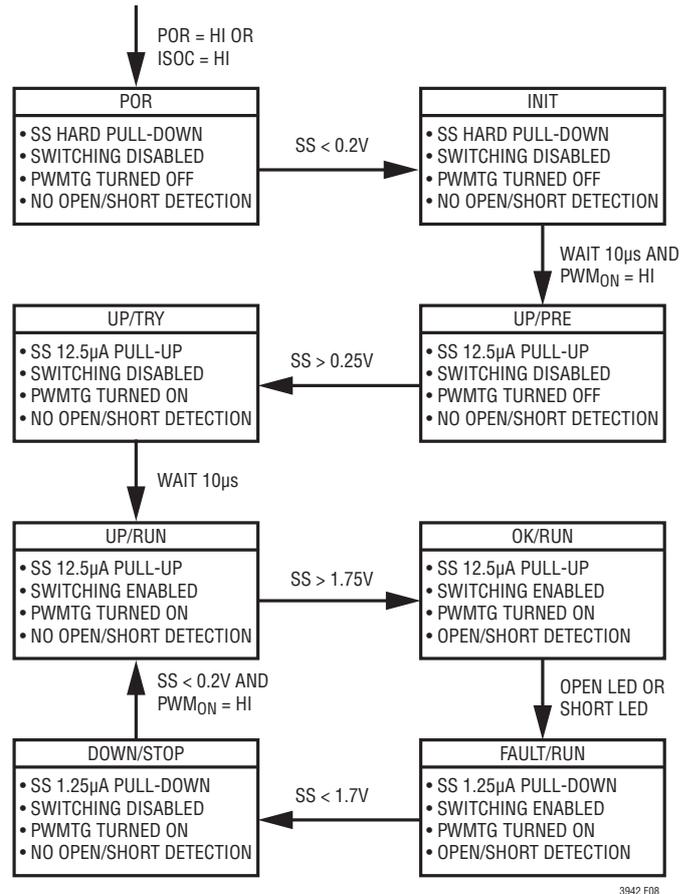


図8. 起動シーケンスと障害シーケンス

UP/PRE状態の間、スイッチング動作がディスエーブルされ、PWMTGがオフになっているときに、SSピンが12.5μAのプルアップ電流によって充電されます。SSピンが0.25Vより高く充電されると、LT3942はUP/TRY状態に移行します。UP/TRY状態では、PWMTGは、スイッチング動作が引き続きディスエーブルされている間、最初にオンになります。これは、スイッチング・エネルギーを供給する前に、出力コンデンサの電圧がLED列に対して高すぎないことをチェックするためです。電圧の高い出力コンデンサが電圧の低いLED列に接続された場合、過剰な電流がLED列に流れ、検出抵抗がISP/ISN過電流(ISOC)信号をトリガして、LT3942をPOR状態にリセットします。そのため、LT3942は、0V~0.25Vの範囲

動作

の一時中断モードになり、POR 状態、INIT 状態、UP/PRE 状態、および UP/TRY 状態を循環して、電圧の高い出力コンデンサを、電圧の低い LED 列の電圧に近づくまでゆっくりと放電します。ISOC 信号をトリガしないで、UP/TRY 状態で 10 μ s 経過した後、LT3942 は UP/RUN 状態に移行します。

UP/RUN 状態では、スイッチング動作がイネーブルされ、出力電圧 PV_{OUT} の起動が SS ピンの電圧によって制御されます。SS ピンの電圧が 1V より低いと、LT3942 は FB ピンの電圧を 1V のリファレンス電圧ではなく、SS ピンの電圧に安定化します。このため、外付けコンデンサを SS ピンから GND に接続することにより、SS ピンを使ってソフトスタートを設定することができます。12.5 μ A の内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SS ピンに電圧ランプを生成します。SS ピンの電圧が 0.25V から 1V (更にそれより上) に直線的に上昇するのに従って、出力電圧 PV_{OUT} が最終的な LED 列電圧まで滑らかに上昇します。

SS ピンが 1.75V より高く充電されると、LT3942 は、LED 障害 (開放 LED および短絡 LED の両方) 検出がアクティブになる OK/RUN 状態に移行します。開放 LED は、 $V_{FB} > 0.95V$ かつ $V_{(ISP-ISN)} < 10mV$ であることを示し、短絡 LED は、 $V_{FB} < 0.25V$ であることを示します。開放 LED 障害も短絡 LED 障

害も \overline{FAULT} ピンに伝えられます。いずれかの障害が発生した場合、LT3942 は FAULT/RUN 状態に移行します。FAULT/RUN 状態では、1.25 μ A のプルダウン電流が SS ピンをゆっくりと放電します。SS ピンが 1.7V 未満に放電されると、LT3942 は DOWN/STOP 状態に移行します。DOWN/STOP 状態では、スイッチング動作がディスエーブルされ、LED 障害検出が非アクティブになり、前の障害がラッチされます。SS ピンが 0.2V 未満に放電され、PWM_{ON} 信号がハイのままになると、LT3942 は UP/RUN 状態に戻ります。

開放 LED 状態または短絡 LED 状態では、SS ピンと V_{REF} ピンの間に抵抗を接続して、LT3942 を一時中断、ラッチオフ、または動作維持のいずれかの障害保護モードに設定できます。この抵抗を使用しない場合、LT3942 は 0.2V ~ 1.75V の間で一時中断モードで動作し、障害状態が解消されるまで、UP/RUN 状態、OK/RUN 状態、FAULT/RUN 状態、および DOWN/STOP 状態を循環します。499k の抵抗を使用すると、LT3942 は EN/UVLO が切り替わるまでラッチオフします。100k の抵抗を使用すると、LT3942 は、障害の有無に関わらず、動作を維持します。

アプリケーション情報

LT3942の標準的なアプリケーション回路を最初のページに示します。このアプリケーション情報セクションは、標準的なアプリケーションで外付け部品を選択するためのガイドラインとして役立ちます。このセクションの例および式では、特に規定されない限り、連続導通モードを前提とします。

スイッチング周波数の選択

LT3942は300kHz～2MHzの固定周波数制御方式を採用しています。スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズとの兼ね合いによって決まります。低周波数動作ではスイッチング損失が減ることで効率が高まりますが、値の大きいインダクタおよびコンデンサが必要になります。大電力アプリケーションでは、スイッチング損失を最小限に抑えるため、低周波数での動作を検討してください。低消費電力アプリケーションでは、ソリューション・サイズ全体を最小限に抑えるため、高周波数での動作を検討してください。また、スイッチング周波数の選択に際して特定のアプリケーションが重要な役割を果たすことがあります。ノイズに敏感なシステムでは、通常は、スイッチング・ノイズが敏感な周波数帯の内側にこないようにスイッチング周波数を選択します。

スイッチング周波数の設定

LT3942のスイッチング周波数は内部発振器を使用して設定することができます。SYNC/SPRDピンをグラウンドに引き下げると、スイッチング周波数は、RTピンから接地した抵抗によって設定されます。表1に、よく使われるスイッチング周波数に対応する R_T 抵抗の値を示します。

表1. スwitchング周波数と R_T の値(許容誤差1%の抵抗)

f_{osc} (kHz)	R_T (k Ω)
300	178
400	124
600	78.7
800	56.2
1000	43.2
1200	33.2
1400	26.1
1600	21.5
1800	17.4
2000	14.3

スペクトル拡散周波数変調

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉(EMI)が懸念されるアプリケーションで特に手間がかかることがあります。EMI性能を改善するため、LT3942には三角波スペクトラム拡散周波数変調方式が実装されています。SYNC/SPRDピンをINTV_{CC}に接続すると、LT3942は、そのスイッチング周波数を、内部発振周波数を25%超える範囲に拡散させます。図9および10に、1ページ目のアプリケーションのノイズ・スペクトラムを示します。このとき、フェライト・ビーズEMIフィルタを使いスペクトル拡散をイネーブルしています。

CISPR 25規格での伝導EMIの平均値

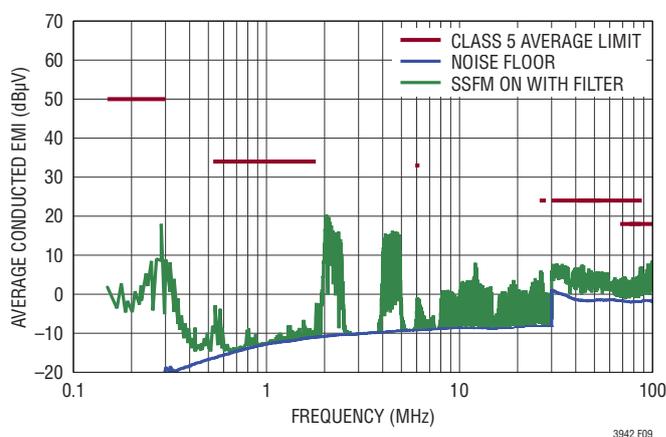


図9. 伝導EMIの平均値の比較

CISPR 25規格での伝導EMIのピーク値

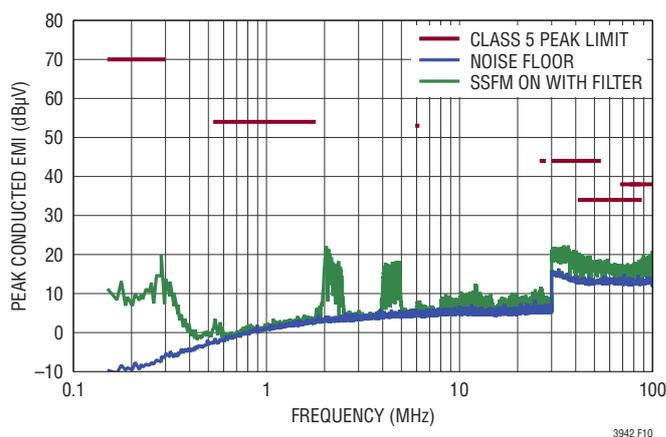


図10. 伝導EMIのピーク値の比較

アプリケーション情報

周波数同期

LT3942のスイッチング周波数は、SYNC/SPRDピンを使用して外部クロックに同期させることができます。SYNC/SPRDピンを50%のデューティ・サイクル波形でドライブするのは常に良い選択ですが、それ以外の場合はデューティ・サイクルを10%から90%の間に保ってください。内部でフェーズロック・ループ(PLL)が使用されているため、同期周波数と内部発振周波数との間に制約はありません。同期クロックの立ち上がりエッジは、スイッチング・サイクルの開始、スイッチAおよびCのオン、またはスイッチAおよびDのオンを表します。

最大出力電流

LT3942は、 PV_{IN}/PV_{OUT} の比を使用して、モード間および領域間を遷移します。パワー・スイッチの $R_{DS(ON)}$ とインダクタのDCRに起因する電力経路の電圧降下は出力電流能力を制限する場合があります。ある PV_{OUT} での最大出力電流は通常以下の式で求められます。

$$I_{OUT} \leq 0.1 \cdot V_{OUT}$$

ジャンクション温度が高くなると $R_{DS(ON)}$ およびDCRが増加します。また、上の計算にはプロセスによるばらつきが含まれています。

それと同時に、最大出力電流は最小 PV_{IN} 、最大 V_{LED} 、LED電流、スイッチのピーク電流制限の影響も受けます。

インダクタの選択

スイッチング周波数が高いほど小さい値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、スイッチング周波数とインダクタの選択には相関関係があります。インダクタの値は、リップル電流に直接影響を与えます。最大電流リップル $\Delta I_L\%$ は、降圧領域において $PV_{IN(MAX)}$ で発生し、最小電流リップル $\Delta I_L\%$ は、昇圧領域において $PV_{IN(MIN)}$ で発生します。特定のリップル許容量に対して、最小インダクタンスを次のように計算できます。

$$L_{BUCK} > \frac{PV_{OUT} \cdot (PV_{IN(MAX)} - PV_{OUT})}{f_{SW} \cdot I_{LED(MAX)} \cdot \Delta I_L\% \cdot PV_{IN(MAX)}}$$

$$L_{BOOST} > \frac{PV_{IN(MIN)}^2 \cdot (PV_{OUT} - PV_{IN(MIN)})}{f_{SW} \cdot I_{LED(MAX)} \cdot \Delta I_L\% \cdot PV_{OUT}^2}$$

ここで、

f_{SW} はスイッチング周波数

$\Delta I_L\%$ は許容インダクタ電流リップル

$PV_{IN(MIN)}$ は電源の最小入力電圧

$PV_{IN(MAX)}$ は電源の最大入力電圧

PV_{OUT} は出力電圧

$I_{LED(MAX)}$ は最大LED電流

スロープ補償を行うと、特定のデューティ・サイクルでの低調波発振を防止することにより、固定周波数電流モード制御での安定性が得られます。安定性に必要な最小インダクタンスは、次のように計算できます。

$$L > \frac{V_{OUT}}{2 \cdot f_{SW} \cdot I_{SW(MAX)}}$$

ここで、

f_{SW} はスイッチング周波数

$I_{SW(MAX)}$ はスイッチの最大電流制限値 = 2A (最小値)

高効率を実現するには、フェライトなど、コア損失の小さなインダクタを選択します。また、 I^2R 損失を減らすため、インダクタはDC抵抗が低く、飽和せずにピーク・インダクタ電流を扱えるものにします。放射ノイズを抑えるには、シールドされたインダクタを使用します。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

入力容量と出力容量は、レギュレータとの間を出入りする不連続な電流によって生じる電圧リップルを抑えるために必要です。通常はコンデンサを並列に組み合わせて使用することで大容量と低等価直列抵抗(ESR)を実現します。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは、全て表面実装パッケージで入手できます。OS-CONやPOSCAPなど、低ESRで高リップル電流定格のコンデンサも入手できます。

アプリケーション情報

セラミック・コンデンサをレギュレータの入力と出力の近くに配置して、高周波のスイッチング・スパイクを抑えてください。1μF以上のセラミック・コンデンサもLT3942のピンにできるだけ近づけてPV_{IN}/V_{IN}とGNDの間およびPV_{OUT}とGNDの間に配置してください。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性を備えているので、入力リップル電圧を大幅に低減することが可能であり、ESRの高いバルク・コンデンサでの電力損失を抑えるのに役立ちます。X5RやX7Rの誘電体材料は広い電圧範囲と温度範囲にわたって容量を保持するので推奨されます。多くのセラミック・コンデンサ(特にケース・サイズが0805または0603のものは、目的の動作電圧での容量が大きく減少します。

入力容量 C_{IN}

スイッチAのオンとオフが切り替わることが原因で、降圧領域では不連続な入力電流が最も大きくなります。C_{IN}コンデンサ回路網のESRが十分に低く、最大RMS電流を扱うのに十分な大きさであることを確認してください。降圧領域では、入力RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} \approx I_{LED(MAX)} \cdot \frac{PV_{OUT}}{PV_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{PV_{IN}}{PV_{OUT}} - 1}$$

この式はPV_{IN} = 2PV_{OUT}のときに最大になります。ここで、I_{RMS} = I_{LED(MAX)}/2です。設計ではこの単純で最も厳しい条件がよく使用されます。条件を大きく変化させても状況がそれほど改善されないからです。

出力容量 C_{OUT}

昇圧領域において、不連続電流が入力から出力に移動します。C_{OUT}コンデンサ回路網が出力電圧リップルを低減できることを確認してください。与えられた出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するには、ESRとバルク容量の影響について検討する必要があります。バルク容量の充放電による定常状態の最大リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{CAP(BOOST)} = \frac{I_{LED} \cdot (PV_{OUT} - PV_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot PV_{OUT} \cdot f_{SW}}$$

$$\Delta V_{CAP(BUCK)} = \frac{PV_{OUT} \cdot \left(1 - \frac{PV_{OUT}}{PV_{IN(MAX)}}\right)}{8 \cdot L \cdot f_{SW}^2 \cdot C_{OUT}}$$

ESR両端の電圧降下による最大定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{ESR(BOOST)} = \frac{PV_{OUT} \cdot I_{LED(MAX)} \cdot ESR}{PV_{IN(MIN)}}$$

$$\Delta V_{ESR(BUCK)} = \frac{PV_{OUT} \cdot \left(1 - \frac{PV_{OUT}}{PV_{IN(MAX)}}\right)}{L \cdot f_{SW}} \cdot ESR$$

INTV_{CC}レギュレータ

内部Pチャンネル低損失レギュレータは、V_{IN}電源ピンからINTV_{CC}ピンに3.6Vを発生します。INTV_{CC}は、LT3942の内部回路およびゲート・ドライバに電力を供給します。INTV_{CC}レギュレータは40mAのピーク電流を供給可能であり、1μF以上のセラミック・コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。パワー・スイッチのゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、適切な短距離のバイパスが必要です。

高いスイッチング周波数を使う高入力電源電圧アプリケーションでは、LT3942の最大ジャンクション温度定格を超える恐れがあります。システムの電源電流は通常、4つの内部パワー・スイッチを駆動するゲート電荷によって支配されます。

最大ジャンクション温度を超えないようにするには、連続モード動作時の入力電源電流を最大PV_{IN}/V_{IN}で検査する必要があります。

高電位側ゲート・ドライバ電源 (C_{BST1}、C_{BST2})

2つの上側パワー・スイッチの高電位側ゲート・ドライバAおよびDは、それぞれのSWおよびBSTピン電圧の間で駆動されます。昇圧電圧はフロート状態のブートストラップ・コンデンサC_{BST1}およびC_{BST2}によってバイアスされますが、これらは通常それぞれの上側パワー・スイッチがオフすると、内部ブートストラップ・ダイオードD1およびD2を介して再充電されます。両方のコンデンサは、INTV_{CC}と同じ電圧に充電されます。大半のアプリケーションでは、0.1μF(代表値)のX5RまたはX7R誘電体コンデンサで十分です。

アプリケーション情報

PV_{IN}のUVLOおよびOVLOのプログラミング

PV_{IN}ピンとEN/UVLOピンの間に抵抗分圧器を接続することにより、PV_{IN}の低電圧ロックアウト(UVLO)を実装できます。EN/UVLOのイネーブル立下がり閾値は1.220Vに設定されており、15mVのヒステリシスがあります。また、EN/UVLOピンの電圧が1.220Vより低いと、このピンに2.5μAのシンク電流が流れます。この電流を利用すると、R1の値に基づくユーザ・プログラマブルなヒステリシスを実現できます。プログラマブルなUVLO閾値は次のようになります。

$$V_{IN(UVLO+)} = 1.235V \cdot \frac{R1+R2}{R2} + 2.5\mu A \cdot R1$$

$$V_{IN(UVLO-)} = 1.220V \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

図11は、外部シャットダウン制御を実施しつつ、一方でUVLO機能を使用する回路を示しています。NMOSをオンするとEN/UVLOピンが接地され、LT3942は静止電流が2μA未満のシャットダウン状態になります。

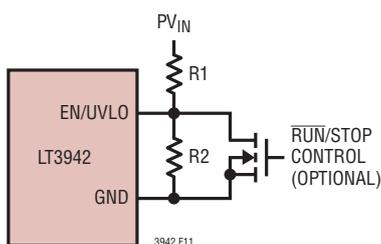


図11. PV_{IN}の低電圧ロックアウト(UVLO)

PV_{IN}ピンとOVLOピンの間に抵抗分圧器を接続することにより、PV_{IN}の過電圧ロックアウト(OVLO)を実装できます。OVLOの立上がり閾値は1.220Vに設定されており、35mVの立下がりヒステリシスがあります。図12に、PV_{IN}のOVLO機能の実装を示します。プログラマブルなOVLO閾値は次のようになります。

$$V_{IN(OVLO+)} = 1.220V \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

$$V_{IN(OVLO-)} = 1.185V \cdot \frac{R3+R4}{R4}$$

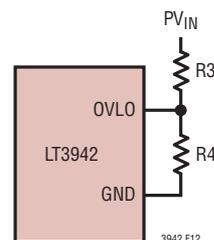


図12. PV_{IN}の過電圧ロックアウト(OVLO)

LED電流の設定

LED電流は、適切な値の電流検出抵抗R_{LED}をLED列と直列に配置することによって設定します。R_{LED}による電圧降下は、ISPピンとISNピンによって(ケルビン)検出します。検出抵抗両端で100mV(標準値)のフルスケール閾値を得るには、CTRLピンを1.35Vより高い電圧に接続します。CTRLピンはLED電流をゼロに調光するために使用できますが、検出閾値が減少するにつれて相対精度は低下します。CTRLピンの電圧V_{CTRL}が1.15Vより低くなると、LED電流は次のようになります。

$$I_{LED} = \frac{V_{CTRL} - 250mV}{10 \cdot R_{LED}}$$

V_{CTRL}の電圧が1.15V~1.35Vの間にある場合、LED電流はV_{CTRL}と共に変化しますが、上の式から離れて、V_{CTRL}の増加と共にその値を増していきます。最終的には、V_{CTRL} > 1.35VになるとLED電流はそれ以上変化しなくなります。表2に、代表的なV_(ISP-ISN)閾値とV_{CTRL}の関係を示します。

表2. V_(ISP-ISN)の閾値とV_{CTRL}

V _{CTRL} (V)	V _(ISP-ISN) (mV)
1.15	90
1.20	94.5
1.25	98
1.30	99.5
1.35	100

V_{CTRL}が1.35Vよりも高い場合、LED電流は次式の値に安定化されます。

$$I_{LED} = \frac{100mV}{R_{LED}}$$

アプリケーション情報

CTRLピンは開放のままにしないでください(使用しない場合はV_{REF}に接続してください)。CTRLピンはサーミスタと組み合わせてLED負荷の過熱保護を実現したり、PV_{IN}との間に抵抗分割器を接続して、PV_{IN}の電圧が低いときに出力電力およびスイッチング電流を減らすことができます。ISPとISNの間に、スイッチング周波数で時間と共に変化する差動電圧リップル信号が生じることが予想されます。この信号の振幅は、LED負荷電流が大きい、スイッチング周波数が低い、あるいは出力フィルタ・コンデンサの値が小さいと大きくなります。ある程度のリップル信号は許容できます。V_Cピンの補償コンデンサが信号のフィルタリングを行うので、ISPピンとISNピンの間の平均の電圧差はユーザ設定値に保たれます。リップル電圧振幅(ピークtoピーク)が20mVを超えても誤動作は起こりませんが、平均値とユーザ設定値間のオフセットが大きくなる可能性があります。

LED電流のモニタ

ISMONピンを使うと、LEDを流れる電流を線形的に表示できます。このピンは、ISPピンとISNピンの間の電圧差をバッファおよび増幅した値を出力します。V_{ISMON}の式は次のとおりです。

$$V_{ISMON} = 10 \cdot V_{(ISP-ISN)} + 250mV$$

調光制御

LT3942を使用した調光では、LED電流を制御する方法が2つあります。1つ目の方法では、LED内で安定化されている電流をCTRLピンを使用して調整します。2つ目の方法では、平均電流を正確に設定するために、PWMピンを使用してLED電流を0と最大電流の間で調整します。

アナログ調光方法と比べて、PWM調光方法は、色ずれを生じることなく極めて高い調光比を実現します。PWM調光の精度を上げるために、PWM信号がローのときに、スイッチに必要な電流がV_Cノードに保存されます。この機能により、PWM信号がハイになったときの回復時間が最小限に抑えられます。回復時間を更に改善するには、LED電流の経路に高電位側PMOS PWMスイッチを使用して、PWMピンの信号がローの期間中に出力コンデンサが放電されないようにする必要があります。

スイッチング周波数、インダクタ値、およびループ補償の選択は、最小PWMオン時間に影響を与えます。この最小PWMオン時間を下回ると、LT3942がLED電流レギュレー

ションを失います。同じアプリケーションでは、LT3942は、降圧領域において最大のPWM調光比(最大5000:1)、昇降圧領域において中間のPWM調光比(最大2500:1)、昇圧領域において最小のPWM調光比(最大2000:1)を達成します。

RT抵抗によって設定された固定周波数動作またはスペクトラム拡散周波数動作のいずれかで、内部発振器はPWM信号の立上がりエッジに同期され、これにより、ちらつきのないPWM調光性能を提供します。外部周波数同期動作では、ちらつきのないPWM調光性能を実現するために、SYNC信号とPWM信号の両方の立上がりエッジが同期する必要があります。

LT3942は、外部PWM調光と内部PWM調光の両方を提供します。外部PWM調光の場合、30k未満のR_P抵抗を選択し、外部PWMクロック信号をPWMピンに供給します。内部PWM調光の場合、R_P抵抗を、表3の7つの抵抗値のいずれかになるように選択し、PWMピンにアナログDC電圧を加えます。R_P抵抗は内部PWM調光周波数を設定し、PWMピンの1V~2VのアナログDC電圧は、0%~100%の内部PWM調光のデューティ比を離散的な1/128ステップ・サイズで設定します(図13参照)。

表3. 内部PWM調光周波数とR_Pの値(1%精度の抵抗)

R _P (kΩ)	f _{sw}	f _{sw} = 200kHz	f _{sw} = 1MHz	f _{sw} = 2MHz
< 20	External	External	External	External
28.7	f _{sw} /2 ⁸	781Hz	3.91kHz	7.81kHz
47.5	f _{sw} /2 ⁹	391Hz	1.95kHz	3.91kHz
76.8	f _{sw} /2 ¹⁰	195Hz	977Hz	1.95kHz
118	f _{sw} /2 ¹¹	98Hz	488Hz	977Hz
169	f _{sw} /2 ¹²	49Hz	244Hz	488Hz
237	f _{sw} /2 ¹³	24Hz	122Hz	244Hz
332	f _{sw} /2 ¹⁴	12Hz	61Hz	122Hz

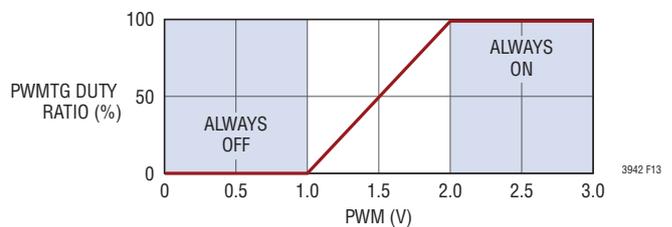


図13. 内部PWM調光のデューティ比とPWM電圧

アプリケーション情報

高電位側 PMOS PWM スイッチの選択

LT3942の大半のアプリケーションでは、PWM調光比を最大化し、障害状態のときにLED列を保護するため、高電位側PMOS PWMスイッチを推奨します。低電位側NMOS PWMスイッチと比べて、高電位側NMOS PWMスイッチは、LED列への1本の導線、および筐体を通るグラウンド・リターン・パスを可能にします。高電位側PMOS PWMスイッチは、通常、ドレイン-ソース間電圧 V_{DS} 、ゲート-ソース間スレッショルド電圧 $V_{GS(TH)}$ 、および連続ドレイン電流 I_D を考慮して選択します。適切に動作するために、 V_{DS} の定格が、FBピンで設定された開放LEDレギュレーション電圧を超える必要があり、 $V_{GS(TH)}$ の絶対値が3V未満になる必要があり、 I_D の定格が $I_{LED(MAX)}$ を超える必要があります。

出力電圧および閾値の設定

LT3942には、定電圧出力を設定するために使用できる電圧帰還ピンFBがあります。出力電圧は、次式に従ってR5とR6の値を選択すれば設定できます(図14)。

$$V_{OUT} = 1.00V \cdot \frac{R5 + R6}{R6}$$

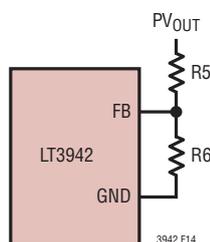


図14. 帰還抵抗の接続

加えて、FBピンは、出力過電圧閾値、開放LED閾値、および短絡LED閾値も設定します。小さい出力コンデンサを備えるLEDドライバ・アプリケーションの場合、出力電圧は、通常、開放LEDイベントの発生時に大きくオーバーシュートします。1.00V FBレギュレーション・ループが出力を安定化しようとしませんが、通常、このループは、出力をオーバーシュートから防ぐには遅すぎます。FBピンが1.05Vの過電圧閾値に達すると、LT3942は4つのパワー・スイッチの全てをオフにしてスイッチング動作を停止し、PWMTGも停止して、保護す

るためにLED列を遮断します。出力過電圧閾値は、次のように設定できます。

$$V_{OUT(OVP)} = 1.05V \cdot \frac{R5 + R6}{R6}$$

通常動作時に予想される V_{FB} が0.3Vの短絡LED上昇時間閾値と、0.9Vの開放LED下降時間閾値との間に留まることを確認します。

$$0.3V \leq V_{LED} \cdot \frac{R6}{R5 + R6} \leq 0.9V$$

これらの式は、最大LED列電圧を、LT3942が34Vになる最大の開放LED保護で設定します。

FAULTピン

LT3942は、開放LED状態または短絡LED状態の発生時にローに引き下げられるオープンドレイン状態ピン(FAULT)を備えています。開放LED状態は、FBピンの電圧が0.95Vより高く、 $V_{(ISP-ISN)}$ 両端の電圧が10mVより小さい場合に発生します。短絡LED状態は、FBピンが0.25Vを下回ると発生します。FAULT状態は、SSピンの電圧が1.75Vを超え、PWM信号がハイの場合に更新されます。

ソフトスタートと障害保護

図8に示され、動作セクションで説明されているように、外付けコンデンサをSSピンから接地することにより、SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。12.5 μ Aの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SSピンの電圧が0.25Vから1V(更にそれより上)に直線的に上昇するのに従って、出力電圧が滑らかに上昇してLED電流レギュレーション状態に移行します。ソフトスタートの範囲は、0Vから、LED電流レギュレーションにおけるFB電圧までの電圧範囲になるように定められます。ソフトスタート時間は次のように計算できます。

$$t_{SS} = V_{LED} \cdot \frac{R6}{R5 + R6} \cdot \frac{C_{SS}}{12.5\mu A}$$

C_{SS} が、 V_C ピンの補償コンデンサの少なくとも5倍~10倍であることを確認します。セラミック・コンデンサの値として、22nFから始めるのが適切です。

アプリケーション情報

SSピンはフォルト・タイマーとしても使われます。開放LED障害または短絡LED障害が検出されると、1.25 μ Aのプルダウン電流源がアクティブになります。SSピンとV_{REF}ピンの間に1つの抵抗を使用して、LT3942を、一時中断(抵抗なし)、ラッチオフ(499k)、および動作維持(100k)という3種類の障害保護モードに設定できます。

動作維持モードで100kの抵抗を使用すると、LT3942は、スイッチング動作を正常に続行し、開放LED障害の発生時に設定されたPV_{OUT}を安定化するか、または短絡LED障害の発生時に電流を安定化します。ラッチオフ・モードで499kの抵抗を使用すると、LT3942は、EN/UVLOピンがローに引き下げられてからハイに引き上げられて再起動されるまで、スイッチング動作を停止します。一時中断モードで抵抗を使用しない場合、LT3942は低デューティ・サイクルの自動再試行動作に移行します。1.25 μ Aのプルダウン電流がSSピンを0.2Vに放電し、その後、1.25 μ Aのプルアップ電流がSSピンを充電します。SSピンが1.75Vに達した時に障害状態が解消していなかった場合は、もう一度1.25 μ Aのプルダウン電流がオンして新しい一時中断サイクルを開始します。これは、障害状態が解消されるまで続きます。

ループ補償

LT3942は内部のトランスコンダクタンス・エラーアンプを使用しており、その出力V_Cによって制御ループが補償されます。外部インダクタ、出力コンデンサ、および補償抵抗とコンデンサにより、ループの安定性が決まります。

インダクタと出力コンデンサは、性能、サイズおよびコストに基づいて選択します。V_Cピンの補償抵抗とコンデンサは、制御ループの応答性と安定性を最適化するように設定されます。標準的なLEDアプリケーションでは、V_Cピンに接続する補償コンデンサは2.2nFが妥当です。また、直列抵抗を必ず使用して、V_Cピンでのスルー・レートを大きくし、コンバータの入力電源での高速トランジェント時にLED電流のレギュレーション範囲を狭く保つことが必要です。

効率に関する検討事項

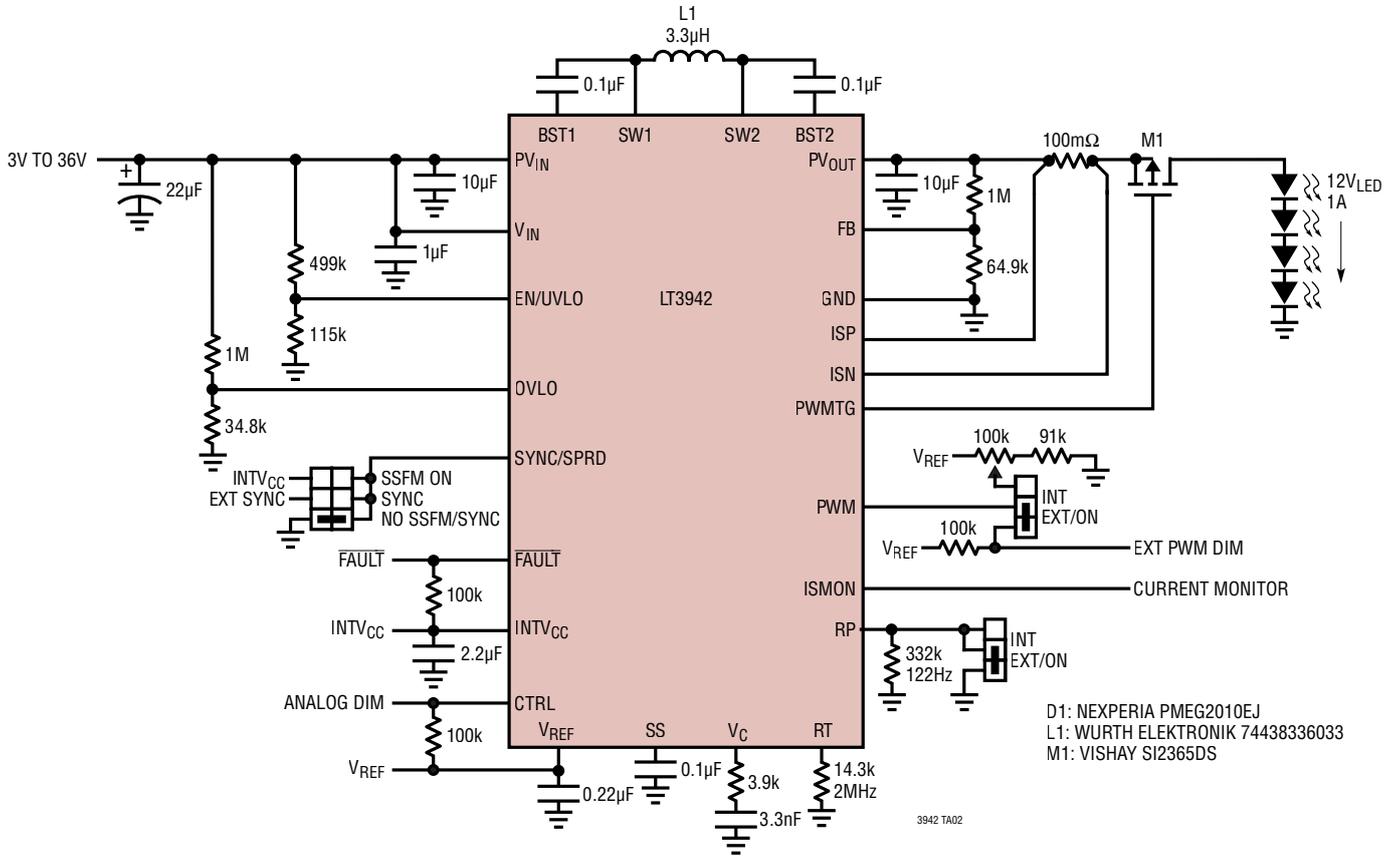
スイッチング・レギュレータの電力効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けた値に等しくなります。多くの場合、個々の損失を分析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断することが有益です。回路内の電力を消費する全ての素子で損失が生じますが、LT3942の回路での損失の大部分は主に次の4つの要因によって生じます。

1. DCのI²R損失。これは、MOSFET、検出抵抗、インダクタ、およびプリント回路基板のパターンの各抵抗成分によって発生し、大量の出力電流が流れるときに効率低下の原因になります。
2. 遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードが遷移するとき、スイッチAまたはスイッチCが短時間飽和領域に留まることから生じます。これは、入力電圧、負荷電流、ドライブ強度、MOSFET容量などの要因に依存します。
3. INTV_{CC}電流。これはMOSFETドライブ電流と制御電流の和です。
4. C_{IN}とC_{OUT}の損失。入力コンデンサは、降圧領域でレギュレータに流れる大きなRMS入力電流をフィルタリングするという困難な役目を担っています。出力コンデンサも、昇圧領域で大きなRMS出力電流をフィルタリングするという困難な役目を担っています。C_{IN}とC_{OUT}は両方とも、ACのI²R損失を最小にするためにESRを小さくして、RMS電流が上流でヒューズやバッテリー内の追加損失を生じないように十分な容量にすることが必要です。

効率を改善するための調整を行う場合、効率の変化を示す最良の指標は入力電流です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化はありません。

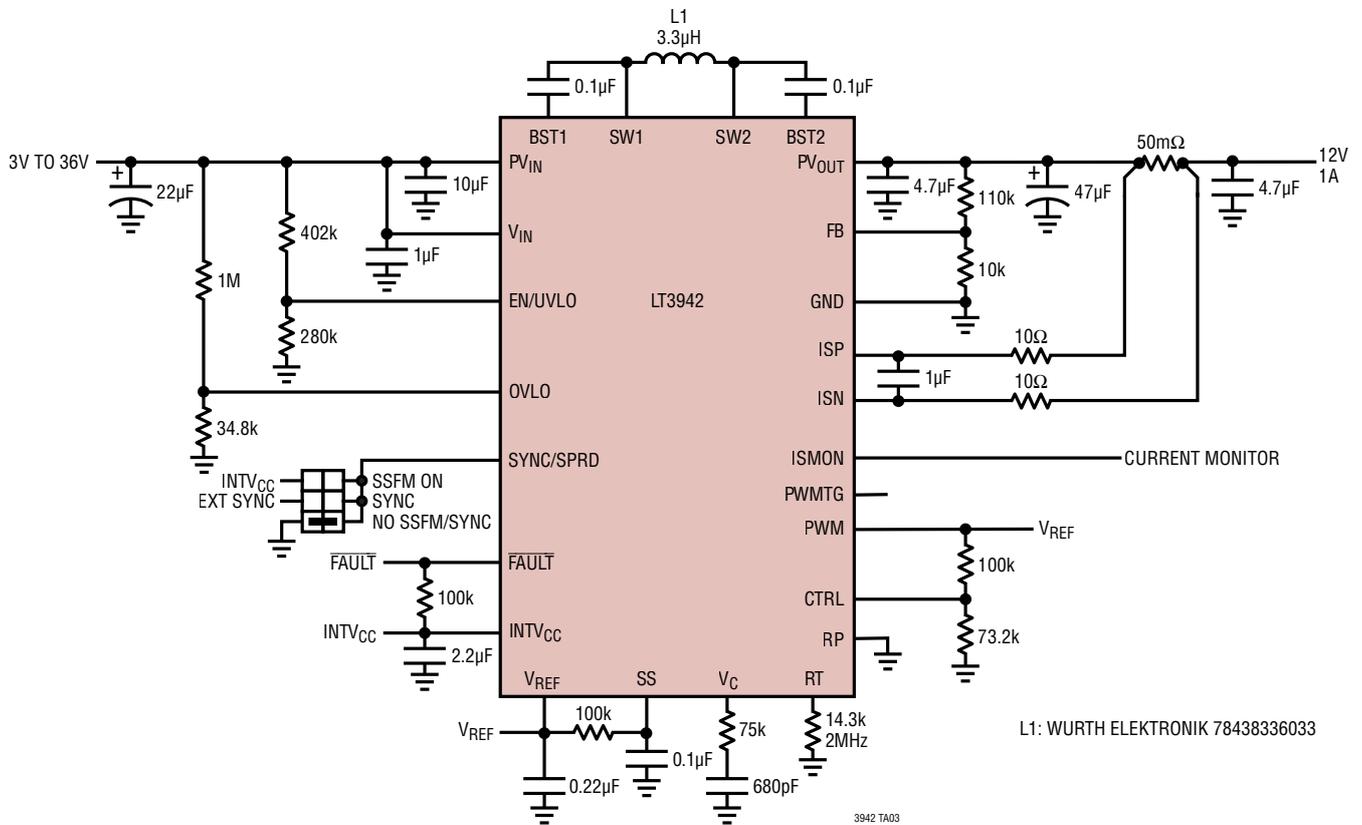
標準的応用例

効率93%の12W(12V、1A)2MHz昇降圧LEDドライバ



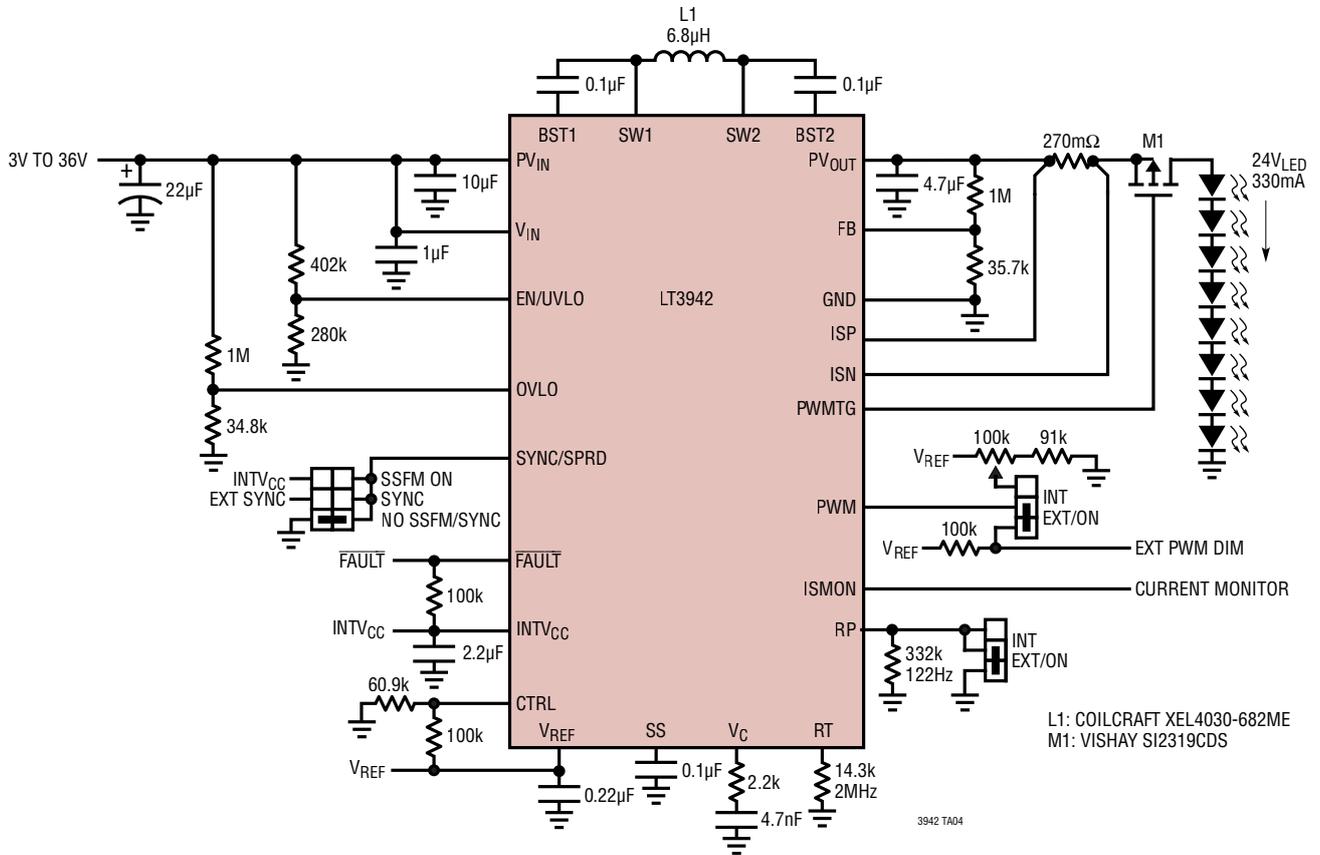
標準的応用例

12W (12V、1A) 2MHz 昇降圧電圧レギュレータ



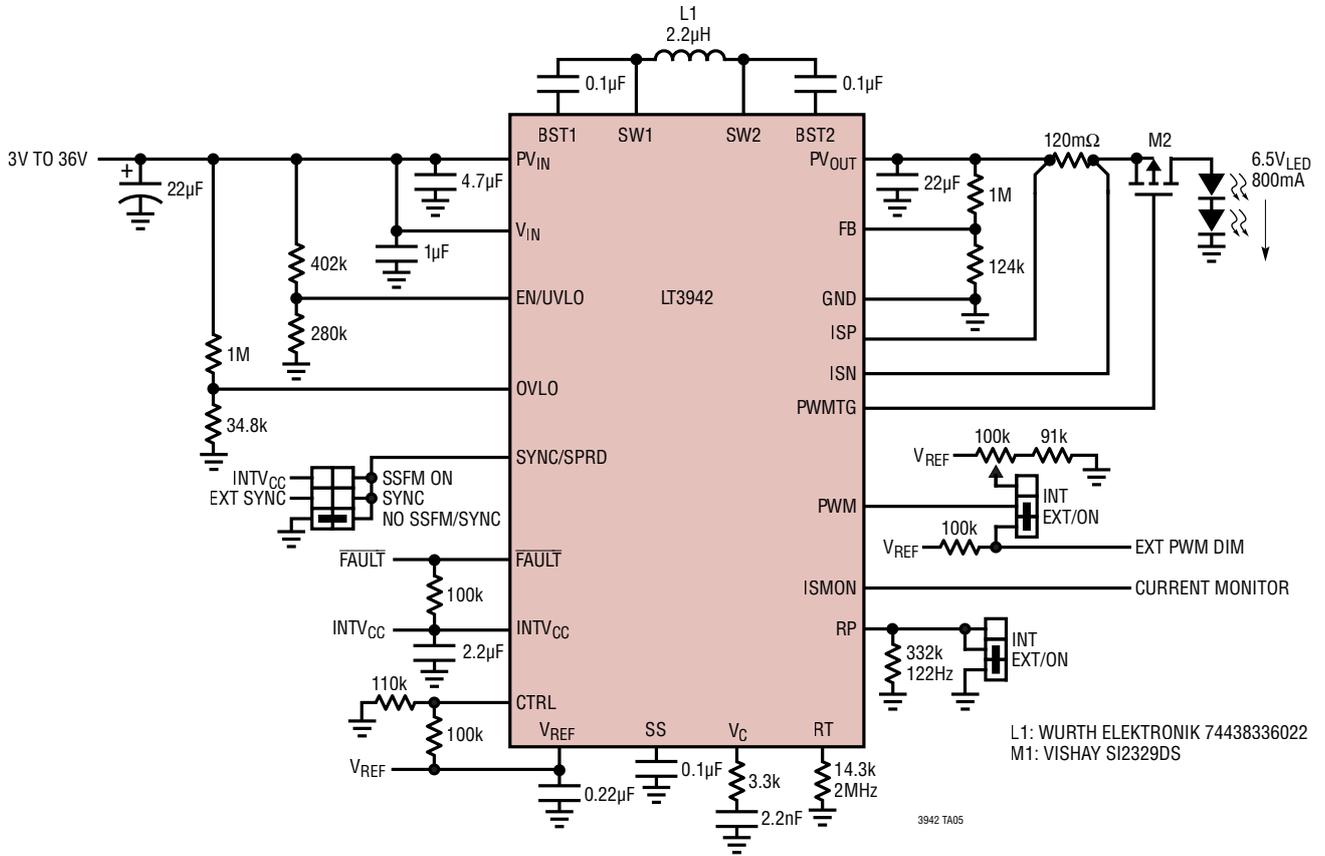
標準的応用例

8W (24V、330mA) 2MHz 昇降圧LEDドライバ



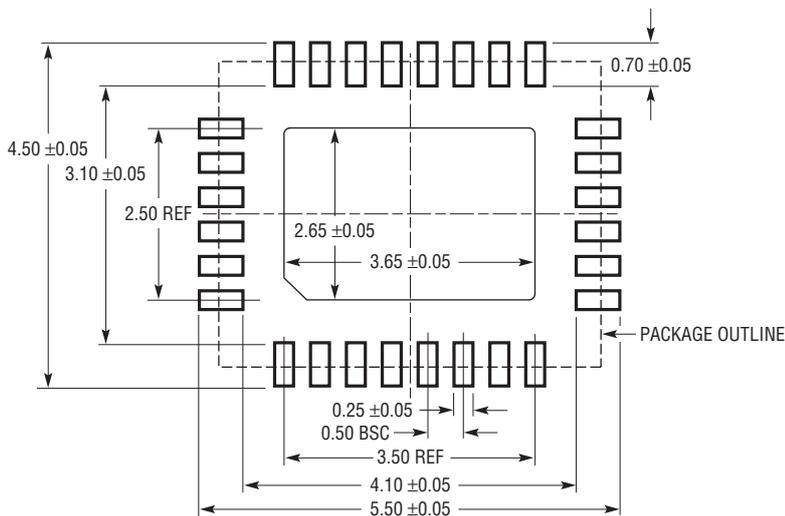
標準的応用例

5W (6.5V、800mA) 2MHz 昇降圧 LED ドライバ

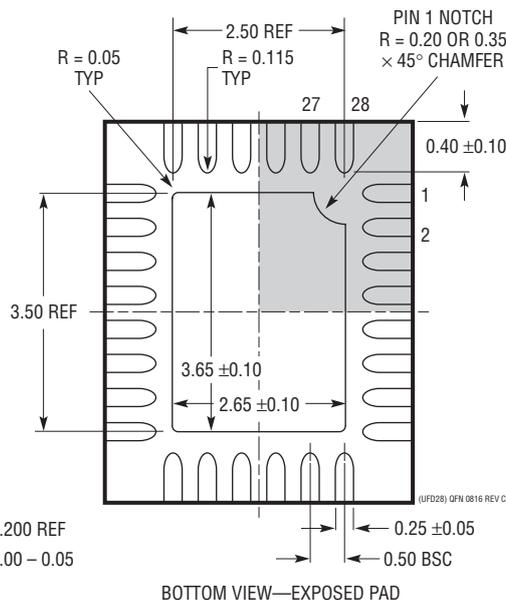
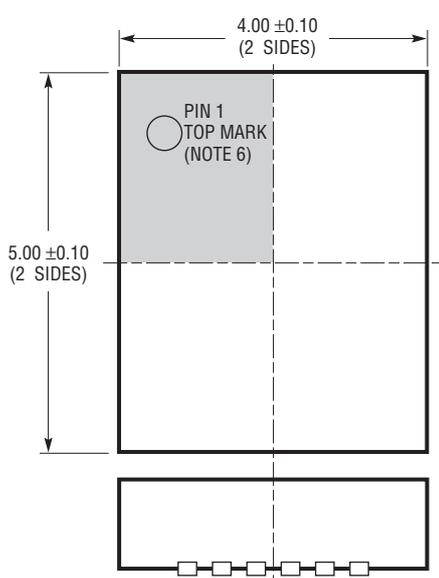


パッケージ

UFD Package
28-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev C)



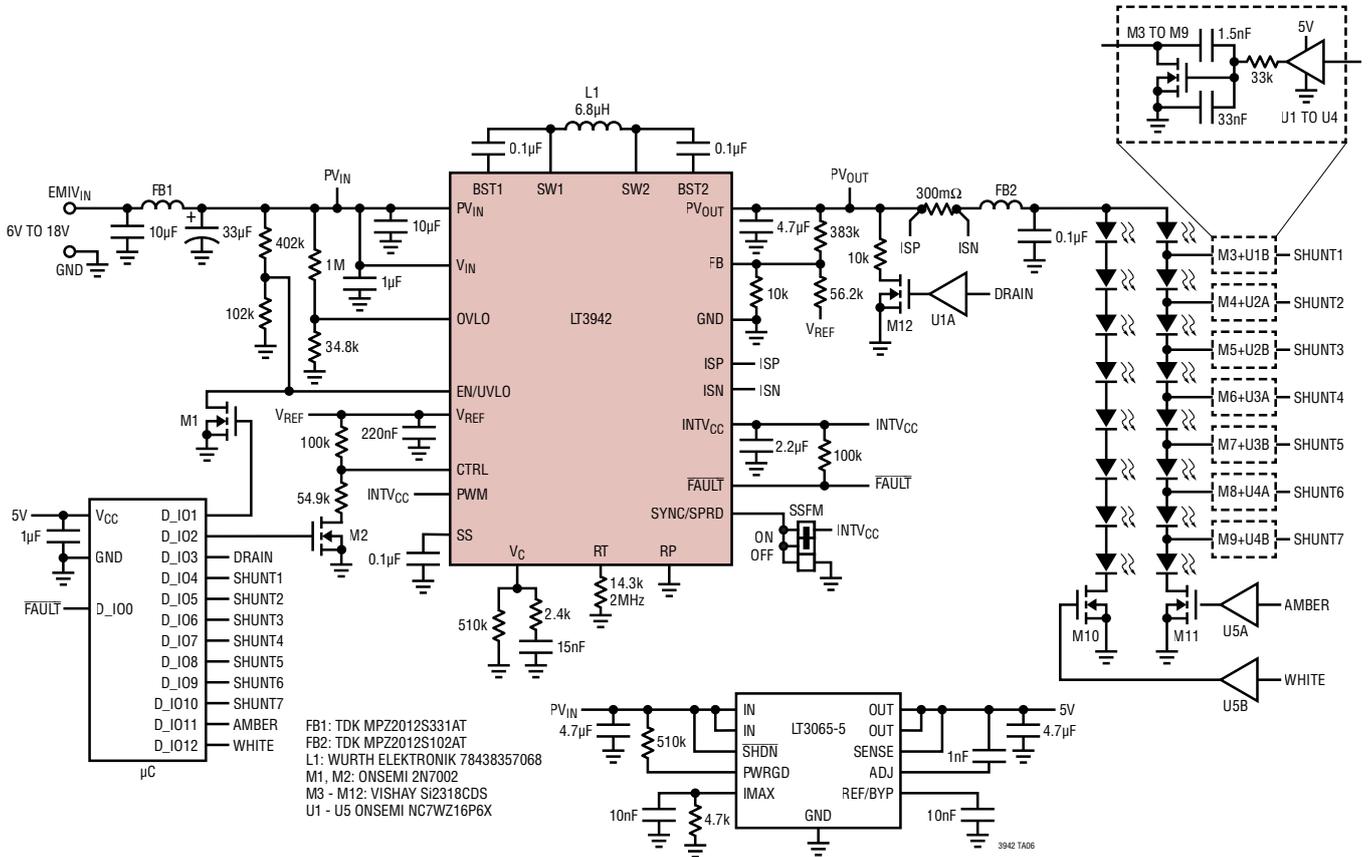
RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



- 注:
1. 図は JEDEC のパッケージ外形 MO-220 のバリエーション (WGHD-3) に含めるよう提案されている
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 全ての寸法の単位はミリメートル
 4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリ (存在する場合) はどの側でも 0.15mm を超えないこと
 5. 露出パッドはハンダ・メッキとする
 6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面の 1 番ピンの位置の参考に過ぎない

標準的応用例

シーケンシャル・ウィンカおよびデイトイム・ランニング・ライト



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT8391/ LT8391A	60V、4スイッチ同期整流式昇降圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 4V \sim 60V$ 、 $V_{OUT(MAX)}: 60V$ 、2000:1 True Color PWM 調光、 $\pm 3\%$ の電流精度、4mm × 5mm QFN および TSSOP-28 パッケージ
LT3922	40V、2A、2MHz、同期整流式昇圧／昇降圧モードLEDドライバ	$V_{IN}: 2.8V \sim 36V$ 、 $V_{OUT(MAX)}: 40V$ 、5000:1 True Color PWM 調光、 $\pm 2\%$ の電流精度、5mm × 5mm QFN パッケージ
LT3932	40V、2A、2MHz、同期整流式降圧LEDドライバ	$V_{IN}: 3.6V \sim 36V$ 、 $V_{OUT(MAX)}: 36V$ 、5000:1 True Color PWM 調光、 $\pm 1.5\%$ の電流精度、4mm × 5mm QFN パッケージ
LT8390/ LT8390A	60V、4スイッチ同期整流式昇降圧DC/DCコントローラ	$V_{IN}: 4V \sim 60V$ 、 $V_{OUT}: 0V \sim 60V$ 、 $\pm 1.5\%$ の電圧精度、 $\pm 3\%$ の電流精度、4mm × 5mm QFN および TSSOP-28 パッケージ
LTC3115-1/ LTC3115-2	40V、2A 同期整流式昇降圧DC/DCドライバ	$V_{IN}: 2.7V \sim 40V$ 、 $V_{OUT}: 2.7V \sim 40V$ 、DFN および TSSOP-20 パッケージ
LTC3789	高効率(最大98%)同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 38V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 38V$ 、SSOP-28 および 4mm × 5mm QFN-28 パッケージ