

## 60V同期整流式昇圧 LEDコントローラ

### 特長

- 3000:1の外部PWM調光
- 250:1の内部PWM調光
- 広い入力電圧動作範囲: 2.5V~38.5V
- 最大60Vの同期整流式昇圧出力電圧
- EMIを低減するスペクトラム拡散周波数変調
- PWM制御および出力切断用のPMOSスイッチ・ドライバ
- 定電流(±3.5%)レギュレーション
- 定電圧(±2%)レギュレーション
- レールtoレールLED電流検出: 0V~60V
- プログラマブルな入力電圧と低電圧ロックアウト
- 2個の制御ピンによるアナログ調光
- 100kHz~1MHzで動作
- OPENLEDフラグによるプログラマブルなオープンLED保護
- 短絡保護機能とSHORTLEDフラグ
- 昇圧、SEPIC、降圧モード、または昇降圧モード構成でLEDを駆動
- 28ピンTSSOPおよびQFN(4mm×5mm)露出パッド・パッケージ

### アプリケーション

- 工業用および自動車用照明
- 高精度の電流制限電圧レギュレータ

### 概要

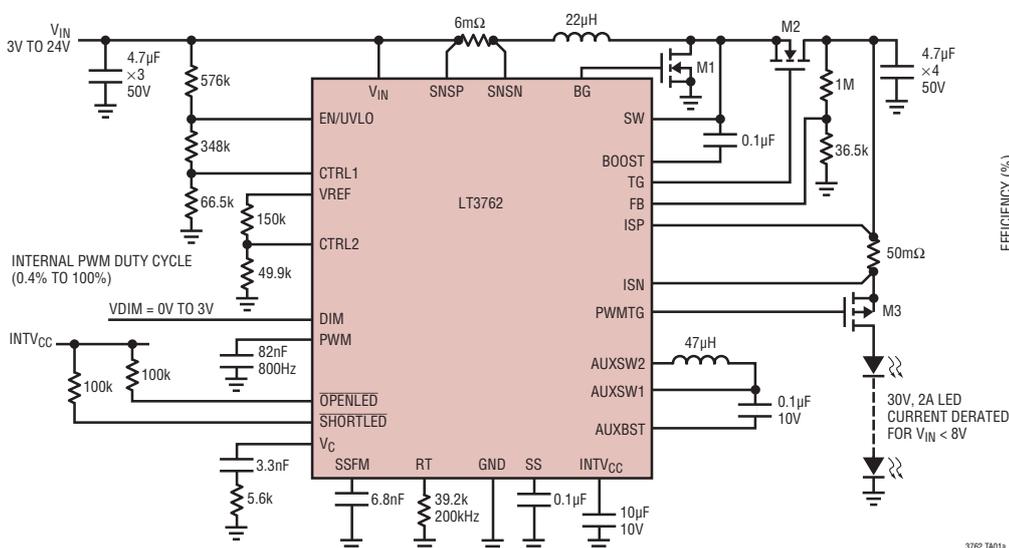
LT<sup>®</sup>3762は、定電流源および定電圧レギュレータとして動作するように設計された同期整流式DC/DCコントローラです。プログラマブルな内部PWM調光信号発生器と同期式ゲート・ドライバを特長としています。LT3762は、高効率で電力損失の少ない高電流LEDの駆動に最適です。レールtoレールのスイッチ電流検出により、同期式昇圧トポロジ-とSEPICなどの非同期トポロジ-が可能です。電圧帰還ピンは、いくつかのLED保護機能の入力として機能します。また、電圧帰還ピンを使用すると、コンバータを定電圧源として動作させることもできます。

周波数調整ピンを使用すると、ユーザは100kHz~1MHzの周波数を設定して、効率や性能あるいは外付け部品のサイズを最適化することができます。SSFMピンにコンデンサを追加すると、EMIを低減するスペクトラム拡散変調機能が有効になります。LT3762は、NチャンネルMOSFETゲート・ドライバに対して効率的に安定化された7.5V電源を供給する内蔵DC/DCコンバータも備えています。PWMピンは、PWMTGを制御してPチャンネルMOSFETを駆動することで、高いPWM調光比(3000:1)を実現し、LEDの過電流保護機能と短絡保護昇圧機能を提供します。

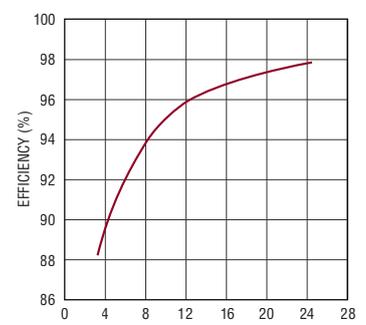
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。7199560、7321203、7746300を含む米国特許によって保護されています。特許出願中。

### 標準的応用例

効率98%、最小入力電圧3Vの60W同期整流式昇圧LEDドライバ



効率と入力電圧



# LT3762

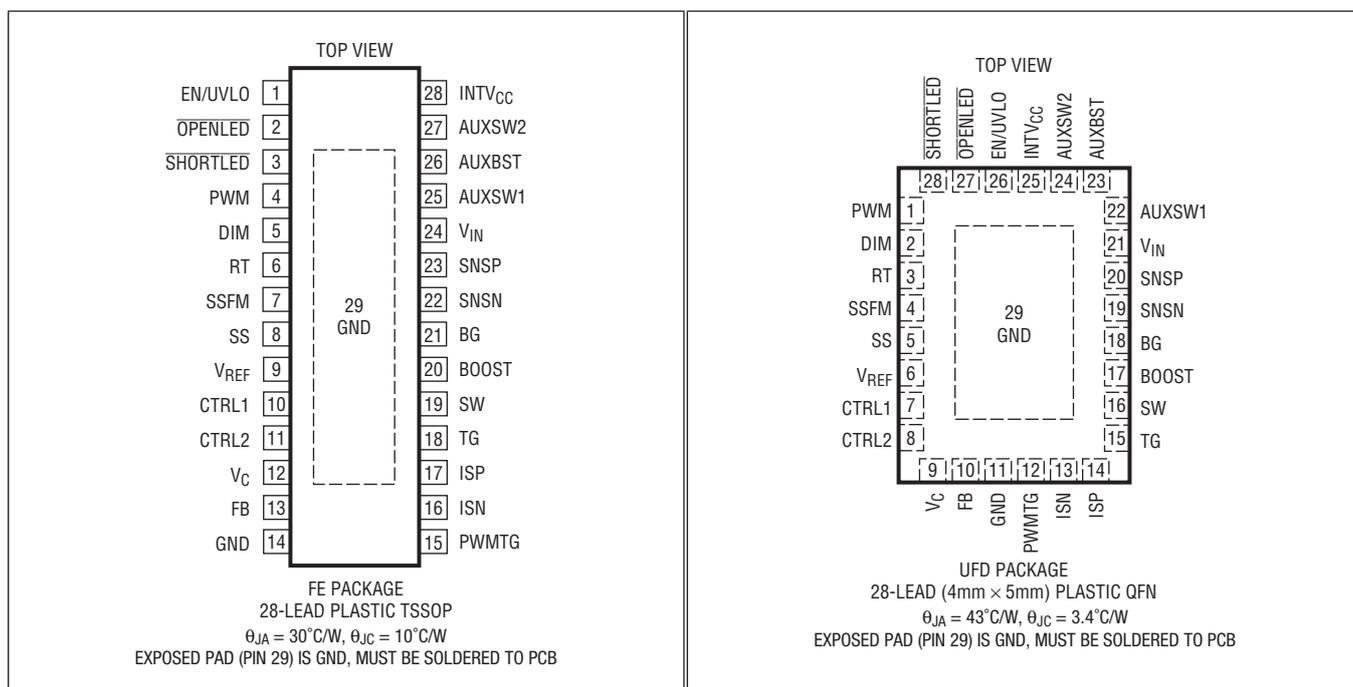
## 絶対最大定格

(Note 1)

ISP、ISN.....	80V
V <sub>IN</sub> 、EN/UVLO、SNSP、SNSN、SW (Note 7) .....	60V
CTRL1、CTRL2、OPENLED、SHORTLED.....	15V
FB、PWM、INTV <sub>CC</sub> 、DIM .....	8V
V <sub>C</sub> 、V <sub>REF</sub> 、SS、SSFM .....	3V

AUXSW1、AUXSW2、TG、BG、PWMTG BOOST、AUXBST、RT .....	(Note2)
動作ジャンクション温度範囲 (Note 3、Note 4)	
LT3762E/LT3762I.....	-40°C~125°C
LT3762H.....	-40°C~150°C
保存温度範囲.....	-65°C~150°C

## ピン配置



## 発注情報

<http://www.linear-tech.co.jp/product/LT3762#orderinfo>

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
LT3762EFE#PBF	LT3762EFE#TRPBF	LT3762	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3762IFE#PBF	LT3762IFE#TRPBF	LT3762	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LT3762HFE#PBF	LT3762HFE#TRPBF	LT3762	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C
LT3762EUFD#PBF	LT3762EUFD#TRPBF	3762	28-Lead Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3762IUFD#PBF	LT3762IUFD#TRPBF	3762	28-Lead Plastic QFN	-40°C to 125°C
LT3762HUFD#PBF	LT3762HUFD#TRPBF	3762	28-Lead 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。

鉛フリー仕上げの製品マーキングの詳細については、Webサイト <http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。

テープ&リールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、CTRL1、CTRL2、PWM = 2V、SW、SSFM = 0V、INTV<sub>CC</sub>、BOOST、DIM = 8V。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{IN}$ Minimum Operation Voltage		●			2.5	V
$V_{IN}$ Overvoltage Lockout	Rising $V_{IN}$ Falling Hysteresis	●	38.5	41 1	43.5	V V
$V_{IN}$ Shutdown $I_Q$	EN/UVLO = 0V EN/UVLO = 1.15V			0.1	1 13	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$V_{IN}$ Operating $I_Q$ (Not Switching)	$R_T = 82.5\text{k}$ , FB = 1.5V, PWM = 0V				500	$\mu\text{A}$
INTV <sub>CC</sub> Operating $I_Q$ (Not Switching)	PWM = 0V			3		mA
$V_{REF}$ Voltage	$0\mu\text{A} \leq I_{VREF} \leq 250\mu\text{A}$	●	1.96	2	2.04	V
$V_{REF}$ Line Regulation	$2.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 38.5\text{V}$	●		0.006		%/V
Switch Current Sense Limit Threshold	SNSN = 0V, 24V	●	72	80	88	mV
Current Sense Zero Cross Detect Threshold, $V_{SNSP-SNSN}$	SNSN = 24V, Falling		3	7	10	mV
Current Sense Zero Cross Detect Threshold Hysteresis $V_{SNSP-SNSN}$	SNSN = 24V			2.5		mV
$V_{SNSP, SNSN}$ Synchronous Driver Enable	$V_{SNSP-SNSN} > 15\text{mV}$				2	V
SNSP, SNSN Input Bias Current (Low-Side Sensing)	Combined Current Out of Pin, SNSP = SNSN = 0V			22		$\mu\text{A}$
SNSP, SNSN Input Bias Current (High-Side Sensing)	Combined Current into Pin, SNSP = SNSN = 24V			125		$\mu\text{A}$
SS Sourcing Current	SS = 0V			28		$\mu\text{A}$
SS Sinking Current	SS = 2V			2.8		$\mu\text{A}$

エラーアンプ

Full-Scale LED Current Sense Threshold ( $V_{ISP-ISN}$ )	CTRL $\geq 1.2\text{V}$ , ISP = 48V	●	240	249	257	mV
Full-Scale LED Current Sense Threshold ( $V_{ISP-ISN}$ )	CTRL $\geq 1.2\text{V}$ , ISN = GND (Ground Sensing)	●	232	245	255	mV
1/10th LED Current Sense Threshold ( $V_{ISP-ISN}$ )	CTRL = 0.2V, ISP = 48V	●	18	22.5	27	mV
1/10th LED Current Sense Threshold ( $V_{ISP-ISN}$ )	CTRL = 0.2V, ISN = GND (Ground Sensing)	●	10	21	29	mV
1/2 LED Current Sense Threshold ( $V_{ISP-ISN}$ )	CTRL = 0.6V, ISP = 48V	●	118	122	126	mV
1/2 LED Current Sense Threshold ( $V_{ISP-ISN}$ )	CTRL = 0.6V, ISN = GND (Ground Sensing)	●	110	120	130	mV
ISP/ISN Overcurrent Threshold	ISP = 48V			600		mV
ISP/ISN Current Sense Amplifier Input Common Mode Range ( $V_{ISN}$ )			0		60	V
ISP/ISN Input Bias Current (Combined)	PWM = 5V (Active), ISP = 48V PWM = 0V (Standby), ISP = 48V			850 0	1	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
ISP/ISN Current Sense Amplifier gm	$V_{ISP-ISN} = 250\text{mV}$ , ISP = 48V			120		$\mu\text{S}$
CTRL1,2 Input Bias Current	CTRL = 0V			30		nA
$V_C$ Output Impedance	$0.9\text{V} \leq V_C \leq 1.5\text{V}$			11		M $\Omega$
$V_C$ Standby Input Bias Current	PWM = 0V		-20		20	nA
FB Regulation Voltage ( $V_{FB}$ )	ISP = ISN = 48V, 0V	●	1.225	1.25	1.275	V
FB Amplifier gm	FB = $V_{FB}$ , ISP = ISN = 48V			500		$\mu\text{S}$
FB Open LED Threshold Rising	$\overline{\text{OPENLED}}$ Falling, ISP Tied to ISN	●	$V_{FB}^-$ 60mV	$V_{FB}^-$ 50mV	$V_{FB}^-$ 40mV	V
FB Shorted LED Threshold Falling	$\text{SHORTLED}$ Falling	●		300	350	mV
FB Input Bias Current	FB = 1V			200		nA
C/10 Inhibit for $\overline{\text{OPENLED}}$ Assertion ( $V_{ISP-ISN}$ )	ISN = 0V, 48V		12	25	39	mV
FB Overvoltage Threshold Rising	PWMTG rising	●	$V_{FB+}$ 55mV	$V_{FB+}$ 65mV	$V_{FB+}$ 75mV	V
$V_C$ Current Mode Gain ( $\Delta V_{VC} / \Delta V_{SNSP-SNSN}$ )				4		V/V

## 電気的特性

●は全動作温度範囲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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、CTRL1、CTRL2、PWM = 2V、SW、SSFM = 0V、INTV<sub>CC</sub>、BOOST、DIM = 8V。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>発振器</b>						
Switching Frequency ( $f_{\text{SWITCH}}$ )	$R_T = 82.5\text{k}\Omega$ $R_T = 19.6\text{k}\Omega$ $R_T = 6.65\text{k}\Omega$	● ● ●	90 340 980	105 400 1080	125 460 1240	kHz
Switching Frequency Modulation	$V_{\text{SSFM}} = 2\text{V}$			-30		% $f_{\text{SWITCH}}$
SSFM Input Disable Threshold					0.95	V
SSFM Pin Sink/Source Current	$V_{\text{SSFM}} = 1\text{V}$ , 2V			12		$\mu\text{A}$
SSFM Peak-to-Peak Triangle Amplitude				1		V
<b>MOSFET ゲート・ドライバ</b>						
BG Minimum On Time				230		ns
BG Minimum Off Time				150		ns
TG Minimum On Time (Note 5)				130		ns
BG Drive On Voltage			$V_{\text{INTVCC}} - 125\text{mV}$	$V_{\text{INTVCC}}$		V
BG Drive Off Voltage					0.1	V
TG Drive On Voltage	SW = 0V		$V_{\text{BOOST}} - 125\text{mV}$	$V_{\text{BOOST}}$		V
TG Drive Off Voltage	SW = 0V				0.1	V
TG, BG Drive Rise Time	$C_{\text{TG}} = C_{\text{BG}} = 2.7\text{nF}$			20		ns
TG, BG Drive Fall Time	$C_{\text{TG}} = C_{\text{BG}} = 2.7\text{nF}$			20		ns
PWMTG Driver Output Rise Time	CL = 300pF			50		ns
PWMTG Driver Output Fall Time	CL = 300pF			100		ns
PWMTG On Voltage ( $V_{\text{ISP}} - V_{\text{PWMTG}}$ )	PWM = 2V			7	8	V
PWMTG Off Voltage ( $V_{\text{ISP}} - V_{\text{PWMTG}}$ )	PWM = 0V			0	0.3	V
BOOST UVLO	$V_{\text{BOOST}} - V_{\text{SW}}$			4.2		V
<b>内部電源</b>						
INTV <sub>CC</sub> Regulation Voltage		●	7.3	7.5	7.7	V
INTV <sub>CC</sub> Undervoltage Lockout Threshold	Falling INTV <sub>CC</sub> Rising Hysteresis	●	5.1	5.3 0.4	5.5	V V
INTV <sub>CC</sub> Line Regulation ( $\Delta V_{\text{INTVCC}} / \Delta V_{\text{IN}}$ )	$2.5\text{V} < V_{\text{IN}} < 38.5\text{V}$			0.002		%/V
<b>ロジック入出力</b>						
EN/UVLO Threshold Voltage Falling		●	1.185	1.220	1.245	V
EN/UVLO Rising Hysteresis				6		mV
EN/UVLO Input Low Voltage	$I_{\text{VIN}}$ Drops Below $1\mu\text{A}$				0.4	V
EN/UVLO Pin Bias Current Low	EN/UVLO = 1.15V	●	1.4	2	2.3	$\mu\text{A}$
$\overline{\text{OPENLED}}$ Output Low	$I_{\overline{\text{OPENLED}}} = 500\mu\text{A}$			200	300	mV
$\overline{\text{SHORTLED}}$ Output Low	$I_{\overline{\text{SHORTLED}}} = 500\mu\text{A}$			200	300	mV
$\overline{\text{OPENLED}}$ Pin Bias Current High	$\overline{\text{OPENLED}} = 1.30\text{V}$			10	100	nA
$\overline{\text{SHORTLED}}$ Pin Bias Current High	$\overline{\text{SHORTLED}} = 1.30\text{V}$			10	100	nA
EN/UVLO Pin Bias Current High	EN/UVLO = 1.30V			10	100	nA

## 電气的特性

●は全動作温度範囲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、 $V_{IN} = 24\text{V}$ 、CTRL1、CTRL2、PWM = 2V、SW、SSFM = 0V、INTV<sub>CC</sub>、BOOST、DIM = 8V。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>PWM ピン信号発生器</b>						
PWM Falling Threshold	DIM = 4V	●	1.25	1.3	1.35	V
PWM Threshold Hysteresis ( $V_{PWMHYS}$ )	DIM = 4V	●	0.35	0.43	0.6	V
PWM Pull-Up Current ( $I_{PWMUP}$ )	DIM = 3.1V, PWM = 0V (100% Duty Cycle)			5		$\mu\text{A}$
DIM Input Current	DIM = 5V				1	$\mu\text{A}$
PWM Signal Generator Duty Ratio (Note 6)	DIM = 0V		0.22	0.32	0.4	%
	DIM = 1.19V		3.7	5	6.8	%
	DIM = 1.42V		7	10	13	%
	DIM = 1.76V		17	25	33	%
	DIM = 2.1V		37	50	58	%
DIM Input Internal PWM Disable Threshold	RisingDIM Falling hysteresis	●	2.9	3.0	3.1	V
						mV
PWM Signal Generator Frequency	PWM = 82nF to GND, DIM = 0.75V, 2.5V		570	800	1050	Hz

**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:** これらのピンには正または負の電圧源もしくは電流源を印加してはならない。印加すると永続的な損傷が生じる場合がある。

**Note 3:** LT3762Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  で性能仕様に適合することが確認されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$  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。LT3762Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の動作ジャンクション温度範囲で性能仕様に適合することが確認されている。LT3762H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の動作が確認されている。ジャンクション温度が高いと、動作寿命は短くなる。 $125^\circ\text{C}$  を超えるジャンクション温度では動作寿命がディレーティングされる。

**Note 4:** LT3762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。過熱保護が動作しているとき、ジャンクション温度は最大動作ジャンクション温度を超える。規定された最大ジャンクション温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

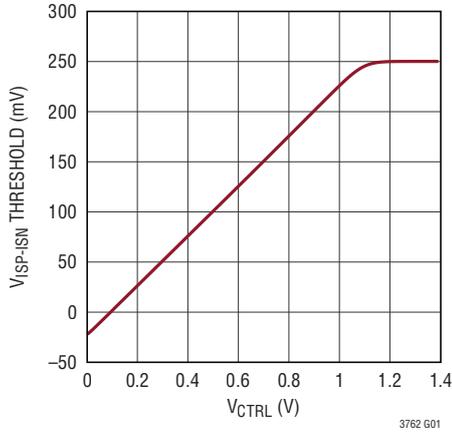
**Note 5:** 設計により性能を確保している。TGパルスは、BGオフタイムが $310\text{ns}$  (標準)を上回る場合のみ生成される。アプリケーション情報セクションのデューティ・サイクルに関する検討事項にあるTG同期ドライバを参照。

**Note 6:** PWM信号発生器のデューティ比は次式で計算される。  
Duty =  $I_{PWMUP} / (I_{PWMUP} + I_{PWMON})$

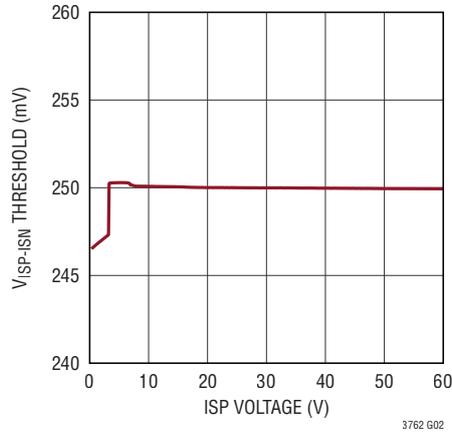
**Note 7:**  $125^\circ\text{C}$  未満の  $T_J$  では、 $V_{IN}$ 、EN/UVLO、SNSP、SNSN、SWピンの絶対最大電圧は、連続動作の場合は $38.5\text{V}$ で、繰り返さない最大1秒間のトランジェントの場合は $60\text{V}$ である。 $125^\circ\text{C}$  を上回る  $T_J$  では、 $V_{IN}$ 、EN/UVLO、SNSP、SNSN、SWの絶対最大電圧は $38.5\text{V}$ である。

## 代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

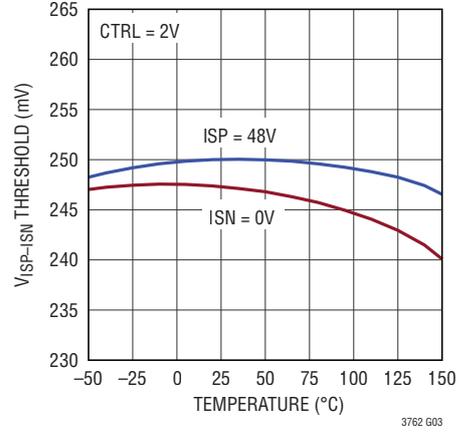
**$V_{\text{ISP-ISN}}$  の閾値と CTRL 電圧**



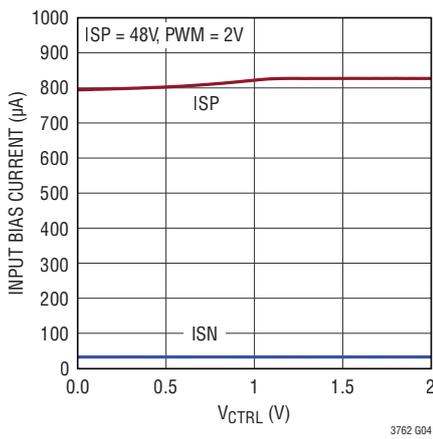
**$V_{\text{ISP-ISN}}$  の閾値と ISP 電圧**



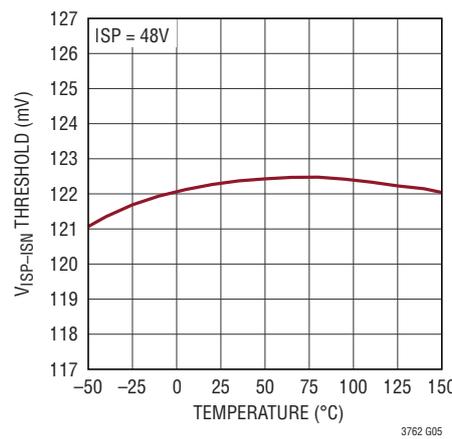
**$V_{\text{ISP-ISN}}$  の閾値と温度**



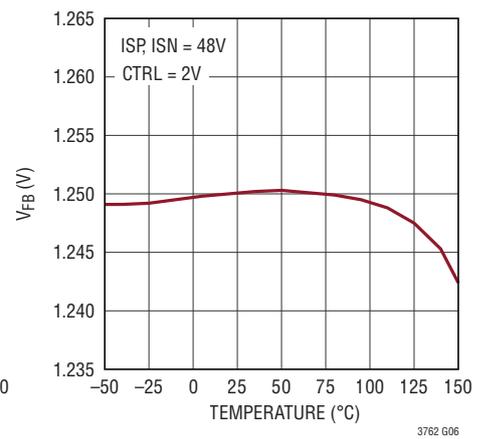
**ISP/ISN バイアス電流と CTRL 電圧**



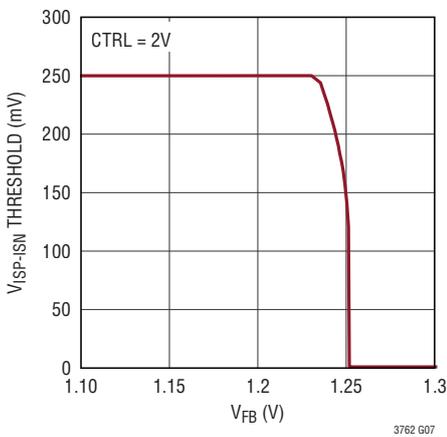
**$V_{\text{ISP-ISN}}$  閾値と温度、CTRL = 0.6V**



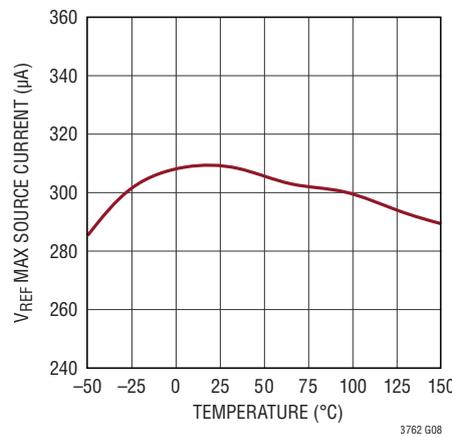
**FB のレギュレーション電圧 ( $V_{\text{FB}}$ ) と温度**



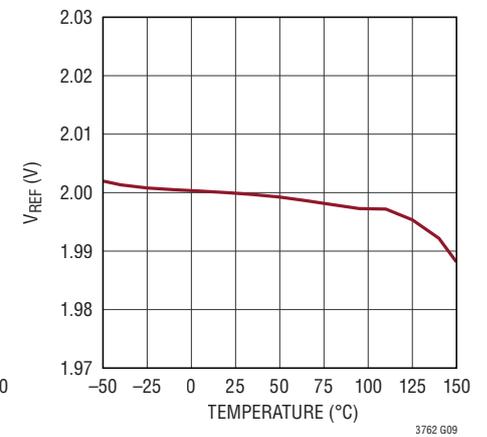
**$V_{\text{ISP-ISN}}$  の閾値と FB 電圧**



**$V_{\text{REF}}$  のソース電流と温度**

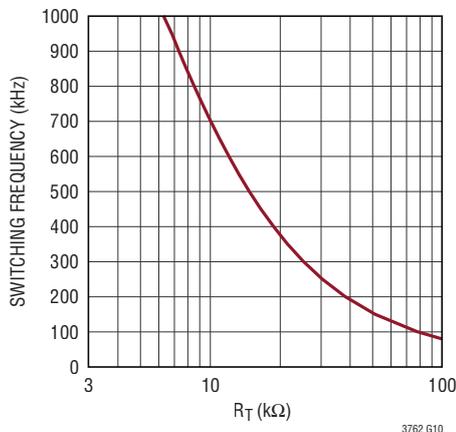


**$V_{\text{REF}}$  の電圧と温度**

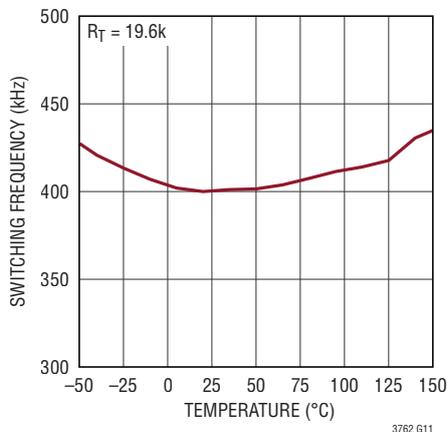


代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

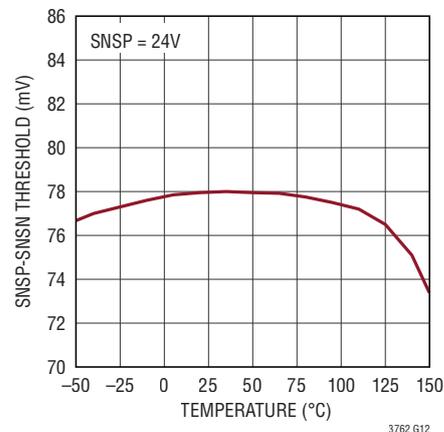
スイッチング周波数と $R_T$



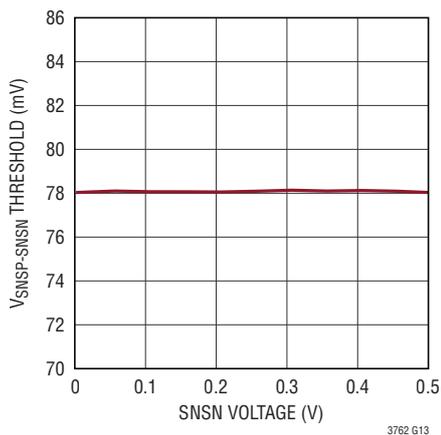
スイッチング周波数と温度



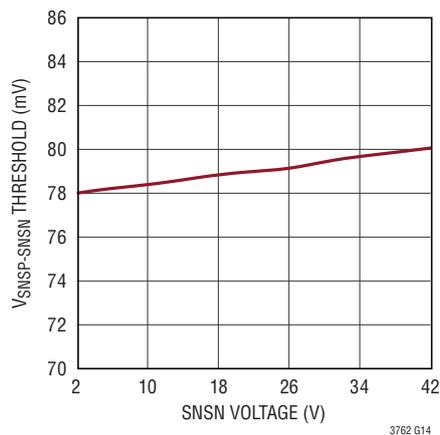
SNSP-SNSN 電流制限の閾値と温度



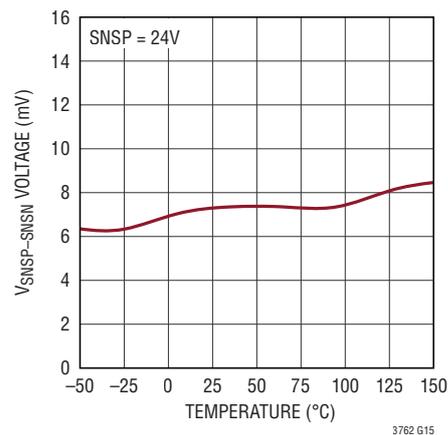
$V_{\text{SNSP-SNSN}}$  の電流制限閾値と SNSN 電圧、 $\text{SNSN} < 0.5\text{V}$



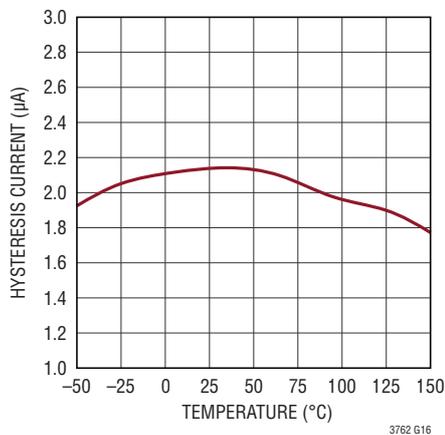
$V_{\text{SNSP-SNSN}}$  の電流制限閾値と SNSN 電圧、 $\text{SNSN} > 2\text{V}$



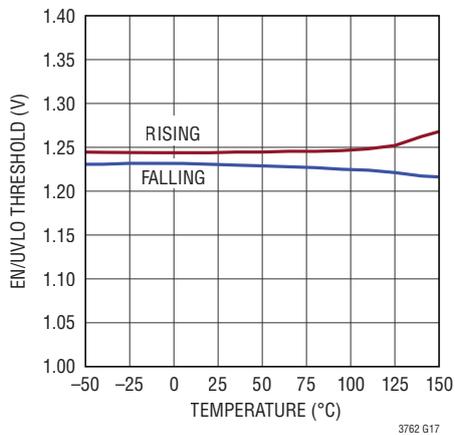
SNSP-SNSN ゼロ交差の閾値と温度



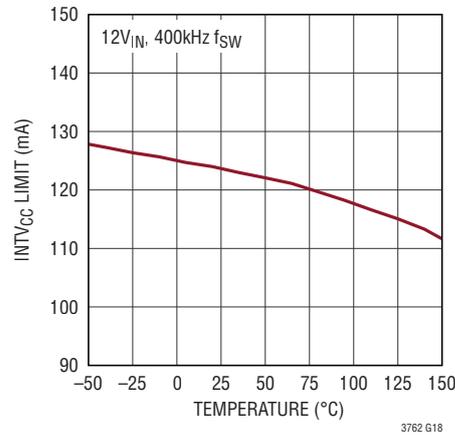
EN/UVLO のヒステリシス電流と温度



EN/UVLO の閾値と温度

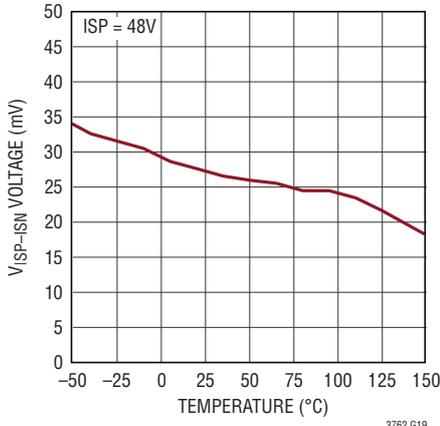


$\text{INTV}_{\text{CC}}$  の最大ソース電流と温度

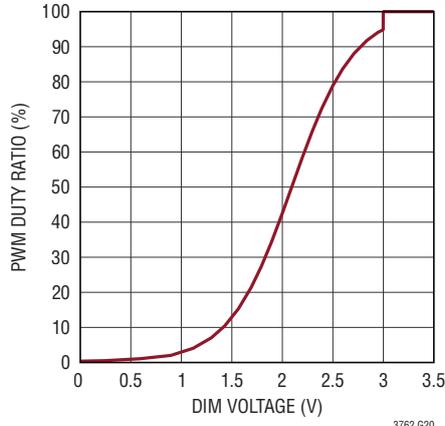


## 代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

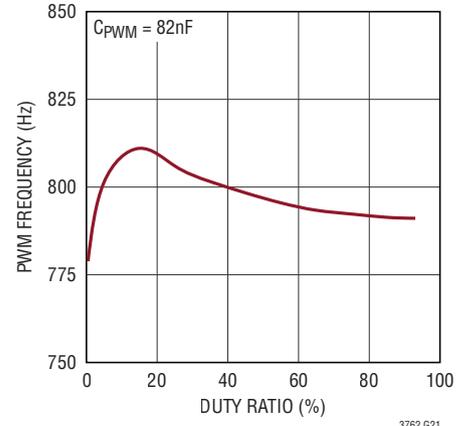
**$V_{\text{ISP-ISN}}$  の C/10 閾値と温度**



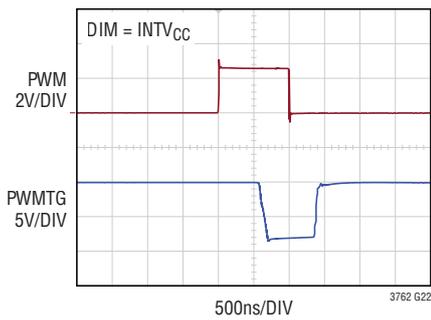
**PWM 信号発生器のデューティ比と DIM 電圧**



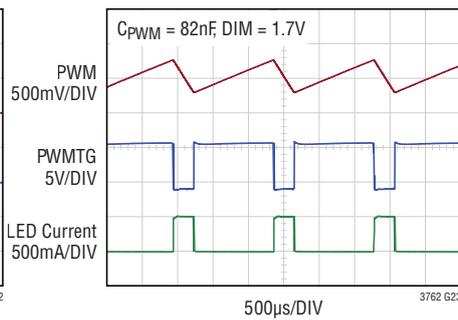
**PWM 発生器の周波数と DIM 電圧**



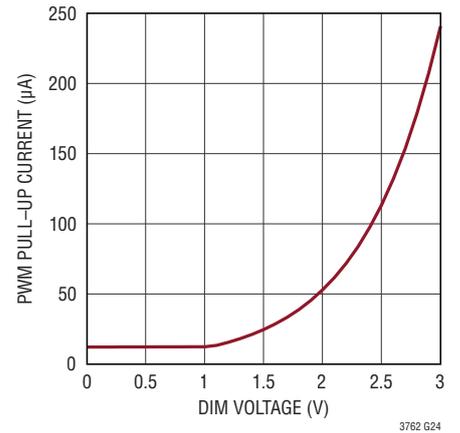
**PWM 発生器がディスエーブル時の PWMTG (外部 PWM 制御)**



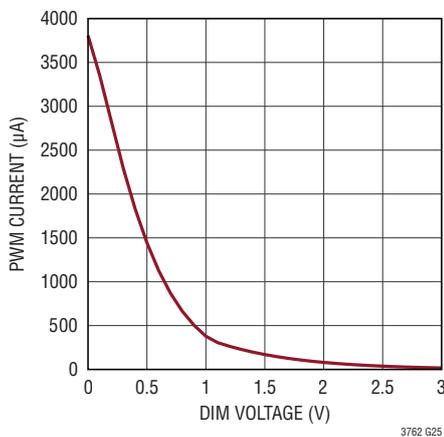
**PWM 発生器がイネーブル時の PWMTG (内部 PWM 制御)**



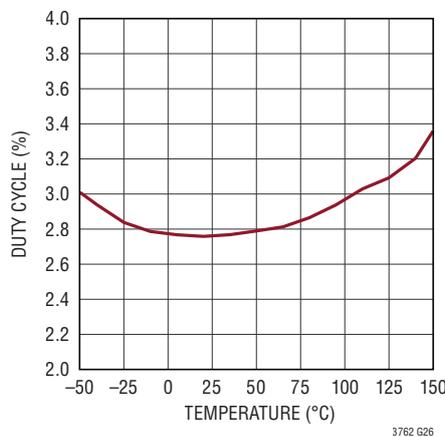
**PWM プルアップ電流と DIM 電圧**



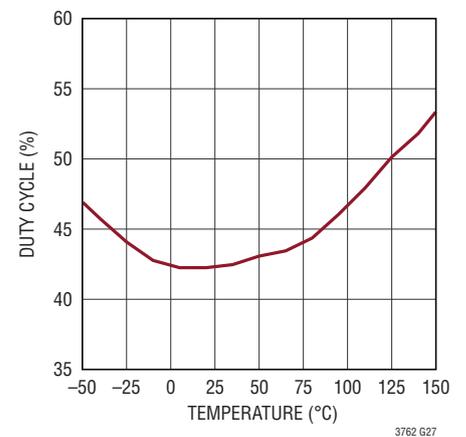
**PWM プルダウン電流と DIM 電圧**



**PWMTG デューティ比と温度、 $V_{\text{DIM}} = 1\text{V}$**

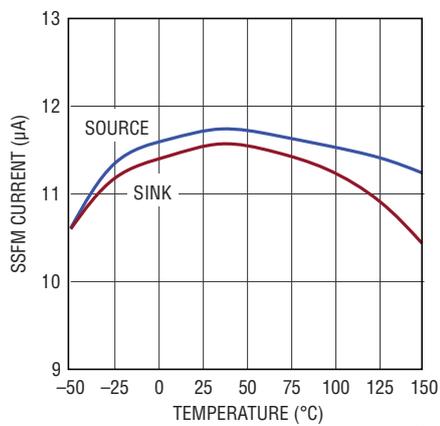


**PWMTG のデューティ比と温度、 $V_{\text{DIM}} = 2\text{V}$**



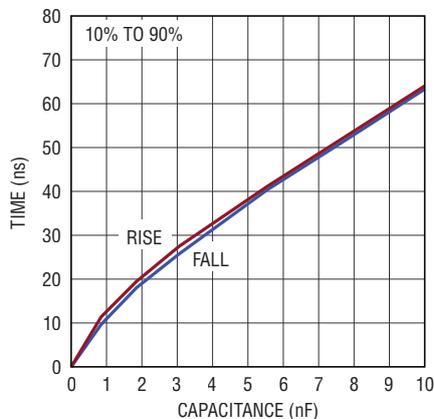
代表的な性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

SSFMの電流と温度



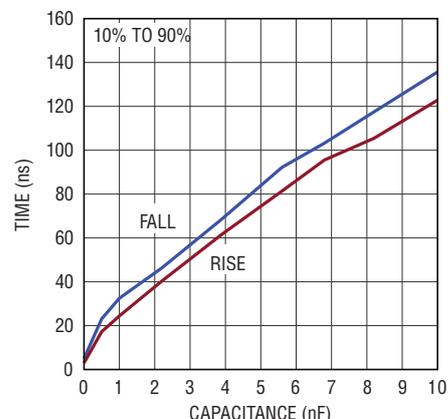
3762 G28

BGの立ち上がり/立ち下がり  
時間と容量



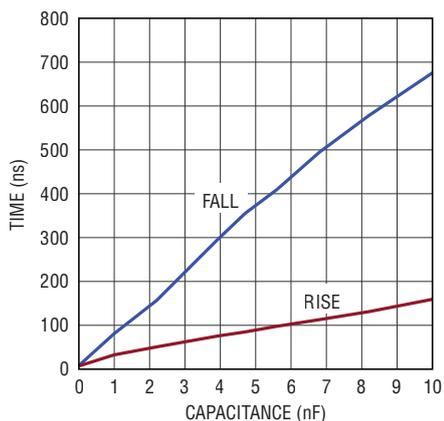
3762 G29

TGの立ち上がり/立ち下がり  
時間と容量



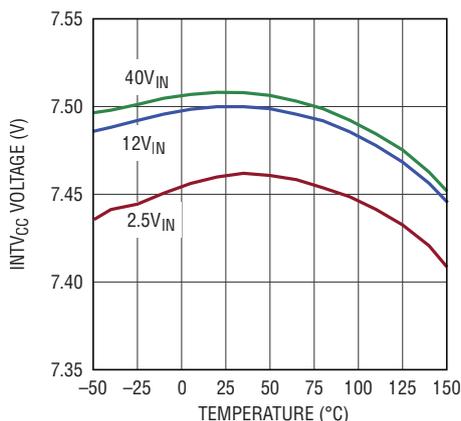
3762 G30

PWMTGの立ち上がり/立ち下がり  
時間と容量



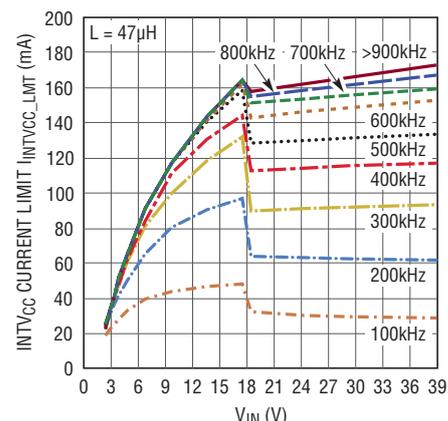
3762 G31

INTV<sub>CC</sub>と温度、 $V_{IN}$



3762 G32

INTV<sub>CC</sub>の最大電流と $V_{IN}$ 、 $f_{sw}$



3762 G33

## ピン機能

**V<sub>IN</sub>**: 内部負荷およびINTV<sub>CC</sub>レギュレータ用の電源。ピン近くに配置した低ESRの1 $\mu$ F(またはそれ以上の)コンデンサでバイパスする必要があります。

**EN/UVLO**: シャットダウンおよび低電圧検出ピン。外部でプログラマブルなヒステリシスを備えた正確な1.22V(公称)下降方向閾値により、電源がスイッチング可能であることを検出します。上昇時のヒステリシスは、外付け抵抗分圧器と2 $\mu$ Aの高精度内部プルダウン電流によって発生します。デバイスをディスエーブルし、V<sub>IN</sub>の自己消費電流を1 $\mu$ A未満に低減するためには、0.4V以下に接続します。

**INTV<sub>CC</sub>**: INTV<sub>CC</sub>は内部電源の出力電圧ノードで、制御回路とNMOSゲート・ドライブに電源を供給します。このピンは、ピンの近くに配置した10 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサでバイパスする必要があります。

**V<sub>C</sub>**: トランスコンダクタンス・エラー・アンプ出力ピン。RCネットワークでスイッチング・レギュレータの制御ループを安定化させるために使用されます。PWMが低い場合、V<sub>C</sub>のインピーダンスは高くなります。この機能により、次のPWM高遷移で必要な電流変数をV<sub>C</sub>ピンに保存できます。コンデンサをこのピンとGNDの間に接続します。高速過渡応答にするために、コンデンサと抵抗を直列にすることを推奨します。

**FB**: 電圧ループの帰還ピン。FBピンは、定電圧レギュレーションまたはLED保護およびオープンLED検出を目的としています。出力がV<sub>C</sub>となる内部トランスコンダクタンス・アンプが、DC/DCコンバータを介してFBを1.25V(公称)に制御します。FB入力レギュレーション電圧V<sub>FB</sub>-50mV(標準)を超え、ISPとISNの間の電圧がC/10閾値の25mV(標準)を下回った場合、 $\overline{\text{OPENLED}}$ プルダウンがアサートされます。この動作により、オープンLED障害が発生する場合があります。FBが駆動されてFB過電圧閾値を超えた場合、過電流イベントからLEDを保護するため、TGおよびBGピンが「L」になり、PWMTGが「H」になります。FBが300mV(公称)を下回るか、V<sub>ISP-ISN</sub>が600mVを超えた場合、 $\overline{\text{SHORTLED}}$ プルダウンがアサートされます。FBピンは開放のままにしないでください。

**RT**: スwitching周波数調整ピン。このピンとGNDの間に抵抗を接続して周波数を設定します(抵抗値については、代表的な性能特性のグラフまたは表2を参照してください)。RTピンは開放のままにしないでください。

**SS**: ソフトスタート・ピン。このピンは、発振周波数と補償ピンの電圧(V<sub>C</sub>)クランプを変調します。ソフトスタートのインターバルは外付けコンデンサで設定します。このピンは、内部2.5Vレールへの28 $\mu$ A(標準)プルアップ電流源を備えています。フォルト・タイマーとしても使用できます。SSピンが1.7Vを超えた場合、以下のいずれかの障害が発生すると、プルアップ電流源がディスエーブルされ、2.8 $\mu$ Aプルダウン電流がイネーブルされます。

- 1.LEDの過電流(V<sub>ISP-ISN</sub> > 600mV)
- 2.INTV<sub>CC</sub>の低電圧
- 3.出力不足(FB < 0.3V)
- 4.サーマル・リミット

ソフトスタート・サイクルを再開するには、SSピンを0.2V未満まで放電する必要があります。SSの再充電が始まるまで、スイッチングはディスエーブルされます。通常の負荷条件下で、SSが1.7Vを超える前にFBが0.4Vを上回るために十分な大きさのコンデンサを選択することが重要です。このピンは開放のままにしないでください。

**BG**: BGピンは、低電位側NチャンネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブです。

**TG**: TGピンは、同期NチャンネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブです。

**SW**: SWピンは同期MOSFETドライブの高電流戻り経路で、BOOSTコンデンサの負端子に外部接続されます。同期FETを使用しない場合、このピンをグラウンドに接続します。

**SNSP**: スイッチ制御ループの正電流検出入力。SNSPピンをスイッチ電流検出抵抗の正端子にケルビン接続します。供給側で検出抵抗がインダクタと直列になっている同期アプリケーションでは、V<sub>IN</sub>(C<sub>VIN</sub>の後)に接続します。SEPICなどの非同期アプリケーションでは、低電位側FETのソースに接続します。

**SNSN**: スイッチ制御ループの負電流検出入力。同期アプリケーションでは、供給側のインダクタと直列なスイッチ電

## ピン機能

流検出抵抗の負端子に SNSN ピンをケルビン接続します。SEPIC などの非同期アプリケーションでは、検出抵抗のグラウンド側にケルビン接続します。

**ISN:** 電流帰還抵抗の負端子の接続点。

**ISP:** 電流帰還抵抗の正端子の接続点。入力バイアス電流は、CTRL ピンの電圧に依存します。電圧が INTV<sub>CC</sub> より高い場合、電流はピンに流れます。INTV<sub>CC</sub> より低い場合、ISP バイアス電流はピンから流れるまで減少します。ISP と ISN 間の差異が 600mV (標準) を超えると、過電流イベントが検出されます。このイベントへの反応として、スイッチング・レギュレータを保護するために、BG ピンと TG ピンが「L」になり、PWMTG が「H」になります。また、過電流イベントの発生中、SHORTLED フラグがアサートされます。

**PWM:** 信号「L」を入力すると、スイッチャがオフになり、発振器がアイドル状態になり、すべての内部負荷から V<sub>C</sub> が切り離されます。障害発生以外で PWM が高閾値を超えた場合、V<sub>PWMTG</sub> = V<sub>ISP</sub> - 7V になります。PWM ピンをデジタル信号で駆動することで、LED 負荷のパルス幅変調 (PWM) 調光を実行します。起動中に SS が 0.8V 未満の場合、PWM の最初の立ち上がりエッジによりスイッチングが可能になり、V<sub>ISP-ISN</sub> が 25mV 以上または SS が 0.8V 以上になるまで持続します。コンデンサを PWM ピンから GND まで接続すると、自己駆動発振器が起動します。この発振器では、内部のプルアップ電流およびプルダウン電流により、LED を調光する PWMTG ピンのデューティ比が設定されます。プルアップ電流またはプルダウン電流の大きさは、DIM ピンの電圧で設定され、代表的な性能特性セクションに図示されています。PWM のコンデンサは、調光信号の周波数を設定します。このピンを使用しない場合は、PWM ピンと DIM ピンを INTV<sub>CC</sub> に接続してください。

**AUXSW1:** AUXSW1 ピンは補助バイアス電源のスイッチング・ノードです。0.1μF 以上のセラミック・コンデンサで、補助バイアス電源のインダクタと AUXBST ピンにこのピンを接続します。

**AUXSW2:** AUXSW2 ノードは INTV<sub>CC</sub> 電源のスイッチング・ノードで、補助バイアス電源のインダクタに接続されます。

**AUXBST:** AUXBST ピンは INTV<sub>CC</sub> 電源に駆動電圧を供給し、0.1μF 以上のセラミック・コンデンサを介して AUXSW1 ピンに接続されます。

**OPENLED:** FB 入力に FB レギュレーション電圧 (V<sub>FB</sub>) - 50mV (標準) を超え、電流検出入力 (ISP) と ISN の間の差異が 25mV を下回った場合、このピンのオープンコレクタ・プルダウンがアサートされます。このピンには、(通常、INTV<sub>CC</sub> への) 外付けプルアップ抵抗が必要です。PWM 入力が「L」で、DC/DC コンバータがアイドル状態のとき、OPENLED 状態は、PWM 入力が「H」であった最後の有効な状態にラッチされています。再度、PWM 入力が「H」になると、OPENLED ピンが更新されます。例えばチャージャまたは電流制限電圧源で、このピンを使用して、定電流レギュレーション・モードから低電圧レギュレーション・モードへの遷移を通知できます。

**BOOST:** BOOST ピンはブートストラップされた TG ピンのゲート・ドライバの電源で、SW ピンの基準となる低 ESR のセラミック BOOST コンデンサ (標準 0.1μF) に外部接続されます。下側 FET によって SW がグラウンドに接続している場合、このコンデンサを充電するために、内部ショットキーが BOOST を INTV<sub>CC</sub> に接続します。同期 FET を使用しない場合、このピンを INTV<sub>CC</sub> に接続します。

**V<sub>REF</sub>:** リファレンス出力ピン。最大 250μA を供給できます。このピンは、調光または LED 負荷の温度制限/補償のために、CTRL1 ピン、CTRL2 ピン、または DIM ピンの抵抗分圧器を駆動します。標準出力電圧は 2V です。

**CTRL1、CTRL2:** 電流検出閾値の調整ピン。定電流のレギュレーション・ポイント V<sub>ISP-ISN</sub> は、1/4V<sub>CTRL</sub> に、0V ≤ V<sub>CTRL</sub> ≤ 1V の範囲のオフセットを追加したものです。V<sub>CTRL</sub> > 1.2V の場合、V<sub>ISP-ISN</sub> 電流レギュレーション・ポイントは、フルスケール値の 250mV で一定となります。1V ≤ V<sub>CTRL</sub> ≤ 1.2V の場合、CTRL 電圧に対する V<sub>ISP-ISN</sub> の依存性は、線形関数から定数値へと遷移し、V<sub>CTRL</sub> = 1.1V でフルスケール値の 98% に達します。このピンは開放のままにしないでください。

**露出パッドから GND:** グラウンド接続。ピンと露出パッドをグラウンド・プレーンにハンダ付けします。

## ピン機能

**SSFM:** スペクトラム拡散周波数変調に使用します。SSFMがイネーブルされると、SSFMピンでランプ波が生成されます。このSSFMランプの各サイクルで、内部スイッチング周波数が $F_{\text{SWITCH}}$ から $F_{\text{SWITCH}} - 30\%$ の間に変調されます。SSFMランプ周波数は、 $12\mu\text{A} / (2 \times 1\text{V} \times C_{\text{SSFM}})$ で設定されます。使用する場合、 $C_{\text{SSFM}}$ をSSFMからGNDに接続し、ランプ周波数を設定します。使用しない場合は、このピンをGNDに接続します。このピンはフロート状態にしないでください。

**PWMTG:** PWMのトップゲート・ドライバ出力。 $V_{\text{ISP}}$ が7Vを上回る場合、反転PWM信号が直列PMOSのゲートを、 $V_{\text{ISP}}$ から $(V_{\text{ISP}} - 7\text{V})$ の間で駆動します。内部7Vクランプが $V_{\text{GS}}$ を制限することで、PMOSのゲートを保護します。PWMTGピンは、使用しない場合、遮断されたままにしておきます。

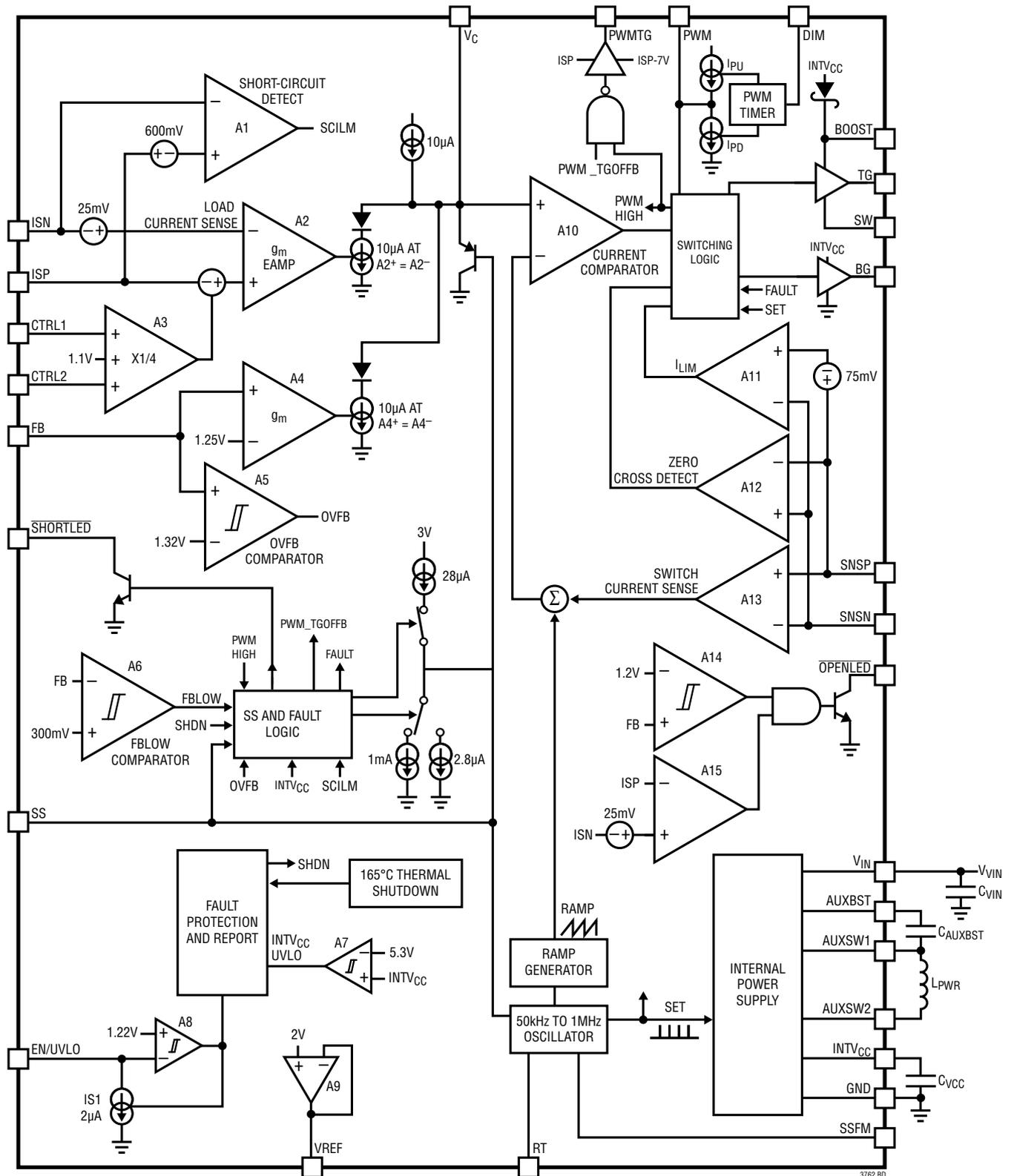
**SHORTLED:** 以下のいずれかの状態が発生すると、 $\overline{\text{SHORTLED}}$ ピンのオープン・コレクタは「L」にアサートされます。

1. SSピンが1.7Vに達した後、FBが0.3Vを下回る
2. LEDの過電流 ( $V_{\text{ISP}} - I_{\text{SN}} > 600\text{mV}$ )

このピンには、外付けのプルアップ抵抗が必要です。 $\overline{\text{SHORTLED}}$ ピンの状態はPWMピンが「H」のときだけ更新され、PWMピンが「L」のときはラッチされています。LED過電流の発生後、SSピンが0.2V未満になるまで放電されている間は $\overline{\text{SHORTLED}}$ のアサートが維持されます。

**DIM:** コンデンサがPWMとグラウンド間に接続されている場合、0.4%から97% (標準) までのPWMデューティ・サイクルをアナログ電圧制御します。DIMが3V (標準) を上回ると、PWMデューティ・サイクル・タイマーがディスエーブルされ、 $5\mu\text{A}$ 電流源によりPWMピンが「H」にされます。 $V_{\text{DIM}}$ によって設定されるデューティ・サイクルは、図9に示す曲線に従います。PWMデューティ・サイクルを制御するためにDIMを外部から駆動している場合、ローパスRCフィルタをDIM ( $10\text{k}\Omega$ 、 $1\mu\text{F}$ ) に接続することを推奨します。DIMピンは開放のままにしないでください。このピンを使用しない場合、またはPWMを外部から駆動している場合、 $\text{INTV}_{\text{CC}}$ に接続します。

ブロック図



## 動作

LT3762は、低電位側NMOSゲート・ドライバと高電位側NMOS同期ゲート・ドライバを備えた固定周波数の電流モード・コントローラです。LT3762の動作は、ブロック図を参照するとよく理解できます。概要として、LT3762は、 $V_{IN}$ でスイッチ電流が検出される同期整流式昇圧コントローラとして動作します( $V_{IN}$ で検出することで、同期動作のためのTGドライバ機能が有効になります)。最初にデバイスに電力が加わり、PWMピンが「L」のとき、スイッチング・レギュレータの出力から負荷を切り離すPMOS切断スイッチをオフにするため、BGピンはGND電圧になり、TGピンはSWに駆動され、PWMTGピンはISPまで電圧が上昇します。 $V_C$ ピンは、外部補償コンデンサに以前のスイッチング状態を保存するために高インピーダンスになり、ISPおよびISNピンのバイアス電流がリーク・レベルまで低下します。(外部からの設定、または内部のPWMタイマー設定により)PWMピンが「H」に遷移すると、短い遅延の後でPWMTGピンが「L」に遷移して、負荷を出力に接続します。同時に、内部発振器がウェークアップし、ラッチを設定するパルスを生成することで、外部の低電位側NチャンネルMOSFETスイッチをオンにします(BGは「H」に遷移)。スイッチ電流に比例し、SNSPピンとSNSNピンの間の外付け電流検出抵抗により検出される電圧入力、安定化スロープ補償ランプに加えられ、得られたスイッチ電流検出信号が電流コンパレータの負端子に供給されます。外付けのインダクタに流れる電流は、スイッチがオンになっているときは安定して増加します。スイッチ電流の検出電圧がエラーアンプの出力電圧( $V_C$ )を超えると、ロジックでラッチがリセットされ、低電位側のスイッチはオフになります。同期整流式昇圧コントローラとして構成されている場合、BGが「L」に遷移した後、ゼロ交差検出コンパレータにより、インダクタ電流は、同期NMOSスイッチをオンにするのに十分な大きさかどうか特定されます。これにより、インダクタ電流のゼロ交差と出力コンデンサの放電を防止します。ゼロ交差コンパレータの出力が「L」の場合、TGが「H」に遷移し(SWを基準にして)、上側スイッチをオンにします。このフェーズでは、インダクタ電流は減少します。発振器がスイッチ・サイクルを終了するか、インダクタ電流がほぼゼロになると、TGが「L」に遷移します。非同期整流式昇圧コントローラとして構成されている場合(SNSNがGNDに接続され、検出抵抗がBGスイッチのソースに配置されている)、TGはこのフェーズで「H」に切替わらず、SWと出力の間に配置されたダイオードが、スイッチ・サイクルの終了までインダクタ電

流を伝導します。発振器の各サイクルが完了すると、スロープ補償などの内部信号はその開始点に戻り、発振器からのセット・パルスによって新しいサイクルが始まります。この繰り返し動作を通じて、電流モード制御アルゴリズムはスイッチのデューティ・サイクルを確立し、負荷での電流または電圧を安定化します。 $V_C$ の信号は多くのスイッチング・サイクルにわたって積分されており、ISPとISNの間で測定されたLED電流の検出電圧と、CTRLピンによって設定された目標の差動電圧との差を増幅した信号です。このようにして、エラーアンプはピーク・スイッチの正しい電流レベルを設定し、LED電流を安定した状態に保ちます。エラーアンプの出力電圧が上昇すると、スイッチに必要な電流が増加します。逆に、エラーアンプの出力電圧が低下すると、必要な電流は減少します。このフェーズの間、SNSPピンとSNSNピンの間の電圧が75mV(標準)の電流制限閾値を超えないように、スイッチ電流が監視されます。この制限電流に達すると、電流コンパレータの出力状態に関係なくラッチがリセットされ、新しいスイッチング・サイクルがスタートするか、インダクタ電流がほぼゼロになるまで、TGスイッチがオンになります。FBの過電圧( $FB > 1.3V$ )、出力不足(起動後に $FB < 0.3V$ )、LEDの過電流、INTV<sub>CC</sub>の低電圧( $INTV_{CC} < 5.3V$ )といった障害が生じると、BGおよびTGドライバが即座にオフになります。

電圧帰還モードでの動作は前述の内容と同様ですが、 $V_C$ ピンの電圧は、1.25Vの内部リファレンスと、FBピンとの電圧差を増幅した値によって設定されます。FBピンの電圧がリファレンス電圧より低い場合、スイッチの電流は増加します。逆に、FBピンの電圧がリファレンス電圧より高いと、スイッチの要求電流は減少します。LED電流の検出帰還部は電圧帰還部と相互に作用するので、FBピンの電圧が内部リファレンス電圧を超えることはなく、ISPピンとISNピンの間の電圧が、いずれかのCTRLピンによって設定される閾値を超えることはありません。電流または電圧のレギュレーションを正確に行うには、通常の動作状態では適切なループが主体になっていることを確認する必要があります。電圧ループを完全に不動作状態にするために、FBピンとV<sub>REF</sub>ピンとの間に抵抗回路網を接続して、FBピンの電圧を0.35V~1.1Vの範囲内に設定することができます。LED電流ループを完全に不動作状態にするには、ISPピンとISNピンを互いに接続し、CTRL1ピンおよびCTRL2ピンをV<sub>REF</sub>に接続する必要があります。

## 動作

LT3762の特長となっているLEDに固有の2つの機能は、FBピン(電圧帰還ピン)によって制御されます。まず、FBピンの電圧がFBのレギュレーション電圧より50mV低い(-4%)電圧を超え、 $V_{(ISP-ISN)}$ が25mV(標準)より小さくなると、 $\overline{OPENLED}$ ピンのプルダウン・ドライバが動作します。この機能により、負荷を切断することが可能で定電圧帰還ループがスイッチング・レギュレータを制御していることを示す状態インジケータを実現できます。起動後にFBピンが0.3Vを下回ると、FBLOWコンパレータによって $\overline{SHORTLED}$ ピンがアサートされます。起動中、EN/UVLOピンが「H」に遷移してからSSピンが1.7Vに達するまでの間、FBLOWコンパレータの出力はブロックされます。

LT3762は、LED負荷電流のPWM制御とLED負荷の障害保護という2つの目的のため、PMOS切断スイッチ・ドライバを備えています。障害が発生していない場合、PWMTGの状態はPWMピンの状態に依存します。PWMピンが「H」の場合、PMOSスイッチをオンにするため、PWMTGの電圧がISPの電圧未満に引き下げられます。PWMピンが「L」の場合、PMOSスイッチをオフにするため、PWMTGの電圧がISPの電圧まで引き上げられます。障害が検出されると、PWMピンの状態に関係なくPWMTGピンは「H」になり、PMOSスイッチはオフになります。この動作は、LEDの配列を電力の経路から分離し、過剰な電流によってLEDが損傷しないようにするものです。

LED負荷電流のPWM制御は、PWMピンを外部から設定するか、内部PWMタイマーでPWMピンを設定することで達成されます。PWMピンを外部から制御する場合、DIMピンを3Vより高く設定します(INTV<sub>CC</sub>に接続するなど)。内部PWMタイマーを使用する場合、PWMピンは外付けコンデンサに接続され(コンデンサのサイズによってPWM周波数を設定)、DIMの電圧によってPWMTGのデューティ・サイクルが決まります。デューティ・サイクルの範囲は0.32%~97%(標準)です。DIMを3V(標準)より高く設定すると、タイマーがデイスエーブルされ、PWMのデューティ・サイクルが100%に設定されます。 $V_{DIM}$ と生成されるデューティ・サイクルの関係により、 $V_{DIM}$ の線形変化がLED強度の線形変化として人間の目で認識されます。

INTV<sub>CC</sub>レールは内部の昇降圧レギュレータによって生成され、INTV<sub>CC</sub>ピンとAUXBSTピンに外付けコンデンサが必要で、AUXSW1ピンとAUXSW2ピンには小型の外付けインダクタが必要です。このレールはBGとTGにゲート・ドライブ電位を供給し、内部回路にバイアスを提供します。INTV<sub>CC</sub>は、最大電源電流の範囲内に維持するための注意が必要なその他の外付け回路をサポートするためにも使用できます。

## アプリケーション情報

### EN/UVLOピンを使ったターンオンとターンオフの閾値の設定

電源の低電圧ロックアウト(UVLO)値は、EN/UVLOピンとの間に抵抗分圧器を接続することで正確に設定できます。EN/UVLOの電圧がこの閾値より低くなると、少量の2μAプルダウン電流が流れます。この電流の目的は、上昇時のヒステリシスをユーザが設定できるようにすることです。抵抗の値を求めるには、以下の式を使用してください。

$$V_{IN(FALLING)} = 1.22V \cdot \frac{R1+R2}{R2}$$

$$V_{IN(RISING)} = V_{IN(FALLING)} + 2\mu A \cdot R1$$

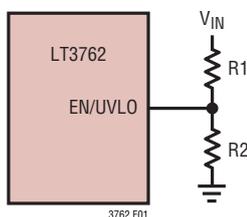


図 1.

### 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。通常、0.5Wの抵抗を選択すれば十分です。最高の精度を得るには、電流の検出をLED列の上端で行います。高電位側PMOS切断スイッチによる障害保護とPWM機能の使用を最適にするには、電流の検出をLED列の上端で行う必要があります。この方法を使用できない場合は、LED列の下端で電流を検出します。ただし、PMOS閾値より低くGNDより高い電圧でLED列が終端する場合、低電位側の検出ではPMOS切断機能を使用できません。

検出抵抗両端で250mV(標準)のフルスケール閾値を得るには、両方のCTRLピンを1.2Vより高い電圧に接続します。どちらのCTRLピンもLED電流をゼロ電流に調光するために使用できますが、電圧検出閾値が減少するにつれて相対精度は低下します。2本のCTRLピンのうちの低い方により、LED電流が設定されます。CTRLピンの電圧が1Vより低くなると、LED電流は次のようになります。

$$I_{LED} = \frac{V_{CTRL} - 100mV}{R_{LED} \cdot 4}$$

低い方のCTRLピンの電圧が1V~1.2Vのとき、LED電流はCTRLピンの電圧に応じて変化しますが、CTRLピンの電圧が大きくなるにつれて次第に上記の式から離れていきます。最終的には、CTRLピンの電圧が1.2V以上になると、LED電流がCTRLピンの電圧に応じて変化することはなくなります。CTRLの電圧が1.1Vの場合、 $I_{LED}$ の値は上記式による見積もりの約98%になります。表1にいくつかの値を示します。

表 1. (ISP-ISN)の閾値とVCTRL

VCTRL (V)	(ISP-ISN)の閾値 (mV)
1.0	225
1.05	236
1.1	244.5
1.15	248.5
1.2	250

両方のCTRLピンが1.2Vよりも高い場合、LED電流は次式の値に安定化されます。 $I_{LED} = 250mV/R_{LED}$

どちらのCTRLピンもフロート状態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)。どちらかの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、 $V_{IN}$ との間に抵抗分圧器を接続して、 $V_{IN}$ 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。スイッチング周波数では、ISPピンとISNピンの間に、時間と共に変化する差動電圧信号(リップル)が生じることが予想されます。この信号の振幅は、LED負荷電流が大きいのか、スイッチング周波数が低いのか、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。最高の精度を得るため、このリップルの振幅は25mVより小さくしてください。500mΩ以上の $R_{LED}$ を使用している場合、エラーアンプのトランジェントの影響を軽減するため、10μFのコンデンサを $R_{LED}$ に配置します。

## アプリケーション情報

### 出力電圧の設定 (定電圧レギュレーション) とオープンLED および短絡LEDの閾値

LT3762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。また、FBの設定によって、OPENLED および SHORTLED をアサートさせる出力電圧が決まります。昇圧LEDドライバの場合、出力電圧は次式に従ってR3とR4の値を選択すれば設定できます(図2を参照)。

$$V_{OUT} = 1.25V \cdot \frac{R3 + R4}{R4}$$

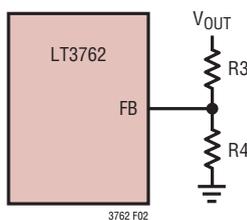


図2.

降圧モードまたは昇降圧モードで構成されたLEDドライバの場合、図3に図示するように、FB電圧は通常、GNDを基準にした信号にレベル・シフトされます。降圧モードでは、R1によって、OPENLED イベント中にレギュレーションを維持するために十分な電流がSNSPとSNSNに供給されます。PWMが「L」の場合、R1はC<sub>OUT</sub>をロードすることでPWMの性能に影響を与えます。昇降圧モードで、SNSPがV<sub>IN</sub>または別の低インピーダンス・ノードに接続されている場合、R1は省略できます。出力は次式で表すことができます。

降圧モード

$$V_{OUT} = \left[ 1.25V \cdot \frac{R3}{R4} + V_{BE(Q1)} \right] \cdot 2$$

$$R1 = R2 = V_{OUT} / 600\mu A$$

昇降圧モード

$$V_{OUT} = 1.25V \cdot \frac{R3}{R4} + V_{BE(Q1)}$$

$$R2 = 100k, R1 = OPEN$$

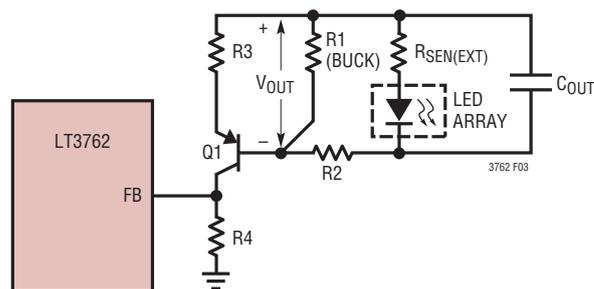


図3. 降圧モードまたは昇降圧モードLEDドライバの帰還抵抗接続

抵抗分圧器を使用してオープンLEDクランプ電圧が正しく設定されている場合、LEDの接続中、FBピンが1.2Vを超えないようにする必要があります。

出力でのオープン・サーキット状態と短絡状態を両方検出するため、LT3762は出力電圧と出力電流の両方をモニタします。FBがV<sub>FB</sub> - 50mVを超えたとき、V<sub>(ISP-ISN)</sub>が25mVより低い場合、OPENLED がアサートされます。V<sub>(ISP-ISN)</sub>が50mVを超えるか、FBがOPENLED 閾値を下回ると、OPENLED はデアサートされます。

初期の起動後にSSが1.7Vに達してから、V<sub>(ISP-ISN)</sub>が600mVを超えるか、FBピンが300mV未満になった場合、SHORTLED ピンがアサートされます。FBのOPENLED 閾値(1.2V)とSHORTLED 閾値(0.3V)の比率によって、V<sub>OUT</sub>の範囲が制限される場合があります。0.35VというSHORTLEDの最大閾値を使用した場合のV<sub>OUT</sub>の範囲は3.5:1です。図4および図5に示す回路を使用すると、V<sub>OUT</sub>の範囲を広くできる場合があります。8:1よりも大きいV<sub>OUT</sub>範囲については、弊社にお問い合わせください。

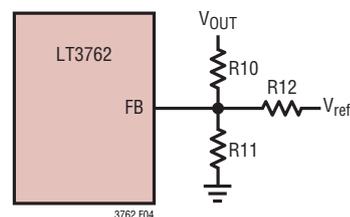


図4. 昇圧およびSEPICアプリケーションでの帰還抵抗接続による出力範囲の拡大

## アプリケーション情報

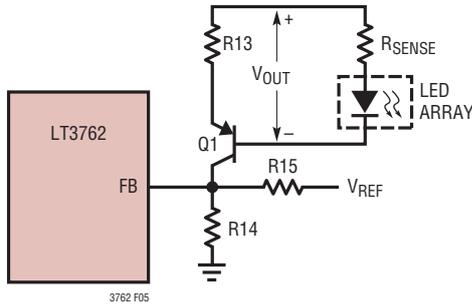


図5. 降圧モードおよび昇降圧モードのアプリケーションでの帰還抵抗接続による出力範囲の拡大

$V_{OUT}$ の範囲を広げるための式は、 $\overline{SHORTLED}$  閾値に  $0.35V$  を、 $\overline{OPENLED}$  閾値に  $1.2V$  を使用し、リファレンス電圧  $V_{REF}$  に  $2V$  を使用することで導出されます。図4に示した  $R11$  および  $R12$  の抵抗値は、次式で計算できます。  $R10$  の推奨値については、次の例を参照してください。

$$R11 = \frac{R10 \cdot 1.64V}{1.61 \cdot V_{OUT}^H - 0.79 \cdot V_{OUT}^L - 1.64V}$$

$$R12 = \frac{R10 \cdot 1.64V}{0.41 \cdot V_{OUT}^H - 1.41 \cdot V_{OUT}^L}$$

例：昇圧LEDドライバの  $V_{OUT}$  の範囲を  $5:1$  に拡大し、 $V_{OUT}$  が  $60V$  になったときに  $\overline{OPENLED}$  を発生させるために必要な抵抗値を計算します。

ステップ1:  $R10 = 1M\Omega$  を選択します。

ステップ2:  $V_{OUT}^L = 60V/5 = 12V$

ステップ3:

$$R11 = \frac{1000k\Omega \cdot 1.64V}{1.61 \cdot 60V - 0.79 \cdot 12V - 1.64V} = 19.18k\Omega$$

以下を使用してください。

$$R11 = 19.1k\Omega$$

$$R12 = \frac{1000k\Omega \cdot 1.64V}{0.41 \cdot 60V - 1.41 \cdot 12V} = 213.54k\Omega$$

以下を使用してください。

$$R12 = 215k\Omega$$

図5に示した  $R14$  および  $R15$  の抵抗値は、次式で計算できます。  $R13$  の推奨値については、次の例を参照してください。

$$R14 = \frac{R13 \cdot 1.64V}{1.61 \cdot V_{OUT}^H - 0.79 \cdot V_{OUT}^L \cdot V_{BE}}$$

$$R15 = \frac{R13 \cdot 1.64V}{0.41 \cdot V_{OUT}^H - 1.41 \cdot V_{OUT}^L + 0.82 \cdot V_{BE}}$$

例：昇降圧モードのLEDドライバの  $V_{OUT}$  の範囲を  $7.5:1$  に拡大し、 $V_{OUT}$  が  $43.5V$  になったときに  $\overline{OPENLED}$  を発生させるために必要な抵抗値を計算します。以下を使用してください。

$$V_{BE}(Q1) = 0.7V:$$

ステップ1:  $R13 = 357k\Omega$  を選択します。

ステップ2:  $V_{OUT}^L = 43.5V/7.5 = 5.8V$

ステップ3:

$$R14 = \frac{357k\Omega \cdot 1.64V}{1.61 \cdot 43.5V - 0.79 \cdot 5.8V - 0.82 \cdot 0.7V} = 9.02k\Omega$$

以下を使用してください。

$$R14 = 9.09k\Omega$$

$$R15 = \frac{357k\Omega \cdot 1.64V}{0.41 \cdot 43.5V - 1.41 \cdot 5.8V + 0.82 \cdot 0.7V} = 56.5k\Omega$$

以下を使用してください。

$$R15 = 56.2k\Omega$$

### LEDの過電流保護機能

ISPピンとISNピンには、LEDの電流検出機能から独立した短絡保護機能が備わっています。この機能は過剰なスイッチング電流の発生を防止し、パワー部品を保護します。短絡保護の閾値(標準  $600mV$ )は、デフォルトのLED電流検出閾値より  $140\%$  以上高くなるように設計されています。LED過電流が検出されると、スイッチングを停止するために、BGピンがGNDと同電位になり、TGピンがSWと同電位になります。また、PWMTGが「H」になり、電力経路からLEDの配列が切り離されます。 $\overline{SHORTLED}$  は「L」にラッチされ、SSピンを介して障害保護が開始されます。昇圧または昇降圧モードのコンバータに対する標準的なLED短絡保護の例を図6に示します。ショットキーまたは超高速ダイオードD2は、基板上的M2のドレインの近くに配置する必要があります。このダイオードは、 $LED^+$  ノードが長いケーブルを介してGNDに短絡した場合、グラウンド電位よりも明らかに低い電

## アプリケーション情報

位まで振幅しないよう保護します。通常、内部保護ループは応答するのに600nsかかります。より高速な短絡応答が必要な場合、図6に示すように、PNPヘルパーを追加できます。ただし、短絡ケーブルのインピーダンスはピーク電流に影響します。降圧モードの回路で短絡保護を実現するには、図7に示すように、ショットキーまたは超高速リカバリ・ダイオードD1およびD3の使用を推奨します。

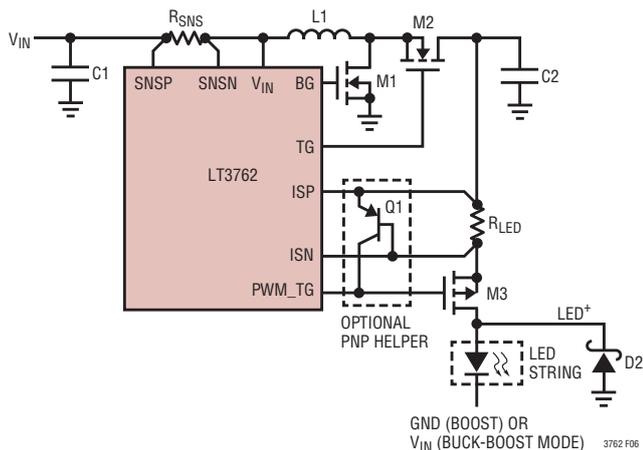


図6. 降圧または昇降圧モード・コンバータのLED短絡保護簡略回路図

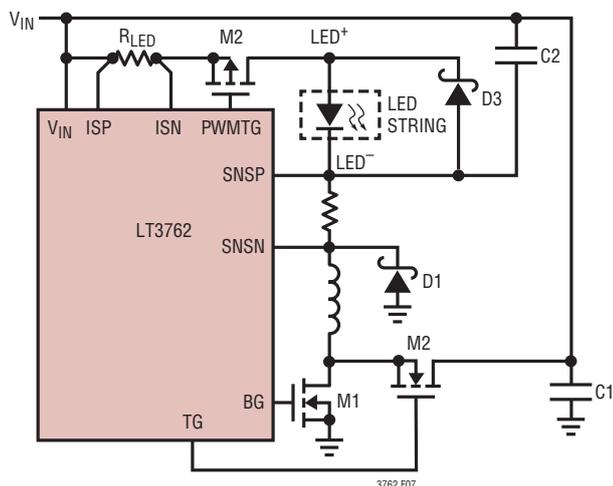


図7. 降圧モード・コンバータのLED短絡保護簡略回路図

## PWM調光制御

LT3762を使用した調光では、電流源を制御する方法が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、PWMピンを使用して電流源を0から最大電流まで調整し、平均電流を正確に設定すると共に、LEDに流れる電流が少ないと発生する色ずれの可能性がないようにします。PWM調光の精度を向上するため、PWMピンの信号が「L」の静止期間中は、スイッチに必要な電流がVCノードに保存されます。この機能により、PWM信号が「H」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し、低いPWMデューティ・サイクルを可能にするには、LED電流の経路にPWMTG切断PMOSスイッチを使用して、PWMピンの信号が「L」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。PWM信号の最小オン時間または最小オフ時間は、RT入力で設定した動作周波数の選択に依存します。電流の精度を最高にするには、PWMが「H」の最小時間をスイッチング・サイクル3回分以上 ( $f_{SW} = 1\text{MHz}$  では  $3\mu\text{s}$ ) にする必要があります。

PWM信号による起動時のソフトスタート・シーケンスの中断が許されると、PWM信号のデューティ・サイクルが低いときに起動時間がかかりすぎることがあります。このため、PWMが「H」になって起動が開始されると、LT3762はPWMロジック「L」を無視し、SSの電圧が0.8Vに達するか、出力電流がフルスケール電流の1/10になるまで、PWMTGがイネーブルのままソフトスタートを続行します。この時点で、デバイスがPWMが示すように調光制御の追従を開始します。出力過電流が検出された場合、SSの充電が続いていても、常にBG、TG、PWMTGがディスエーブルされます。

## PWM調光信号発生器

LT3762は、設定可能なデューティ・サイクルをPWMTGピンに備えたPWM調光信号発生器を特長としており、LED負荷に供給される平均電流を制御します。PWMTGピンでの矩形波信号の周波数は、PWMピンとGNDの間に接続したコンデンサ  $C_{PWM}$  によって、次式に従って設定されます。

$$f_{PWM} = \frac{66\text{kHz} \cdot \text{nF}}{C_{PWM}}$$

アプリケーション情報

PWMTGピンの信号のデューティ・サイクルは、DIMピンに印加される電圧により設定されます。DIMの印加電圧が0Vから3Vまでの範囲にあるとき、デューティ・サイクルは0.4%から97%の間で変動します。電圧が3V（標準）を超えるとPWM信号発生器がディスエーブルされ、PWMピンが外部から駆動されていない限り、デューティ・サイクルが100%に達します。PWMデューティ・サイクルを制御するためにDIMピンを使用している場合、ノイズと滑らかな出力レベルの遷移を除外するために、ローパスRCフィルタ（10k抵抗と1μFコンデンサを推奨）を介してDIMピンを駆動します。PWMピンに対して内部生成されるプルアップ電流とプルダウン電流を使用して、高閾値と低閾値の間でコンデンサを充電および放電することで、デューティ・サイクル信号を生成します。これらのPWMピンでの電流信号は十分に小さいため、マイクロコントローラからの外部信号でオーバードライブできません。パワーオン・リセット中にPWM発生器をソフトスタートと同期させるには、図8に示すように、リセット・イベント中にPNPを接続し、PWM発生器コンデンサを素早く放電します。

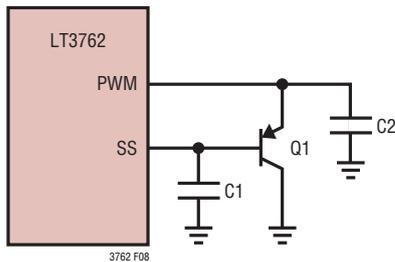


図8. リセット中のPWM同期

PWMピンを外部から制御する場合、DIMを3Vより高くする（INTV<sub>CC</sub>に接続するなど）ことを推奨します。これにより、PWM発生器がディスエーブルされ、自己消費電流を小さくできます。

図9に示したように、V<sub>DIM</sub>とPWMTGのデューティ・サイクルの関係は次式で求められます。この関係により、V<sub>DIM</sub>の線形変化がLED強度の線形変化として人間の目で認識されます。

$$\text{デューティ・サイクル: DC} = \frac{1}{1 + e^{6.812 - V(\text{DIM}) \cdot 3.25}} \cdot \frac{1}{1V}$$

$$V_{\text{DIM}} = \frac{\left( 6.812 - \ln\left( \frac{1 - \text{DC}}{\text{DC}} \right) \right) \cdot 1V}{3.25}$$

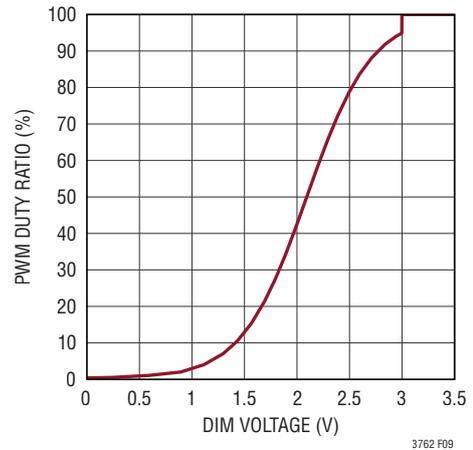


図9. V<sub>DIM</sub>とデューティ・サイクル

スイッチング周波数の設定

RT周波数調整ピンを使用すると、ユーザは100kHz～1MHzのスイッチング周波数（f<sub>sw</sub>）を設定して、効率や性能あるいは外付け部品のサイズを最適化することができます。周波数の高い動作にすると部品サイズは小さくなりますが、スイッチング損失とゲート・ドライブ電流が増加し、デューティ・サイクルが十分に高い動作または低い動作ができないことがあります。周波数の低い動作にすると性能は向上しますが、外付け部品のサイズは大きくなります。RTの適切な抵抗値については、表2を参照してください。RTピンとGNDの間には外付け抵抗が必要です。RTピンは開放のままにしないでください。

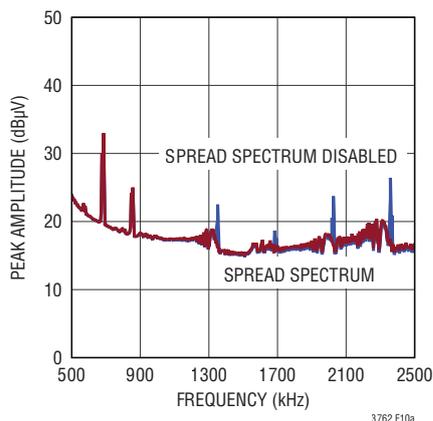
表2. 標準的なスイッチング周波数とR<sub>T</sub>の値(1%精度の抵抗)

f <sub>osc</sub> (kHz)	R <sub>T</sub> (kΩ)
1000	6.65
900	7.50
800	8.87
700	10.2
600	12.4
500	15.4
400	19.6
300	26.1
200	39.2
100	82.5

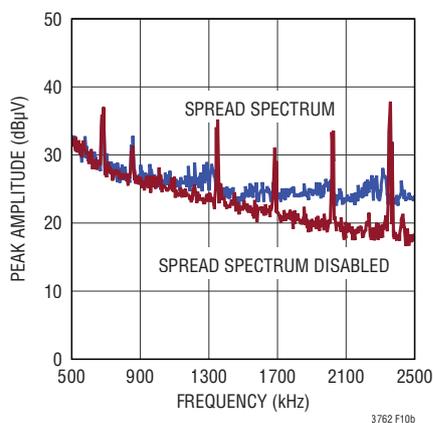
## アプリケーション情報

### 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、LT3762にはスペクトラム拡散周波数機能が備わっています。SSFMピンにコンデンサ(C<sub>SSFM</sub>)が接続されている場合、1V~2Vの三角波が生成されます。この信号は内部発振器に供給され、スイッチング周波数を基底周波数の70%から基底周波数の間に調整します。基底周波数はRT抵抗によって設定されます。変調周波数は、 $12\mu A / (2 \cdot 1V \cdot C_{SSFM})$ で設定されます。図10に、昇圧スイッチング・コンバータ(LT3762のSSFMピンをGNDに接続)と、スペクトラム拡散変調機能を有効化したSSFMピンに6.8nFのコンデンサが接続している昇圧スイッチング・コンバータのノイズ・スペクトラムを比較したグラフを示します。EMI測定の結果は、コンデンサで選択されたSSFM周波数に左右されます。ピーク測定を最適化するための出発点として1kHzは適切ですが、特定のシステムで総合的に最善のEMI結果を得るためには、微調整が必要になる場合があります。EMI低減の詳細については、弊社にお問い合わせください。



(10a) 平均導通EMIの比較



(10b) ピーク導通EMIの比較

図10.

### デューティ・サイクルに関する検討事項

スイッチングのデューティ・サイクルはコンバータの動作を規定する重要な変数なので、特定のアプリケーションのスイッチング周波数を設定するときは、デューティ・サイクルの制限値を検討する必要があります。スイッチの最小デューティ・サイクルと最大デューティ・サイクルは、それぞれ固定のBG最小オン時間と最小オフ時間(図11を参照)とスイッチング周波数によって制限されます。最小デューティ・サイクルおよび最大デューティ・サイクルは、次式で表されます。

$$\text{最小デューティ・サイクル} = \text{最小オン時間} \cdot \text{スイッチング周波数}$$

$$\text{最大デューティ・サイクル} = 1 - \text{最小オフ時間} \cdot \text{スイッチング周波数}$$

動作上の制限値を計算する場合、PWMコンパレータおよびロジック遅延、TGおよびBGの立ち上がり/立ち下がり時間、SWノードの立ち上がり/立ち下がり時間のマージンを確保するために、データシートに記載されたオン/オフ時間を100ns以上増やすことを推奨します。

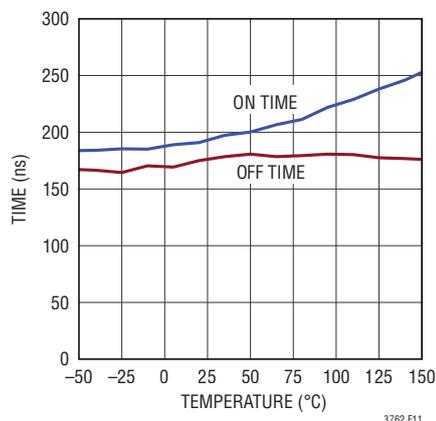


図11. 代表的な最小オン時間および最小オフ時間と温度

### 同期動作と非同期動作

TG同期ドライバは、従来のパワー・ダイオードをパワー・NMOSデバイスで置き換えることでパワー・コンバータの効率を引き上げるように設定されています。同期ドライバ機能は、以下の条件が満たされると有効になります。

1. スwitchング・サイクルの両フェーズで、SNSPとSNSNがパワー・スイッチ電流をモニタできるように、スイッチ電流検出抵抗R<sub>SENSE</sub>がインダクタと直列に配置されている。
2. スwitchング・サイクルの両フェーズ中、SNSPおよびSNSNのコモンモード電圧が2Vを上回っている。

## アプリケーション情報

3. コンデンサ  $C_{BOOST}$  が BOOST ピンと SW ピンの間に接続されている。ここで、BG がイネーブルされたフェーズで SW ピンが GND に切替わることで、 $C_{BOOST}$  が内部ダイオードを介して  $INTV_{CC}$  に充電される。また、SW ピンが TG ドライバ NMOS のソースに接続されている。

昇圧パワー・コンバータに加えて、降圧モードおよび昇降圧モードなどのトポロジー（アプリケーション図を参照）も上記条件を満たす能力を備えているため、同期機能の利点を活用できます。

LT3762 は、スイッチング・サイクルの両フェーズで、 $R_{SENSE}$  を使用してスイッチ電流を検出できない SEPIC などのアプリケーションに対して、非同期パワー・コンバータとして動作できます。同期機能の効率化があまり大きくないような高電圧アプリケーション（最大 80V のストリング電圧での ISP、ISN 検出 LED 電流など）に対しても、非同期動作を選択できます。

### TG 同期ドライバ

同期トップ・ゲート (TG) ドライバがいったんイネーブルされると、発振器によってスイッチング・サイクルが終了するかインダクタ電流がほぼゼロになるまで、インダクタ電流の逆流と出力コンデンサの放電を防止するためにオン状態が維持されます。高デューティ・サイクルの性能を改善するため、BG オフ時間が 310ns (標準) を下回る高 BG デューティ・サイクルで、タイマー (TG ディスエーブル・タイマー) が TG ドライバをディスエーブルします。BG ドライバと同期 TG ドライバの間のノンオーバーラップ時間中、同期 NMOS デバイスのボディ・ダイオードにインダクタ電流が流れます。

### 内蔵の $INTV_{CC}$ 電源

LT3762 は、内部スイッチ・モード DC/DC コンバータを内蔵しており、安定化された 7.5V  $INTV_{CC}$  電源を生成して、BG および TG の NMOS ゲート・ドライバに電力を供給します ( $I_{DRIVE}$ )。この  $INTV_{CC}$  電源は、従来の内部 LDO レギュレータと比べて 2 つの大きな利点があります。2.5V の低  $V_{IN}$  から 7.5V の  $INTV_{CC}$  電圧を生成するため、LT3762 は低  $V_{IN}$  アプリケーションで閾値の高い MOSFET を駆動できます。また、高い効率 (全負荷で 70% 以上) により、パケットの過熱なしで 43V の高  $V_{IN}$  電圧から大電流を供給できます。図 1 に示すように、内蔵 DC/DC コンバータが動作するには 3 つの外付

け部品 ( $C_{VCC}$ 、 $C_{AUXBST}$ 、 $L_{PWR}$ ) が必要です。これら 3 つの部品は、下記ガイドラインに基づいて選定してください。

- $C_{VCC}$  は 10 $\mu$ F/10V セラミック・コンデンサで、できる限りピンの近くで  $INTV_{CC}$  を GND にバイパスするために使用します。
- $C_{AUXBST}$  は 0.1 $\mu$ F/10V セラミック・コンデンサで、 $AUXBST$  ピンと  $AUXSW1$  ピンの間に接続します。
- $L_{PWR}$  には、飽和電流定格が 0.6A 以上で RMS 電流定格が 0.4A 以上の 47 $\mu$ H インダクタを選択します。

$INTV_{CC}$  電源は外部回路電流 ( $I_{EXT}$ ) の駆動にも使用できます。すべての外部回路は、図 12 に示すとおり接続する必要があります。これにより、過熱イベント発生時に外部  $INTV_{CC}$  負荷を切断することで、LT3762 が安全な動作温度に戻るまでの間、追加の熱の発生を防止します。

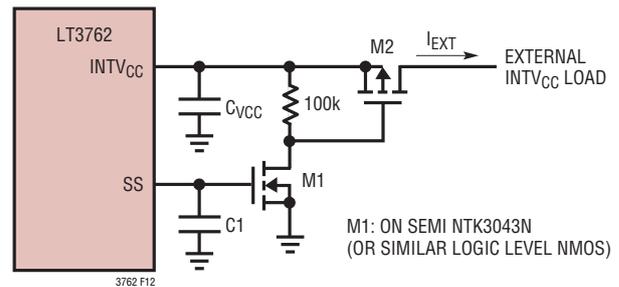


図 12.  $INTV_{CC}$  による外部回路の駆動

$INTV_{CC}$  電源は、過剰な電気および熱ストレスから保護するために出力電流制限機能を備えています。図 13 に、 $INTV_{CC}$  の出力制限  $I_{INTVCC\_LMT}$  と  $V_{IN}$  の比較を、各種スイッチング周波数ごとに示します。アプリケーションの  $V_{IN}$  範囲全体で、 $I_{DRIVE}$  と  $I_{EXT}$  の合計が常に  $I_{INTVCC\_LMT}$  を下回るようにしてください。

$$I_{DRIVE} + I_{EXT} < I_{INTVCC\_LMT}$$

ここで、

$$I_{DRIVE} = (Q_{TG} + Q_{BG}) \cdot f_{SW}$$

## アプリケーション情報

QTGおよびQBGは、0V~7.5VでTGおよびBGに制御されるNMOSデバイスの合計ゲート電荷です。

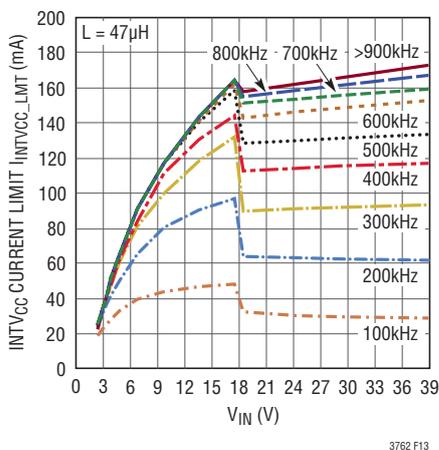


図 13. INTVCC 最大電流と VIN、fsw

### 入力コンデンサの選択

入力コンデンサは、コンバータのパワー・インダクタに対して過渡入力電流を供給します。入力コンデンサのサイズと配置は、過渡電流要件に従う必要があります。スイッチング周波数、出力電流、許容入力電圧リップルは、コンデンサの値を見積もるために重要なパラメータとなります。通常は、温度とDCバイアスの変動が最も小さいX7Rタイプのセラミック・コンデンサが最善の選択肢です。一般に、昇圧およびSEPICコンバータには、降圧モード・コンバータよりも値の低いコンデンサが必要です。100mVの入力電圧リップルが容認可能な場合、昇圧コンバータに必要なコンデンサの値は次式で見積もることができます (Tsw = 1/fosc)。

$$C_{IN}(\mu F) = I_{LED}(A) \cdot \frac{V_{LED}}{V_{IN}} \cdot T_{SW}(\mu s) \cdot \frac{1\mu F}{A \cdot \mu s \cdot 2.8}$$

ここから、12V入力、48V出力、500mA負荷の400kHzの昇圧レギュレータに適切なものは、2.2µFのコンデンサになります。

同じ100mV未満のVIN電圧リップルで、降圧モード・コンバータに適切な入力コンデンサは次式で見積もることができます。

$$C_{IN}(\mu F) = I_{LED}(A) \cdot \frac{V_{LED} \cdot (V_{IN} - V_{LED})}{V_{IN}^2} \cdot T_{SW}(\mu s) \cdot \frac{10\mu F}{A \cdot \mu s}$$

ここから、24V入力、12V出力、1A負荷の400kHz降圧モード・コンバータに適切なものは、10µFの入力コンデンサになります。

降圧モード構成では、スイッチがオフのときにショットキー・ダイオードを介して戻る電流のために、入力コンデンサのパルス電流が大きくなります。コンデンサは、ショットキー・ダイオードとスイッチのGNDリターンのできるだけ近くに配置することが重要です(例えば検出抵抗など)。また、コンデンサのリップル電流定格を考慮に入れる必要があります。最大の信頼性を実現するには、低ESRおよびESLで十分なリップル電流定格を持つコンデンサを選択します。降圧モードLEDドライバのRMS入力電流は、次式で計算されます。

$$I_{IN(RMS)} = I_{LED} \cdot \sqrt{(1-D) \cdot D}$$

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

ここでDは、スイッチのデューティ・サイクルです。

表 3. 推奨セラミック・コンデンサのメーカー

メーカー	Web
TDK	www.tdk.com
Kemet	www.kemet.com
Murata	www.murata.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
AVX	www.avx.com

### 出力コンデンサの選択

出力コンデンサの選択は、負荷およびコンバータ構成(昇圧または降圧、動作周波数)に依存します。LEDアプリケーションの場合、通常はLEDの等価抵抗が低いいため、出力フィルタ・コンデンサは電流リップルを減衰するようなサイズにする必要があります。X7Rタイプのセラミック・コンデンサの使用を推奨します。

昇圧、SEPIC、昇降圧モードのアプリケーションで同じLEDリップル電流を実現するには、降圧モード・アプリケーションよりも大きいフィルタ・コンデンサが必要です、動作周波数が低くなると、必要なコンデンサの値は比例して高くなります。データシートのアプリケーションに示された部品の値は、指定されたLED列の駆動に適しています。出力コンデンサおよびLED列インピーダンスの積により、LED電流レギュレーション・ループの2番目のドミナント・ポールが決まります。慎重を期して、実際の負荷で電源を検証します。

## アプリケーション情報

### パワー MOSFET の選択

高い入力電圧または出力電圧で動作するアプリケーションでは、パワー N チャンネル MOSFET スイッチは通常、ドレイン電圧  $V_{DS}$  の定格と低ゲート電荷  $Q_G$  を考慮して選択します。スイッチング損失はパワー損失よりも大きいため、通常はスイッチ・オン抵抗  $R_{DS(ON)}$  が 2 番目に考慮します。LED を駆動する場合、オープン負荷障害に備えて、 $V_{DS}$  定格が FB ピンで規定される閾値を上回るスイッチを選択します。表 4 に、いくつかの MOSFET メーカーのリストを示します。このデータシートに記載した応用回路で使用される MOSFET は、LT3762 と共に使用しても問題なく動作することが確認されています。その他の推奨 MOSFET については、弊社にお問い合わせください。

表 4. MOSFET メーカー

メーカー	Web
Vishay Siliconix	www.vishay.com
Fairchild	www.fairchildsemi.com
International Rectifier	www.irf.com
Infineon	www.infineon.com
Nexperia	www.nexperia.com

### 高電位側 PMOS 切断スイッチの選択

LT3762 の大半のアプリケーションでは、PWM 調光比を最適化または最大化し、障害が発生したときに LED 列を過熱から保護するため、最小  $V_{TH}$  が  $-1V \sim -2V$  の高電位側 PMOS 切断スイッチを推奨します。高電位側 PMOS 切断スイッチは通常、ドレイン-ソース間電圧  $V_{DS}$  と連続ドレイン電流  $I_D$  を考慮して選択します。正しい動作のためには、 $V_{DS}$  定格が、FB ピンで規定されたオープン LED レギュレーション電圧を上回る必要があります。また、 $I_D$  定格は  $I_{LED}$  より高くなければなりません。

### ショットキー整流器の選択 (非同期アプリケーション)

同期 MOSFET を使用しない場合 (TG ドライバにより MOSFET を制御)、SW ピンを接地し、BOOST ピンを  $INTV_{CC}$  に接続し、TG ピンをフロート状態にする必要があります。BG に制御された MOSFET がオフの場合、インターバル中の電流を伝導するためにパワー・ショットキー・ダイオードが選択されます。最大 SW 電圧に適した定格を持つダイオードを選択してください。リーク電流は PWM が「L」の間に出力から流れ、温度に従って増加するため、PWM 調光機能を使用する場合、リーク電流が十分に低いショットキー・ダイオードを選択することが重要です。表 5 に、いくつかの推奨部品メーカーのリストを示します。

表 5. ショットキー整流器メーカー

メーカー	Web
On Semiconductor	www.onsemi.com
Diodes, Inc	www.diodes.com
Central Semiconductor	www.centralsemi.com
Rohm Semiconductor	www.rohm.com

### 検出抵抗の選択

オン・サイクル中に BG に制御された MOSFET 電流を検出する抵抗  $R_{SENSE}$  は、SNSP-SNSN ピンに対する電流制限閾値の  $80mV$  (標準) を超えることなく、アプリケーションの駆動に十分なスイッチ電流を供給できるように選択する必要があります。降圧モード・アプリケーションの場合、必要な LED 電流より 30% 以上高いスイッチ電流を供給する抵抗を選択してください。降圧モードでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{SENSE(BUCK)} \leq \frac{0.05V}{I_{LED}}$$

昇降圧モードでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{SENSE(BUCK-BOOST)} \leq \frac{V_{IN} \cdot 0.05V}{(V_{IN} + V_{LED}) \cdot I_{LED}}$$

## アプリケーション情報

昇圧モードでは、次式に従って抵抗を選択します。

$$R_{\text{SENSE(BOOST)}} \leq \frac{V_{\text{IN}} \cdot 0.05V}{V_{\text{LED}} \cdot I_{\text{LED}}}$$

$R_{\text{SENSE}}$  は、BG ゲート・ドライバに制御された MOSFET への電流経路が最短になるように配置します。LT3762 への SNSP 入力と SNSN 入力は、それぞれ、 $R_{\text{SENSE}}$  の正端子および負端子にケルビン接続します。

80mV (標準) 未満の検出電流制限閾値でいくらかのマージンを確保するため、上の式では 50mV が使用されています。

### インダクタの選択

LT3762 で使用するインダクタには、 $R_{\text{SENSE}}$  抵抗で選択された最大スイッチ電流に適した飽和電流定格を持つインダクタを選択します。インダクタ値は、動作周波数と入出力電圧に基づいて、約 15mV の大きさの差動電流モード信号を SNSP-SNSN に供給するように選択します。次式を使用して、インダクタ値を見積もることができます ( $T_{\text{SW}}=1/f_{\text{OSC}}$ )。

$$L_{\text{BUCK}} = \frac{T_{\text{SW}} \cdot R_{\text{SENSE}} \cdot V_{\text{LED}} (V_{\text{IN}} - V_{\text{LED}})}{V_{\text{IN}} \cdot 0.015}$$

$$L_{\text{BUCK-BOOST}} = \frac{T_{\text{SW}} \cdot R_{\text{SENSE}} \cdot V_{\text{LED}} \cdot V_{\text{IN}}}{(V_{\text{LED}} + V_{\text{IN}}) \cdot 0.015}$$

$$L_{\text{BOOST}} = \frac{T_{\text{SW}} \cdot R_{\text{SENSE}} \cdot V_{\text{IN}} (V_{\text{LED}} - V_{\text{IN}})}{V_{\text{LED}} \cdot 0.015}$$

表 6 に、いくつかの推奨インダクタ・メーカーを示します。

表 6. インダクタのメーカー

メーカー	Web
Sumida	<a href="http://www.sumida.com">www.sumida.com</a>
Würth Elektronik	<a href="http://www.we-online.com">www.we-online.com</a>
Coiltronics	<a href="http://www.cooperet.com">www.cooperet.com</a>
Vishay	<a href="http://www.vishay.com">www.vishay.com</a>
Coilcraft	<a href="http://www.coilcraft.com">www.coilcraft.com</a>

### ループ補償

LT3762 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選択します。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 10nF 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。

### ソフトスタート・コンデンサの選択

多くのアプリケーションにとって、起動時のインラッシュ電流を最小化することは重要です。内蔵ソフトスタート回路は、起動時の電流スパイクと出力電圧オーバーシュートを大幅に低減します。ソフトスタート・インターバルは、次式に従って選択されたソフトスタート・コンデンサによって設定されます。

$$T_{\text{SS}} = C_{\text{SS}} \cdot \frac{2V}{28\mu\text{A}}$$

ソフトスタート・コンデンサの代表値は、0.1 $\mu\text{F}$  です。ソフトスタート・ピンにより、スイッチの発振周波数と最大電流が低下します。また、ソフトスタートは障害保護の役割も果たし、コンバータを強制的にヒカップ・モードまたはラッチオフ・モードに切替えます。詳細については、障害保護:ヒカップ・モードとラッチオフ・モードセクションを参照してください。

## アプリケーション情報

### 障害保護:ヒックアップ・モードとラッチオフ・モード

LED過電流状態、INTV<sub>CC</sub>の低電圧、出力不足 (FB ≤ 0.3V)、サーマル・リミットのいずれかが発生した場合、LEDアレイを電力経路から切り離すためにPWMTGピンが「H」になり、BGピンとTGピンが「L」になります。ソフトスタート・ピンが充電中で、依然として1.7V未満である場合、28μAソースを使用して継続します。ソフトスタート・ピンが1.7Vを上回った後、プルアップ・ソースがディスエーブルされ、2.8μAソースがプルダウンになります。SSピンの放電中、BGピンとTGピンは強制的に「L」になります。SSピンが0.2V未満まで放電されると、新しいサイクルが開始されます。これをヒックアップ・モード動作と呼びます。SSが0.2Vを下回っても障害が持続する場合、スイッチングをイネーブルする前に、SS充電/放電のフル・サイクルを完了する必要があります。

V<sub>REF</sub>ピンとSSピンの間に抵抗が配置されており、障害発生中にSSピンが0.2Vより高く維持される場合、LT3762はラッチオフ・モードに切替わって、BGピンとTGピンが「L」になり、PWMTGピンが「H」になります。ラッチオフ・モードから抜けるには、EN/UVLOピンを「L」から「H」に切替える必要があります。

### 基板レイアウト

LT3762は高速で動作するので、基板レイアウトと部品の配置には細心の注意が必要です。パッケージの露出パッドはデバイスのGND端子であり、デバイスの温度管理にとっても重要です。露出パッドと基板のグラウンド・プレーン間に良好な電氣的接触と熱接触を確保することが非常に重要です。電磁干渉(EMI)を低減するためには、高dV/dtのスイッチング・ノード領域、特にBOOST、SW、TG、AUXSW1、AUXBSTの各ピンに接続された経路を最小化する必要があります。スイッチング・ノードの下でグラウンド・プレーンを使用して、高感度信号のプレーン間結合を排除します。以下の高dI/dtトレースの長さも最小化する必要があります。

1. BGスイッチからGNDまで
2. TGスイッチから出力フィルタ・コンデンサを介してGNDまで

これら2つのスイッチング電流トレースのグラウンド・ポイントは、1つの共通ポイントに接続してから、LT3762の下のグラウンド・プレーンに接続します。同様に、INTV<sub>CC</sub>レギュレータのバイパス・コンデンサのグラウンド終端はスイッチング経路のGNDの近くに配置します。補償ネットワークおよび他のDC制御信号のグラウンドは、デバイスの下にスター接続します。FB、RT、PWM、V<sub>C</sub>などの高インピーダンス信号の配線は長くしないでください。さもなければ、スイッチング・ノイズを拾うことがあります。ISN入力とISP入力には小さな可変DC入力バイアス電流が流れるため、これらのピンに直列な抵抗は最小限に抑えて、電流検出閾値にオフセットが生じないようにする必要があります。同様に、SNSPおよびSNSN入力に直列な抵抗も最小限に抑えて、スイッチ電流検出制限閾値が変動しないようにします。図14に、昇圧コンバータに推奨される両面レイアウトを示します。ただし、最高の性能を得るためには、4層レイアウトを推奨しています。リファレンス・レイアウト設計については、DC2342Aのデモ回路を参照してください。

アプリケーション情報

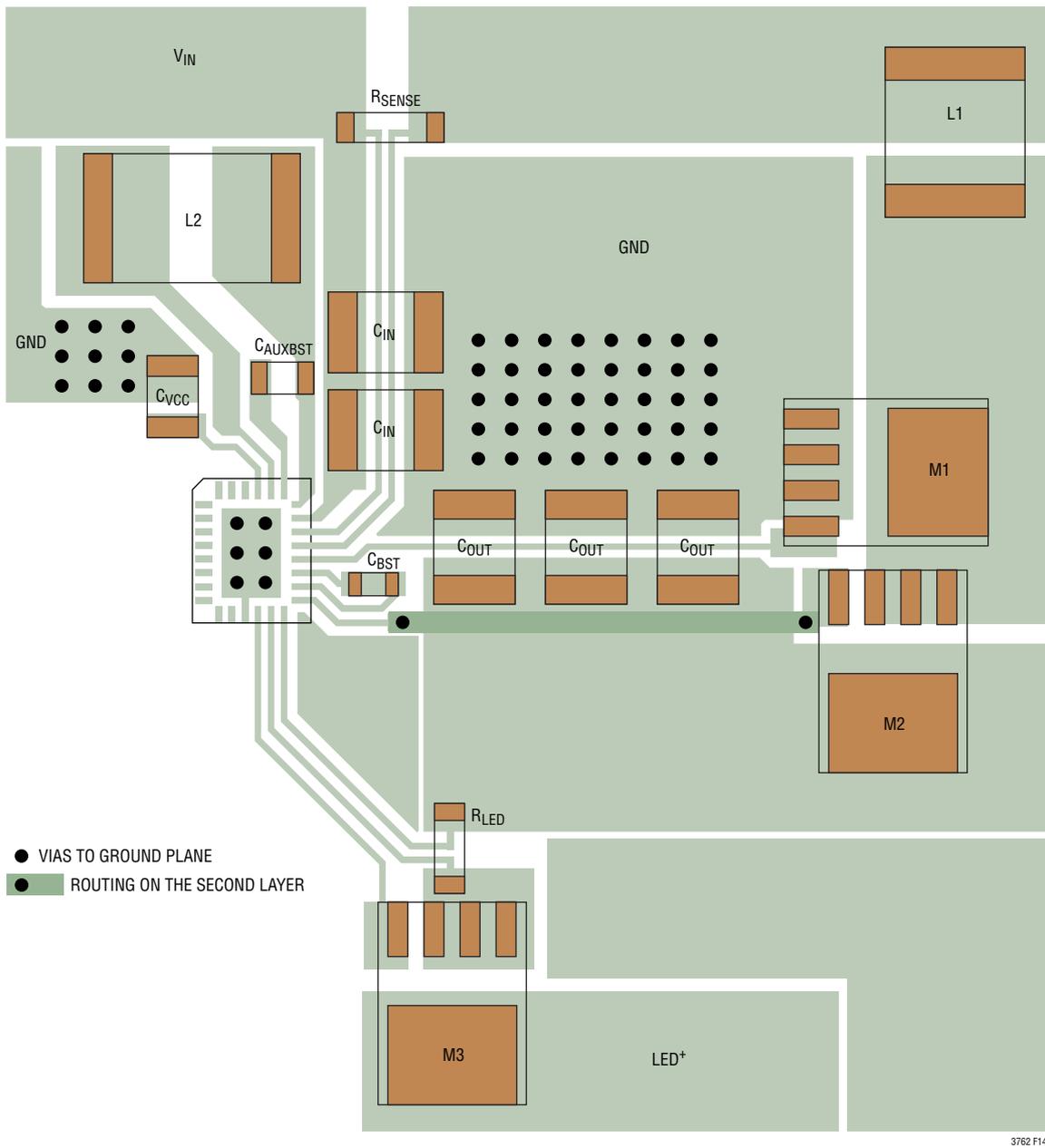
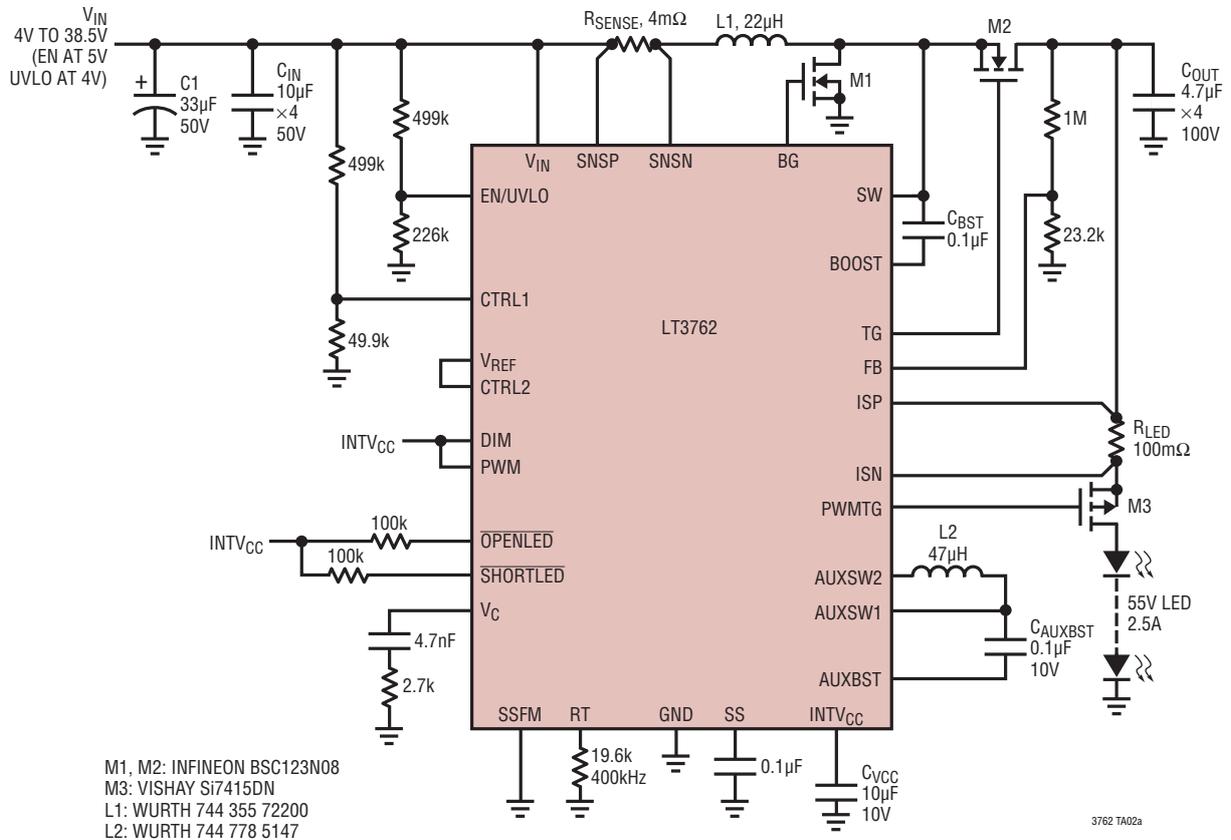


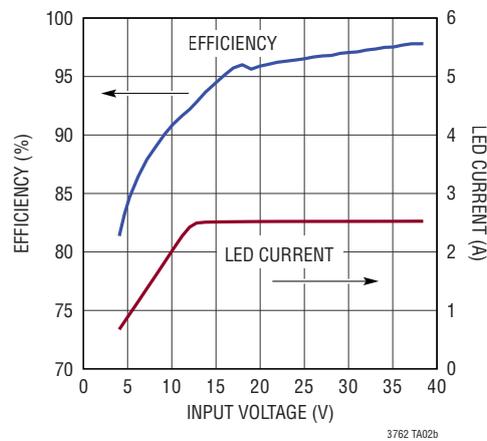
図14. 昇圧コンバータ・パワー・ステージの2層基板レイアウト簡略図(UFDパッケージ)

## 標準的応用例

### 140W同期整流式昇圧LEDドライバ

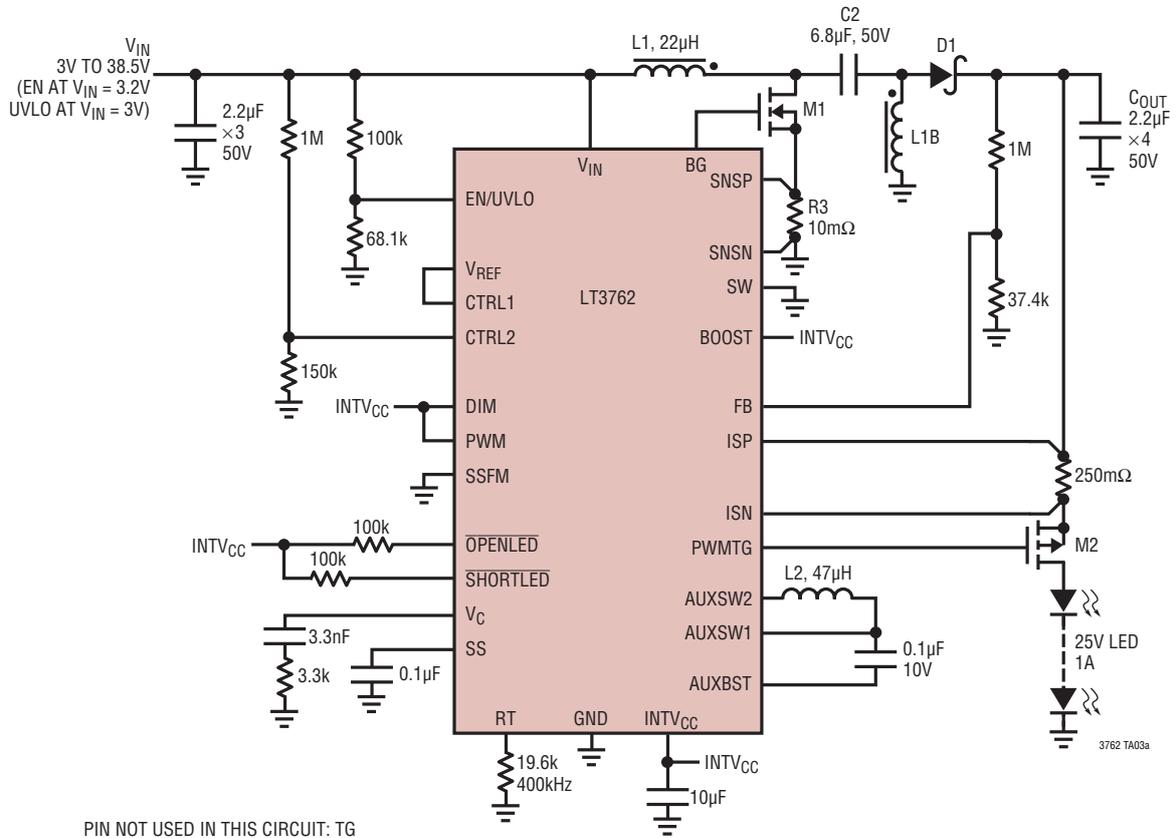


### 効率

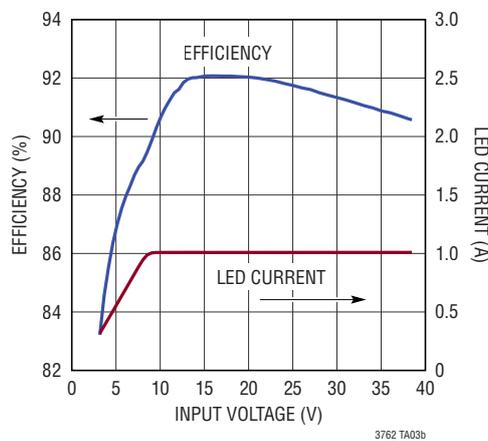


標準的応用例

自動車用DRLのSEPIC LEDドライバ

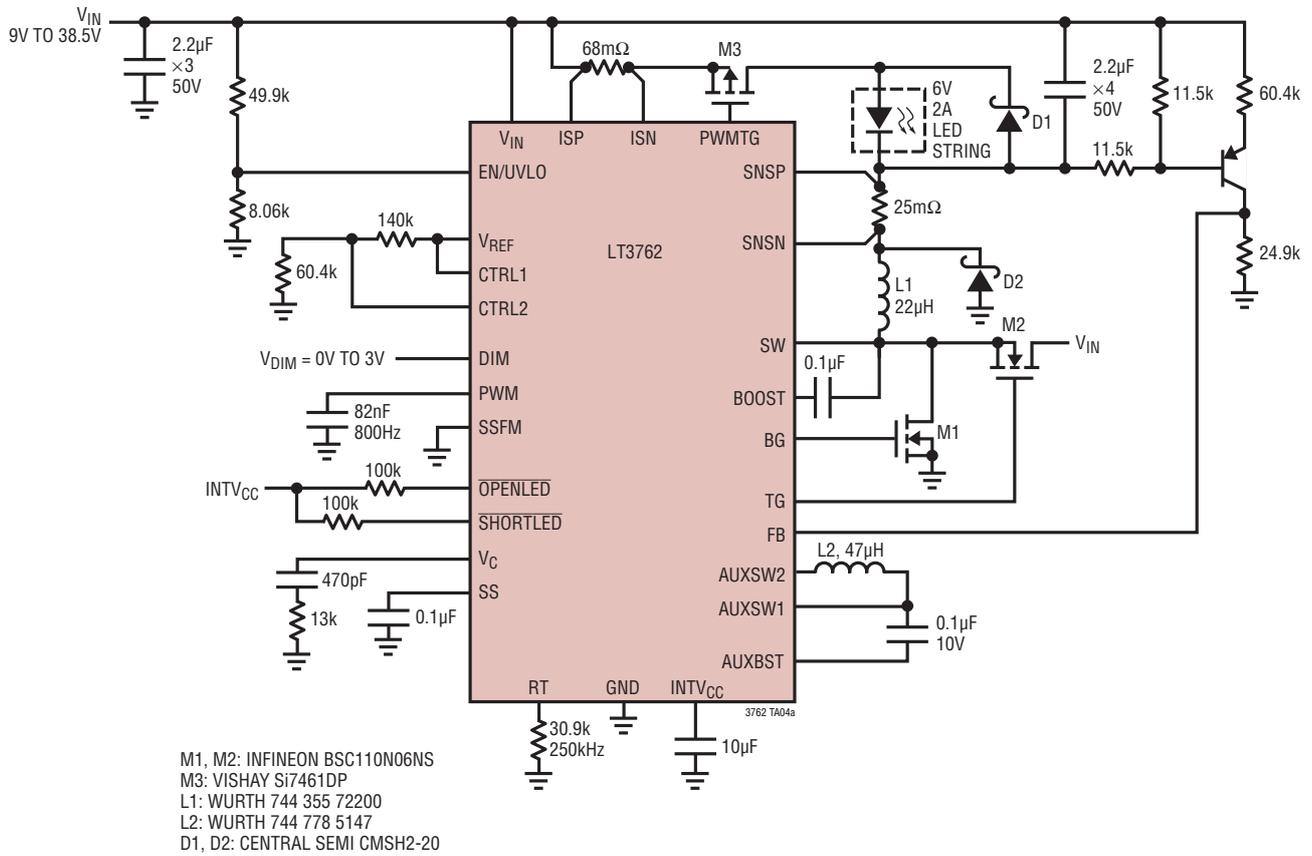


効率

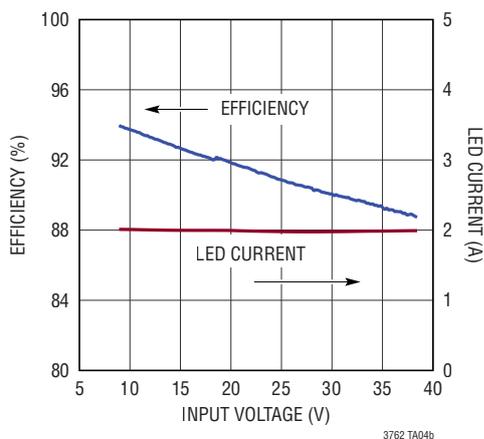


## 標準的応用例

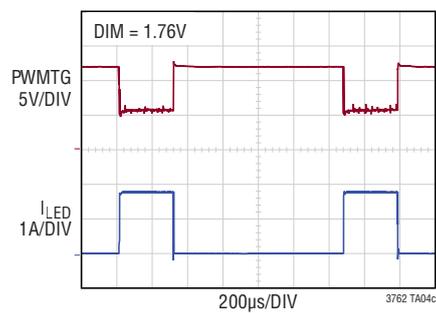
### 同期整流式降圧モードLEDドライバ



効率

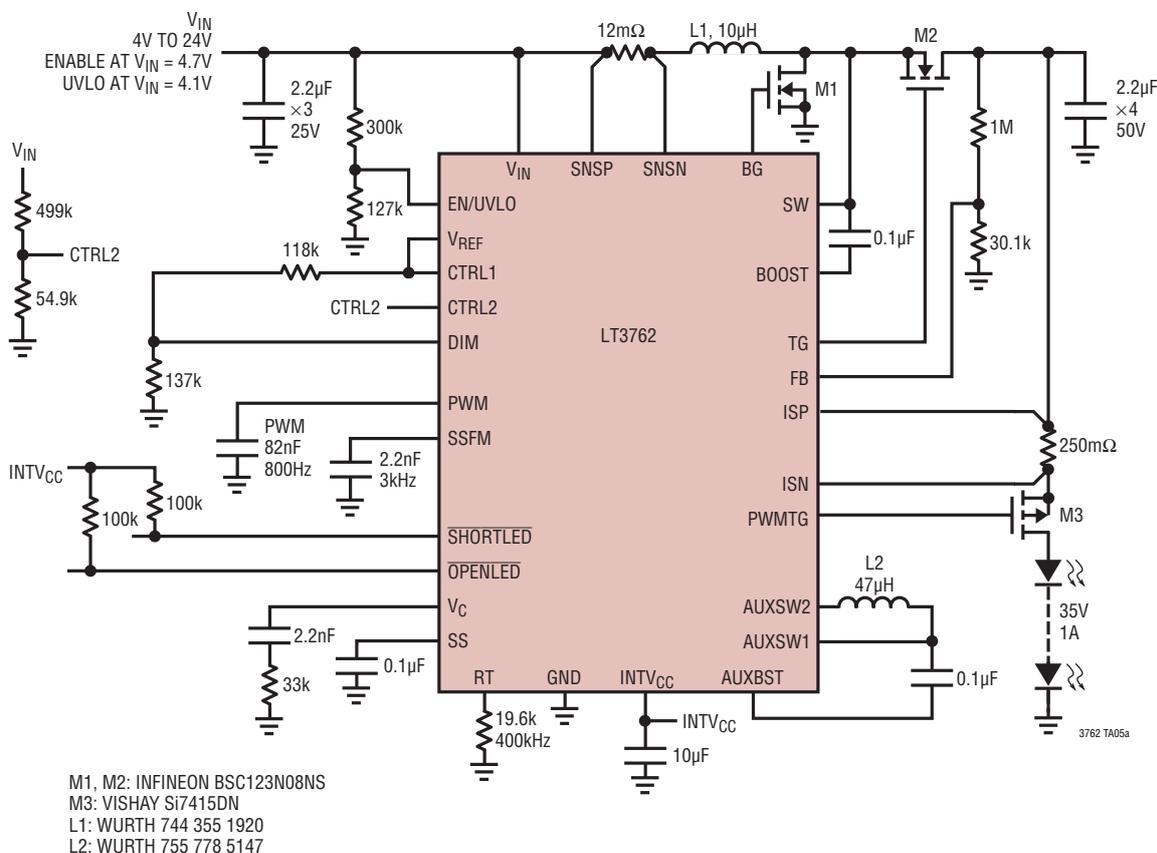


内部PWM調光  
デューティ・サイクル25%



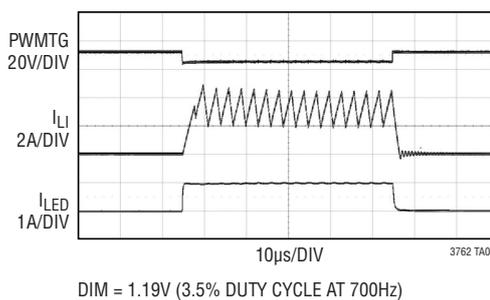
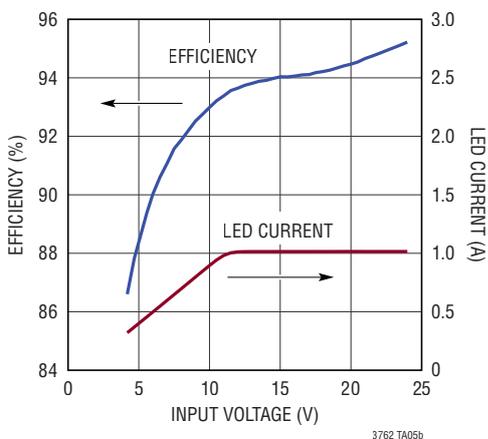
標準的応用例

内部 3.5% PWM 調光およびスペクトラム拡散 EMI 低減機能を備えた、低  $V_{IN}$  の同期整流式昇圧 LED ドライバ



内部 PWM 調光とスペクトラム拡散周波数変調 (オシロスコープは無限残光モードに設定)

効率

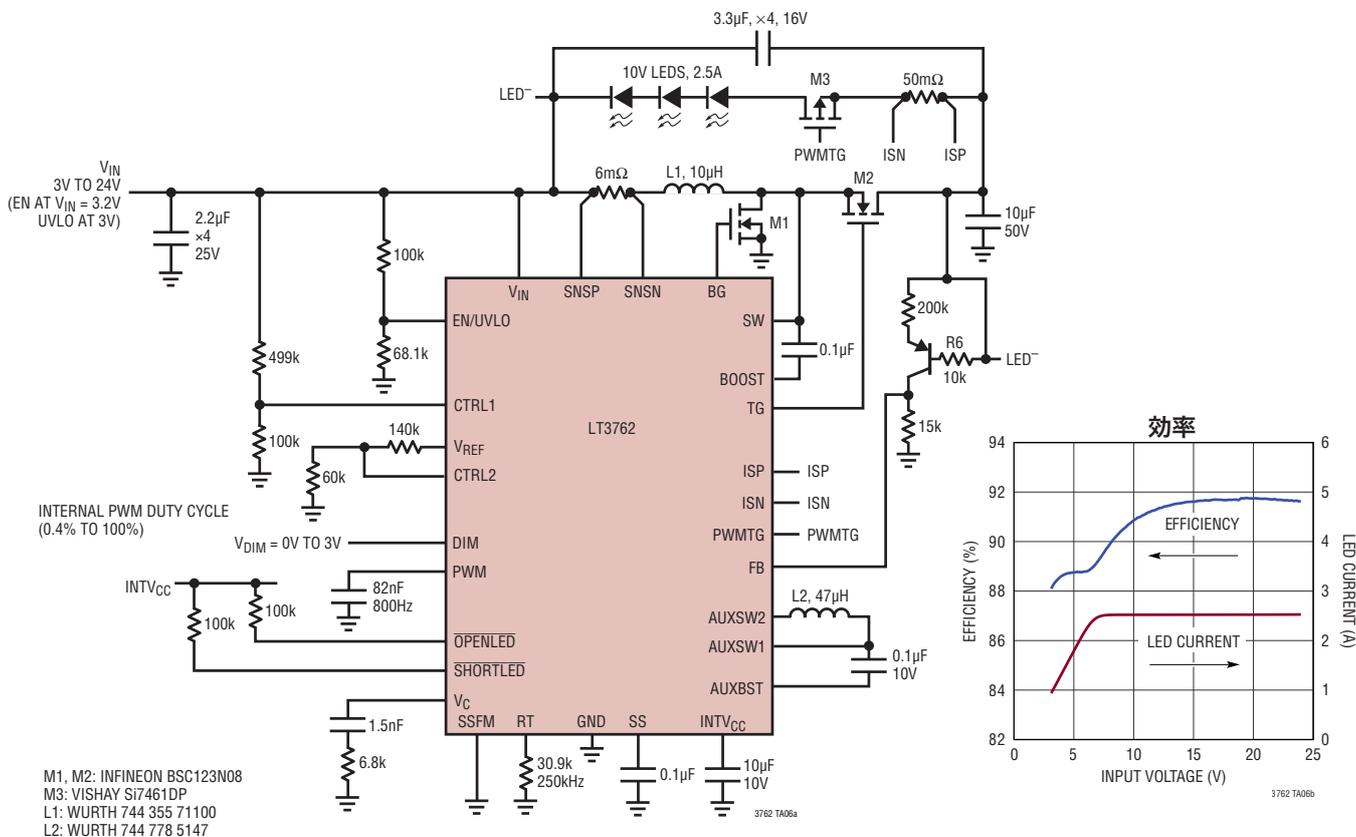






## 標準的応用例

25W 昇降圧モードのPWM 調光機能付き自動車用LEDドライバ



## 関連製品

製品番号	概要	注釈
LT3761/LT3761A	3000:1のPWM調光機能を備えPWM信号発生器を内蔵したマルチトポロジーの1MHz LEDコントローラ	$V_{IN}: 4.5V \sim 60V$ , $V_{OUT(MAX)} = 80V$ , PWMおよびアナログ調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ , MSOP-16Eパッケージ
LT8391/LT8391A	2000:1のPWM調光機能と低EMIのスペクトラム拡散動作を備えた650kHz/2MHz同期整流式昇降圧LEDコントローラ	$V_{IN}: 4V \sim 60V$ , $V_{OUT(MAX)} = 60V$ , $V_{LED(MAX)} = 51V$ , PWMおよびアナログ調光、 $I_{SD} < 2\mu A$ , 高電位側PMOS LED切断スイッチ・ドライバ、4mm×5mm QFN-28およびTSSOP-28Eパッケージ
LT3755/LT3755-1/ LT3755-2	True Color 3000:1のPWM調光機能を備えた40VINマルチトポロジーの1MHz LEDコントローラ	$V_{IN}: 4.5V \sim 40V$ , $V_{LED(MAX)} = 75V$ , PWMおよびアナログ調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ , 3mm×3mm QFN-16およびMSOP-16Eパッケージ
LT3756/LT3756-1/ LT3756-2	True Color 3000:1のPWM調光機能を備えた100VINマルチトポロジーの1MHz LEDコントローラ	$V_{IN}: 6V \sim 100V$ , $V_{LED(MAX)} = 100V$ , PWMおよびアナログ調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ , 3mm×3mm QFN-16およびMSOP-16Eパッケージ
LT3795	低EMIのスペクトラム拡散、3000:1 True ColorのPWM調光、プログラム可能な入力電流制限を備えた100V(絶対最大電圧110V)マルチトポロジーの1MHz LEDコントローラ	$V_{IN}: 4.5V \sim 100V$ , $V_{OUT(MAX)} = 100V$ , PWMおよびアナログ調光、 $I_{SD} < 10\mu A$ , 高電位側PMOS LED切断スイッチ・ドライバ、TSSOP-28Eパッケージ
LT3922	2A/40Vスイッチおよび5000:1のTrue Color PWM調光を備えたモノリシック Silent Switcher(サイレント・スイッチャ)、2MHz同期整流式昇圧LEDドライバ	$V_{IN}: 2.8V \sim 36V$ , $V_{LED(MAX)} = 34V$ , PWMおよびアナログ調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ , 高電位側PMOS LED切断スイッチ・ドライバ、4mm×5mm QFN-28パッケージ
LT3952	4A/60Vパワー・スイッチ、低EMIのスペクトラム拡散および4000:1のTrue Color PWM調光を備えたモノリシックのマルチトポロジー3MHz LEDドライバ	$V_{IN}: 3V \sim 42V$ , $V_{OUT(MAX)} = 60V$ , PWMおよびアナログ調光、 $I_{SD} < 1\mu A$ , 高電位側PMOS LED切断スイッチ・ドライバ、TSSOP-28Eパッケージ