

スイッチ電流が4Aの 60V LEDドライバ

特長

- 4000:1 の True Color PWM™調光
- 4A、60V DMOS スイッチ内蔵
- 広い入力電圧範囲: 3V~42V
- モニタ機能を備えた0V~60V出力電流レギュレーション
- PWM制御および出力遮断用のPMOSスイッチ・ドライバ
- LED短絡保護とSHORTLEDフラグ
- スペクトラム拡散周波数変調回路を内蔵
- 定電流および定電圧レギュレーション
- 入力電流制限およびモニタ
- 調整可能な周波数: 200kHz~3MHz、外部クロックと同期可能
- 10:1のアナログ調光
- OPENLEDフラグによるプログラマブルなオープンLED保護
- プログラマブルなVIN低電圧ロックアウトおよび過電圧ロックアウト
- 28ピンTSSOPパッケージ

アプリケーション

- ディスプレイのバックライト
- 自動車用およびアビオニクス(航空電子機器)用の照明機器
- 高精度の電流制限電圧レギュレータ

概要

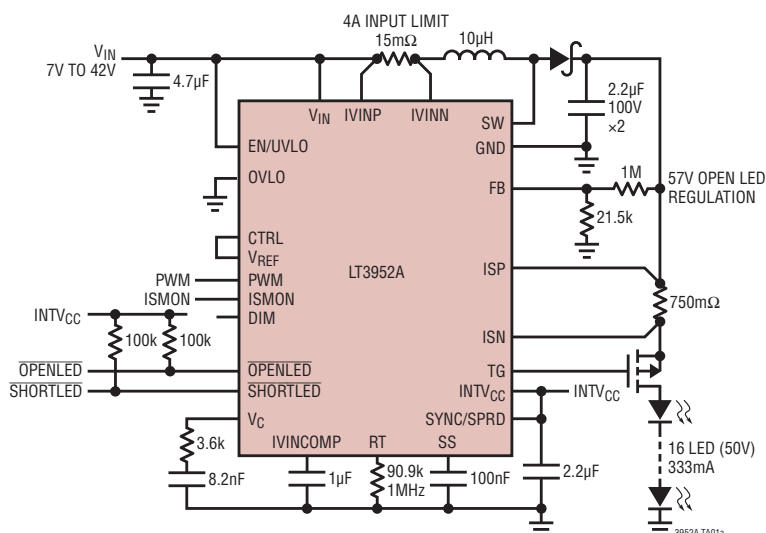
LT®3952Aは、60V、80mΩのDMOSパワー・スイッチを内蔵した電流モード昇圧DC/DCコンバータです。LT3952Aは、特に複数の構成で大電力LEDを駆動する目的で設計されています。このデバイスは、入力および出力の電流レギュレーション・ループと出力の電圧レギュレーション・ループを組み合わせて、柔軟な電流源/電圧源として動作します。

スイッチング周波数のプログラミングとオプションのスペクトラム拡散周波数変調機能により、EMIを低減しつつ、効率や部品サイズに関して外付け部品を最適化できます。LED電流は外付けの検出抵抗でプログラム可能であり、CTRLピンの電圧によってゼロからフルスケールまで調整できます。外部PWM入力により、LEDのON/OFF制御が可能であり、4000:1の調光比が得られます。また、内蔵のPWM発生器により、単独型アプリケーションやI/O制限アプリケーションでPWM調光の効率を実現します。LT3952Aは熱特性が改善された28ピンTSSOPパッケージで供給されます。

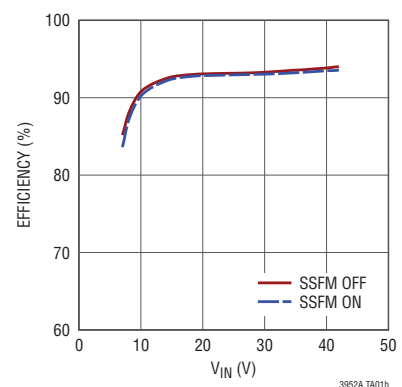
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。7199560、7321203、7746300を含む米国特許によって保護されています。特許出願中。

標準的応用例

スペクトラム拡散周波数変調機能を備えた短絡に強い昇圧型LEDドライバ



効率と入力電圧



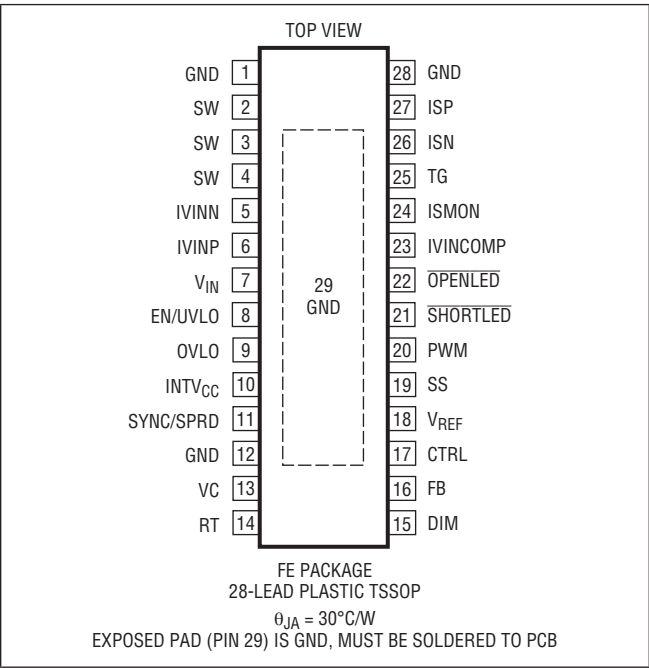
LT3952A

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 、 IV_{INP} 、 IV_{INN} 、 $\overline{SHORTLED}$ 、 $\overline{OPENLED}$ 、	
EN/UVLO	42V
OVLO	12V
SW、ISP、ISN、TG	60V
IV_{INP} - IV_{INN}	-1V~3V
CTRL、FB、DIM、SYNC/SPRD、PWM	$INTV_{CC} + 0.3V$
VC、SS、ISMON、 IV_{INCOMP}	3V
RT、 V_{REF}	2V
$INTV_{CC}$ (Note 4)	3.6V
動作ジャンクション温度範囲 (Note 2、3)	
LT3952AE/LT3952AI	-40°C~125°C
LT3952AH	-40°C~150°C
保存温度範囲	-65°C~150°C
ピン温度 (ハンダ処理、10 秒)	300°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
LT3952AEFE#PBF	LT3952AEFE#TRPBF	LT3952AFE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C~125°C
LT3952AIFE#PBF	LT3952AIFE#TRPBF	LT3952AFE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C~125°C
LT3952AHFE#PBF	LT3952AHFE#TRPBF	LT3952AFE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C~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。

電氣的特性

●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、 $V_{IN} = IV_{INP} = IV_{INN} = 12\text{V}$ 、 $ISP = ISN = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = PWM = 3\text{V}$ 、 $CTRL = 2\text{V}$ 、 $OVLO = 0\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Operating Voltage				3	V
Supply Current	FB = 1.3V, $R_T = 40.2\text{k}$, CTRL = 0V EN/UVLO = 0V, CTRL = 0V EN/UVLO = 1.15V, CTRL = 0V		1.5	2.2	mA
			0	1	μA
			35	60	μA

内部レギュレータ

INTV _{CC} Output Voltage	CTRL = 0V	2.90	3.00	3.10	V
INTV _{CC} Dropout Voltage	$V_{IN} = 3\text{V}$, CTRL = 0V		150		mV
INTV _{CC} Undervoltage Lockout	INTV _{CC} Rising, CTRL = 0V	2.62	2.68	2.74	V
INTV _{CC} UVLO Hysteresis	CTRL = 0V		200		mV

リファレンス電圧出力

V _{REF} Voltage	$I_{VREF} = -100\mu\text{A}$, CTRL = 0V	●	1.955	2.000	2.045	V
V _{REF} Line Regulation	$3\text{V} < V_{IN} < 42\text{V}$, CTRL = 0V			0.01		%/V
V _{REF} Load Regulation	$0\mu\text{A} < I_{VREF} < -100\mu\text{A}$, CTRL = 0V			0.6		%

電流帰還

CTRL Range for Current Sense Threshold Adjustment			0.2		1.2	V
CTRL PWM Shutdown Threshold	CTRL Falling			100	125	mV
CTRL PWM Threshold Hysteresis				12.5		mV
CTRL Zero-Scale Offset				200		mV
CTRL Input Bias Current	CTRL = 0V, Current Out of Pin			20	100	nA
Current Sense Common Mode Input Range	CTRL = 1.5V		0		60	V
Full-Scale Current Sense Accuracy ($V_{ISP}-V_{ISN}$)	ISP = 60V, CTRL = 1.5V	●	245	250	255	mV
Midrange Current Sense Accuracy ($V_{ISP}-V_{ISN}$)	ISP = 60V, CTRL = 0.7V		115	125	135	mV
1/10th Scale Current Sense Accuracy ($V_{ISP}-V_{ISN}$)	ISP = 60V, CTRL = 0.3V		10	25	40	mV
Low Side Current Sense Accuracy ($V_{ISP}-V_{ISN}$)	ISP = 0V, CTRL = 1.5V	●	240	250	260	mV
Overcurrent Sense Threshold		●	350	375	390	mV
ISP to VC Transconductance	CTRL = 1.5V			275		μS
ISP/ISN Input Bias Current	PWM = 5V (Active), ISP = 60V PWM = 0V (Standby), ISP = 60V			250		μA
				12	20	μA
Current Sense Monitor Ratio ($V_{ISMON}/(V_{ISP}-V_{ISN})$)	CTRL = 0.4V, 0.8V			4		V/V
Current Sense Monitor Accuracy (V_{ISMON})	CTRL = 1.5V, ISP = 60V		0.950	1.000	1.050	V

入力電流検出アンプ

Amplifier Supply Current (From IV _{INP})	IV _{INP} = IV _{INN} = 42V			35	60	μA
I_{VIN} Regulation Threshold ($V_{VINP}-IV_{INN}$)		●	55	60	65	mV
$I_{VINCOMP}$ to VC Transconductance				1650		μS
Input Common Mode Minimum Voltage					3	V
IV _{INP} /IV _{INN} to Monitor Voltage Gain				20		V/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、 $V_{IN} = IVINP = IVINN = 12\text{V}$ 、 $ISP = ISN = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = PWM = 3\text{V}$ 、 $CTRL = 2\text{V}$ 、 $OVLO = 0\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
TG ゲート・ドライバ						
PWM Input High Threshold	PWM Rising	●	1.15	1.2	1.25	V
PWM Hysteresis				20		mV
TG On Voltage	V_{ISP-TG} , $V_{ISP} > 10\text{V}$			8.5	9.5	V
TG Off Voltage	V_{ISP-TG} , $PWM = 0\text{V}$			0	0.3	V
TG Turn-On Time	$C_{LOAD} = 470\text{pF}$, PWM Rising			165		ns
TG Turn-Off Time	$C_{LOAD} = 470\text{pF}$, PWM Falling			135		ns
出力電圧の帰還						
FB Voltage Regulation Threshold (V_{FB})	$CTRL = 1.5\text{V}$	●	1.188 1.182	1.200 1.200	1.212 1.218	V V
FB Open-LED Threshold	FB Rising		$V_{FB} - 65\text{mV}$	$V_{FB} - 45\text{mV}$	$V_{FB} - 25\text{mV}$	V
FB Open-LED Threshold Hysteresis				15		mV
FB Overvoltage Threshold	FB Rising		$V_{FB} + 10\text{mV}$	$V_{FB} + 30\text{mV}$	$V_{FB} + 40\text{mV}$	V
FB Overvoltage Threshold Hysteresis				15		mV
FB Pin Bias Current		●		20	100	nA
Feedback Line Regulation	$3\text{V} < V_{IN} < 42\text{V}$			0.0003		%/V
FB to VC Transconductance				450		μS
VC Output Impedance				5000		$\text{k}\Omega$
ソフトスタート						
Soft-Start Sourcing Current	Current Out of Pin, $SS = 0.1\text{V}$		18	25	37	μA
Soft-Start Sinking Current	$SS = 1.8\text{V}$		1.5	2.5	4.1	μA
Soft-Start Hiccup Retry Threshold				200		mV
Soft-Start Strong Pull-Down On-Resistance				120		Ω
発振器						
RT Voltage				1.20		V
Switching Frequency	$R_T = 470\text{k}$	●	180	215	250	kHz
	$R_T = 90.9\text{k}$		0.93	1.0	1.07	MHz
	$R_T = 40.2\text{k}$		1.90	2.0	2.10	MHz
	$R_T = 25.5\text{k}$		2.75	3.0	3.25	MHz
Maximum Duty Cycle	$R_T = 470\text{k}$	●	98	99		%
	$SYNC = 300\text{kHz}$ Clock Signal, $R_T = 470\text{k}$		97	98		%
	$R_T = 90.9\text{k}$		92	95		%
	$R_T = 40.2\text{k}$		85	90		%
	$R_T = 25.5\text{k}$			80		%
Minimum Off-Time				50		ns
Minimum On-Time				75		ns
$SYNC/SPRD$ Pin Resistance to GND	$V_{SYNC} = 2\text{V}$			40		$\text{k}\Omega$
$SYNC/SPRD$ Input High Threshold			1.5			V
$SYNC/SPRD$ Input Low Threshold					0.4	V
Spread Spectrum Minimum Step as Percentage of f_{sw}				1		%
Spread Spectrum Maximum Step as Percentage of f_{sw}				31		%

電氣的特性

●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、 $V_{IN} = IV_{INP} = IV_{INN} = 12\text{V}$ 、 $ISP = ISN = 24\text{V}$ 、 $EN/UVLO = PWM = 3\text{V}$ 、 $CTRL = 2\text{V}$ 、 $OVLO = 0\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
PWM ジェネレータ						
PWM Pin Pull-Up/Pull-Down Current	PWM = 1.2V, DIM = 0.7V	●	5	10	15	μA
PWM Generator Lower Threshold Offset	$0.2\text{V} < \text{DIM} < 1.2\text{V}$		$V_{\text{DIM}} - 15$	$V_{\text{DIM}} + 0$	$V_{\text{DIM}} + 15$	mV
PWM Generator Upper Threshold Offset	$0.2\text{V} < \text{DIM} < 1.2\text{V}$		$V_{\text{DIM}} + 800$	$V_{\text{DIM}} + 950$	$V_{\text{DIM}} + 1100$	mV
PWM Generator Frequency	DIM = 0.7V, $C_{\text{PWM}} = 22\text{nF}$			230		Hz
DIM Pin Output Current	DIM = 0.7V	●	10	20	30	μA
TG Duty Cycle Using PWM Generator	DIM = 0.345V		1	10	25	%
	DIM = 0.535V		20	30	40	%
	DIM = 0.725V		40	50	60	%
	DIM = 1.105V		86	90	94	%
パワー・スイッチ						
Switch On-Resistance	$I_{\text{SW}} = 500\text{mA}$			80		m Ω
Switch Leakage Current	SW = 60V, CTRL = 0V				2	μA
VC to Current Threshold Transconductance				7.5		S
Maximum Power Switch Current Limit	VC = 2V		4	4.5	5	A
ロジック入出力						
EN/UVLO Disable Threshold	EN/UVLO Falling	●	1.191	1.230	1.269	V
EN/UVLO Threshold Internal Hysteresis				75		mV
EN/UVLO Hysteresis Current	EN/UVLO = 1.25V, Device in Shutdown			2		μA
	EN/UVLO = 1.5V, Device in Operation			0	0.4	μA
OVLO Threshold	OVLO Rising	●	1.191	1.230	1.269	V
OVLO Threshold Hysteresis				25		mV
OVLO Input Bias Current	OVLO = 1V			15	100	nA
SHORTLED On-Resistance	$I_{\text{SHORTLED}} = 1\text{mA}$			60		Ω
SHORTLED Output Low Voltage	$I_{\text{SHORTLED}} = 2\text{mA}$				0.3	V
SHORTLED Off-State Leakage	SHORTLED = 42V				1	μA
OPENLED On-Resistance	$I_{\text{OPENLED}} = 1\text{mA}$			60		Ω
OPENLED Output Low Voltage	$I_{\text{OPENLED}} = 2\text{mA}$				0.3	V
OPENLED Off-State Leakage	OPENLED = 42V				1	μA

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。

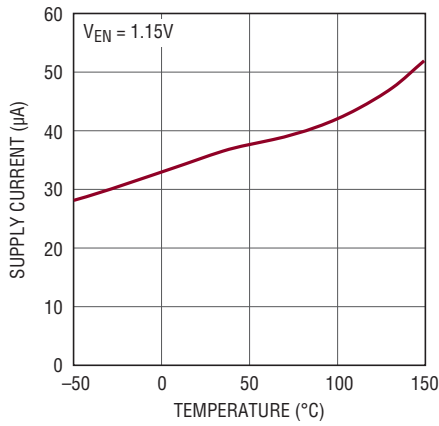
Note 2: LT3952AE は $0^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の範囲で性能仕様に適合することが確認されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LT3952AI は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で性能仕様に適合することが確認されている。LT3952AH は $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の全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。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レーティングされる。

Note 3: LT3952A 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。規定された最大動作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。

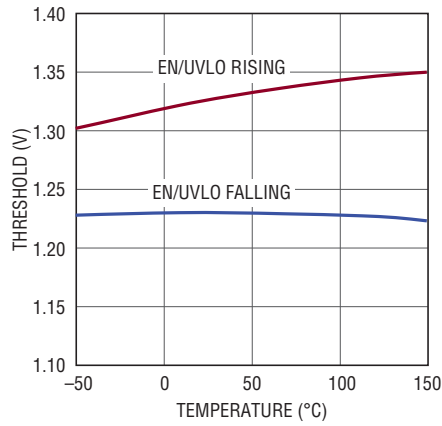
Note 4: INTV_{CC} は出力であり、外部から駆動することを意味するものではない。

代表的な性能特性

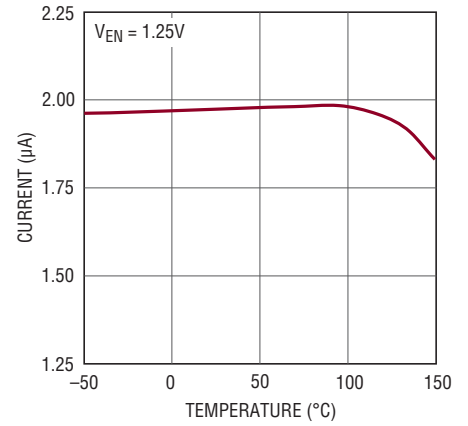
シャットダウン電流と温度



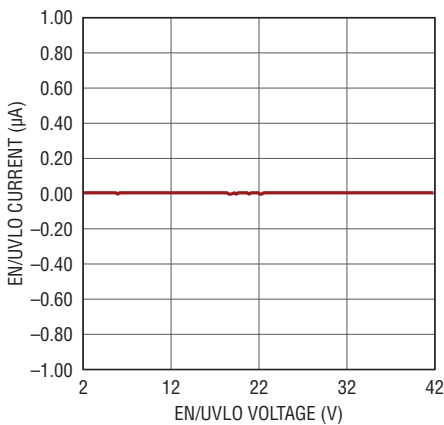
EN/UVLOの閾値と温度



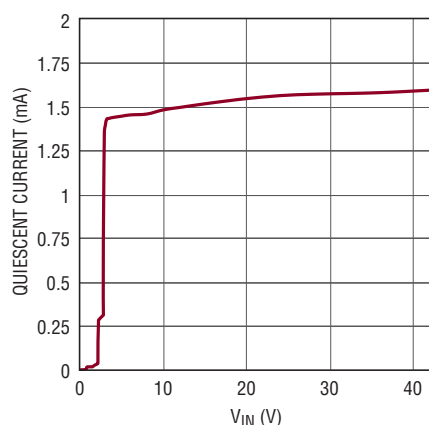
EN/UVLOのヒステリシス電流と温度



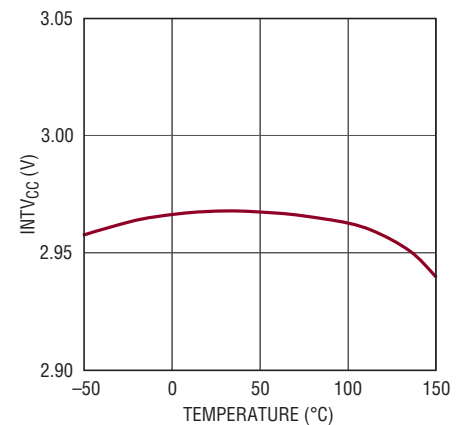
閾値より高い電圧でのEN/UVLOのバイアス電流



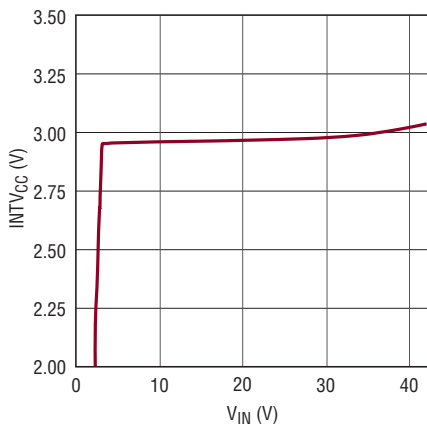
静止電流と入力電圧



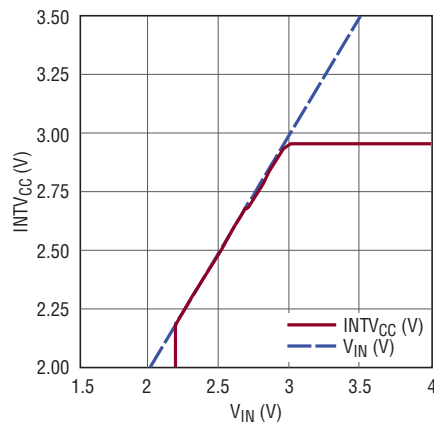
INTV_{CC}の電圧と温度



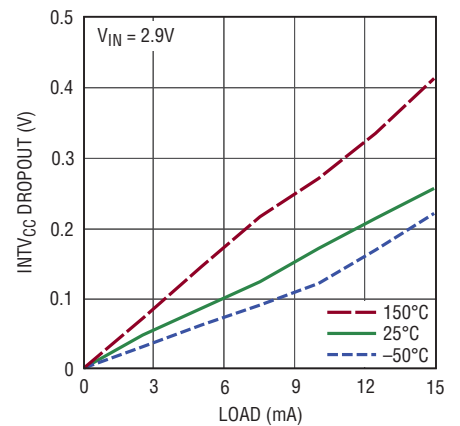
INTV_{CC}と入力電圧



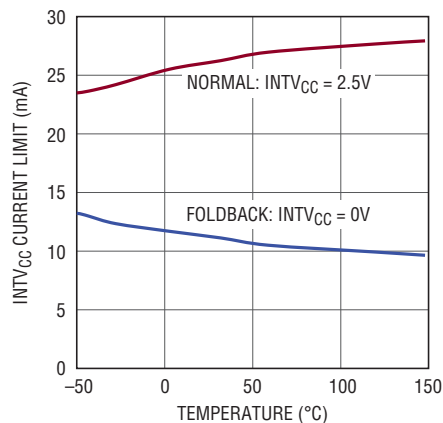
INTV_{CC}と入力電圧、ドロップアウト



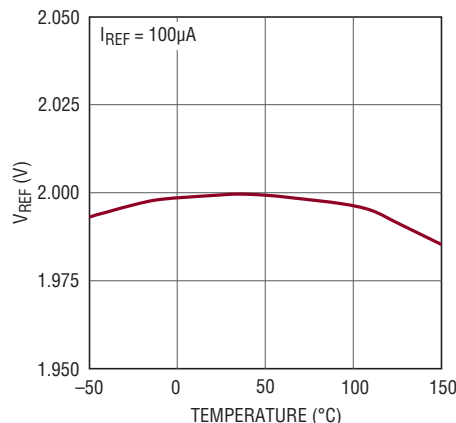
INTV_{CC}のドロップアウトと負荷および温度



代表的な性能特性

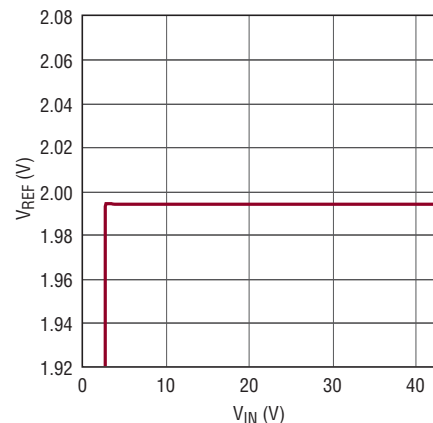
INTV_{CC}の電流制限と温度

3952A G10

V_{REF}の電圧と温度

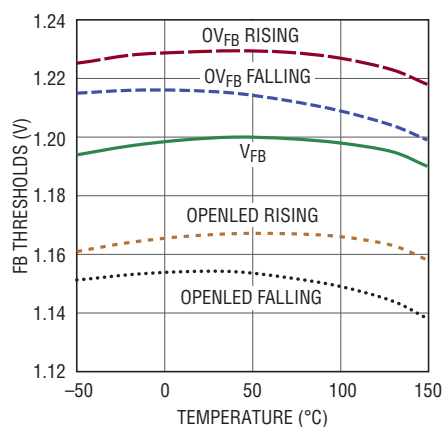
3952A G11

リファレンス電圧と入力電圧

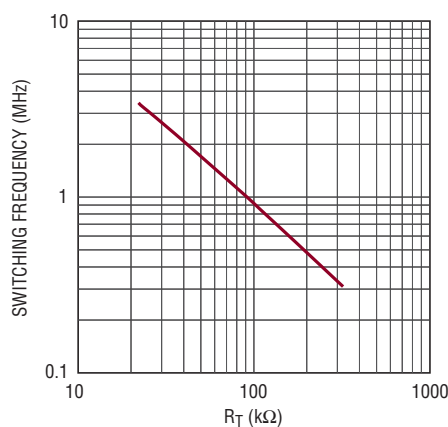


3952A G12

FBの閾値と温度

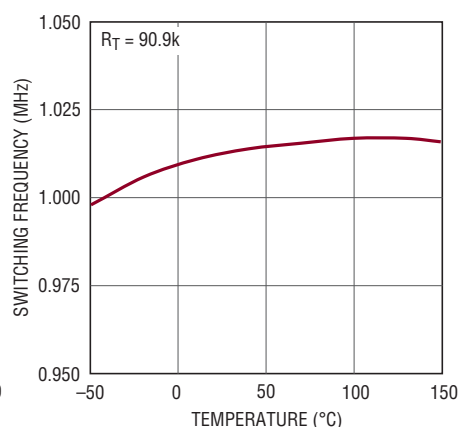


3952A G13

スイッチング周波数とR_T

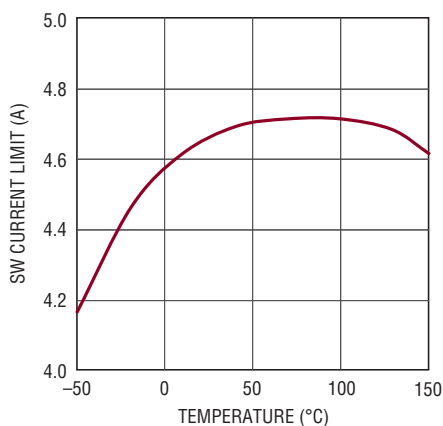
3952A G14

スイッチング周波数と温度



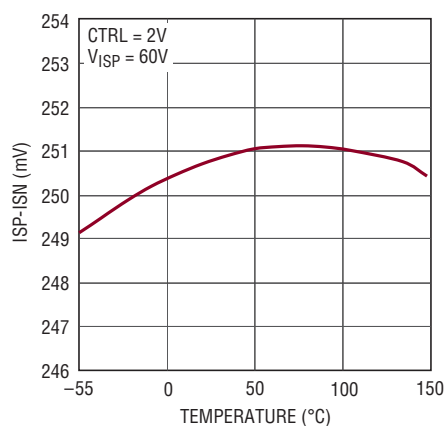
3952A G15

SWの電流制限と温度



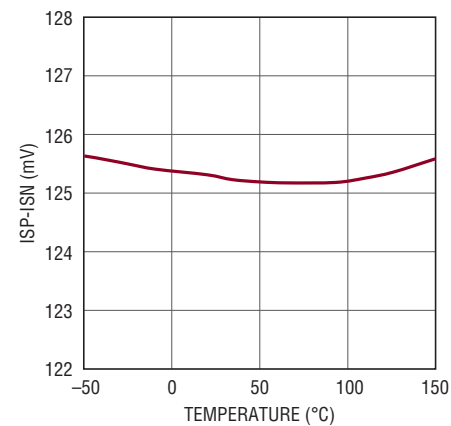
3952A G16

ISP/ISNのフルスケール閾値と温度



3952A G17

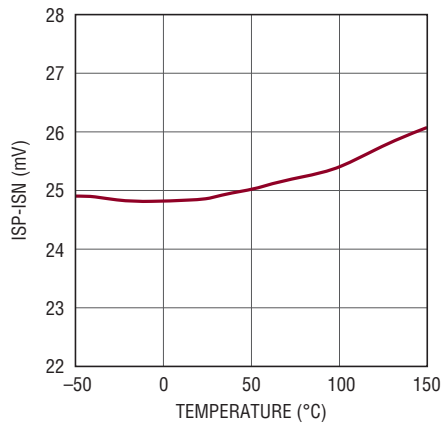
ISP/ISNのミッドスケール閾値 (CTRL = 0.7V) と温度



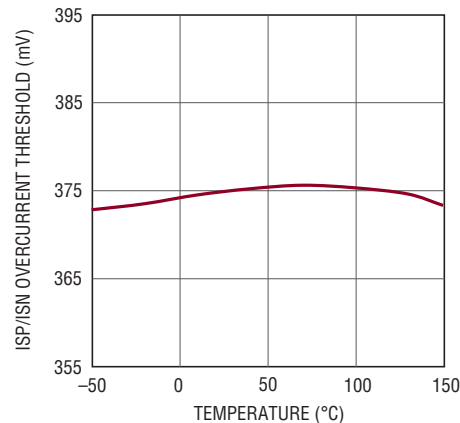
3952A G18

代表的な性能特性

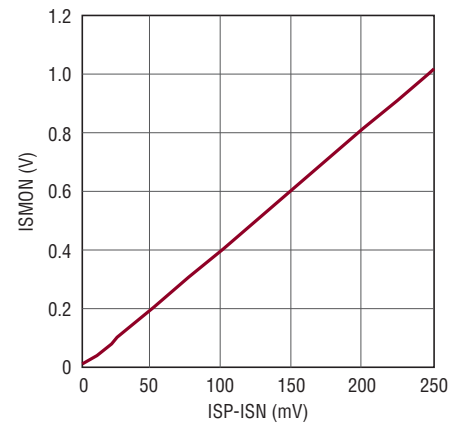
ISP/ISN の 1/10 スケール閾値
(CTRL = 0.3V) と温度



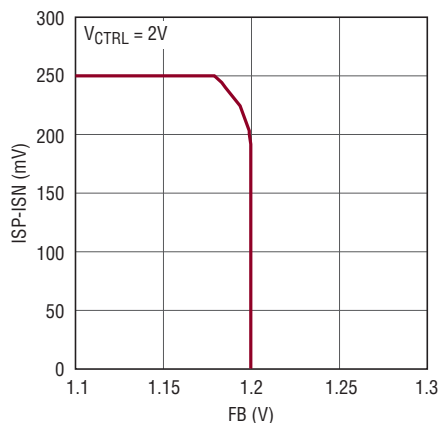
ISP/ISN 過電流閾値と温度



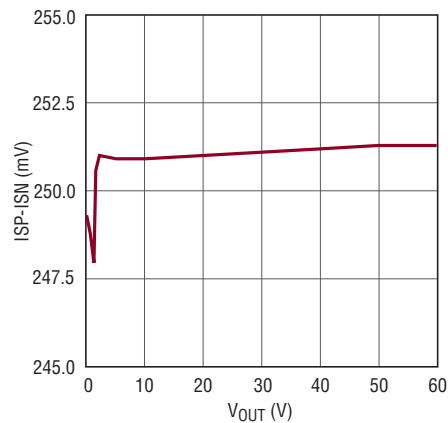
ISMON の電圧と ISP-ISN 間の電圧



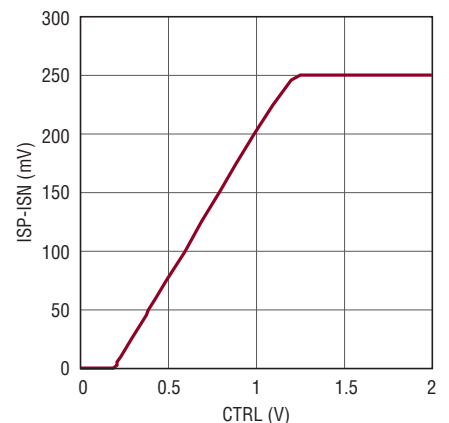
V_{ISP-ISN} の閾値と FB ピンの電圧



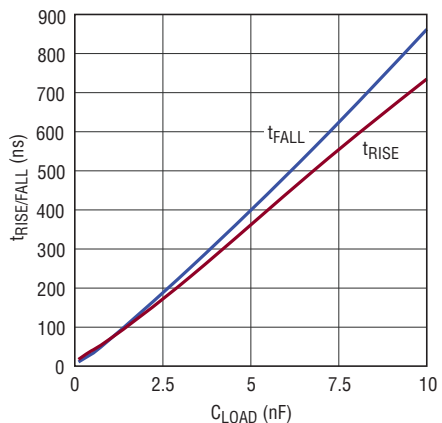
ISP-ISN 間の閾値と出力電圧



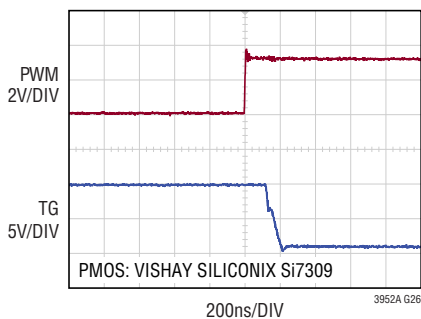
V_{ISP-ISN} の閾値と CTRL



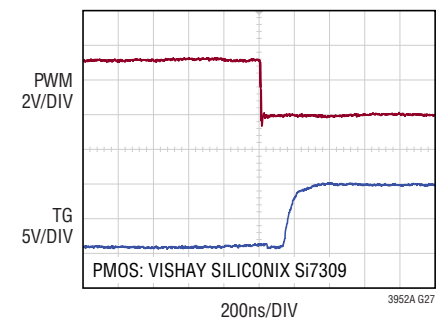
TG の立上がり／立下がり時間と
容量



TG ドライバのターンオン

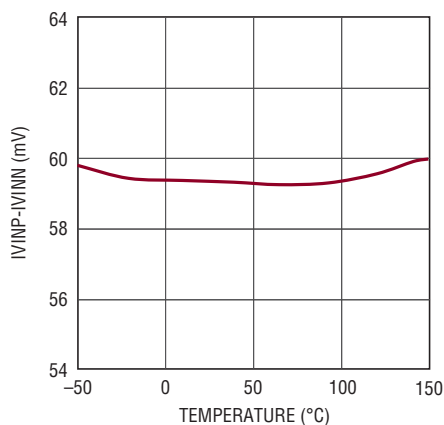


TG ドライバのターンオフ



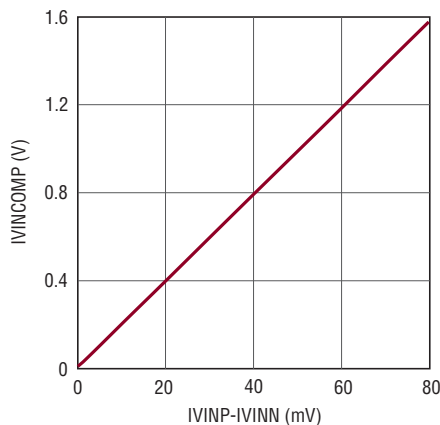
代表的な性能特性

IVINP-IVINN間の閾値と温度



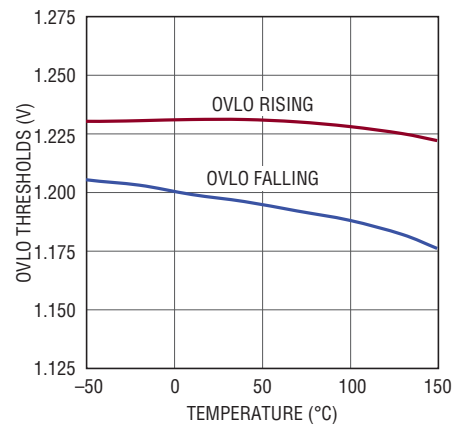
3952A G28

IVINCOMPと IVINN-IVINP



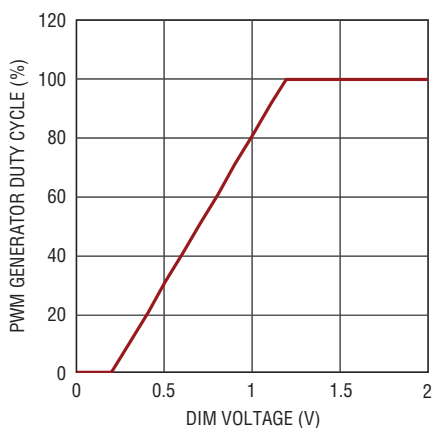
3952A G29

OVLOの閾値と温度



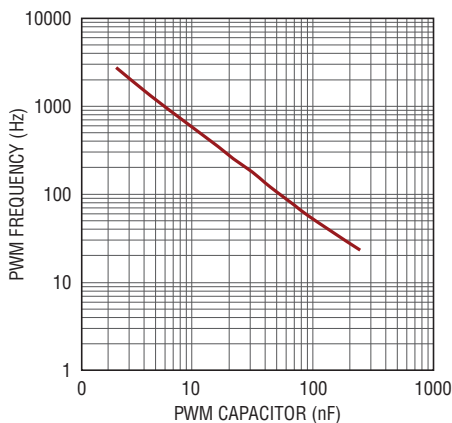
3952A G30

PWMジェネレータのデューティ・サイクルとDIMの電圧



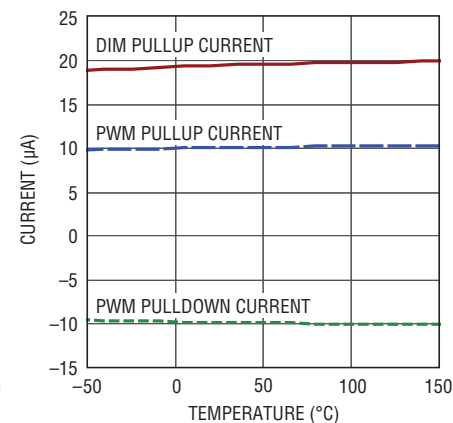
3952A G31

PWMジェネレータの周波数とPWMコンデンサ



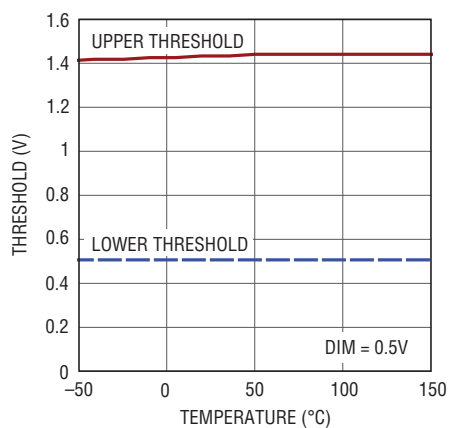
3952A G32

PWMジェネレータの電流と温度



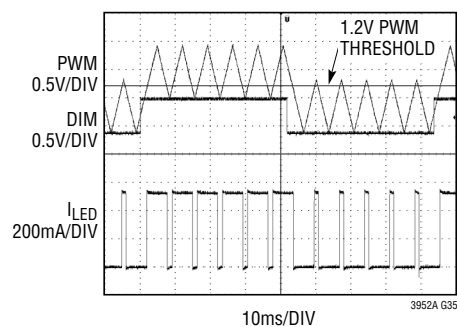
3952A G33

PWMジェネレータの閾値と温度



3952A G34

PWMジェネレータの動作およびステップ



3952A G35

ピン機能

GND (1、12、28、露出パッド・ピン29) : グラウンド・ピン。LT3952Aの露出パッドはGNDとヒートシンクの両方の役目を果たします。正常な動作を確保するには広い銅箔領域に接続する必要があります。

SW (ピン 2、3、4) : スイッチ・ピン。効率を高くしてEMIを低減するため、これらのピンの銅箔面積は最小限に抑えます。

IVINN (ピン5) : 入力電流検出アンプの負入力。入力電流検出アンプは、過負荷の場合にスイッチング電流を低減します。IVINP-IVINN間の電圧が組み込み電位の60mVを超えると、VCの電圧が低下します。IVINP-IVINN間に外付け検出抵抗を接続して、補助電流制限値を設定します。使用しない場合は、 V_{IN} に接続してください。

IVINP (ピン6) : 補助電流検出アンプの正入力。やはりアンプのバイアス電源として機能し、 V_{IN} ピンとは独立した機能を提供します。IVINP/IVINNのアンプは V_{IN} より高い電圧でも低い電圧でも動作することができます。このピンは検出抵抗の正端子に接続し、抵抗をこのピンと直列には使用しないようにしてください。使用しない場合は、 V_{IN} に接続してください。

V_{IN} (ピン7) : 入力電源ピン。このピンは、デバイスのできるだけ近くで、コンデンサを使ってGNDにバイパスしてください。

EN/UVLO (ピン8) : マスタ・イネーブルと V_{IN} の低電圧ロックアウト。このピンがローになると、デバイスはシャットダウン・モードになり、静止電流は1 μ A未満に減少します。このピンでは、ヒステリシスのある1.23Vコンパレータだけでなく、ヒステリシス電流源も利用して外部から追加のヒステリシスをプログラミングします。単純なオン／オフ制御の場合は、1.5Vより大きなデジタル信号で駆動します。 V_{IN} とGNDの間に抵抗分圧器を接続して、外部UVLO閾値を設定します。

OVLO (ピン9) : 過電圧ロックアウト・コンパレータ。このピンは、過電圧の発生時にスイッチングとTGをディスエーブルします。このピンはヒステリシスのある1.23Vコンパレータを利用します。OVLOの電圧が閾値を超えるとスイッチングはディスエーブルされ、OVLOの電圧が閾値より25mV低くなるまでその状態が維持されます。使用しない場合はGNDに接続します。

INTV_{CC} (ピン10) : 内部低ドロップアウト・レギュレータの出力。INTV_{CC}は3Vに安定化されます。また、2.2 μ F以上の外付けコンデンサを使用してバイパスする必要があります。INTV_{CC}は内部のDMOSゲート・ドライバおよび制御回路の電源です。INTV_{CC}にかけることができる負荷は5mA未満です。INTV_{CC}を過負荷状態にすると、INTV_{CC}の電圧が2.68VのUVLO閾値より低くなり、デバイスに意図しないシャットダウンが発生することがあります。

SYNC/SPRD (ピン11) : 周波数同期とスペクトラム拡散のイネーブル・ピン。固定の内部クロックを使用する場合はローに接続し、スペクトラム拡散の内部クロックを使用する場合はINTV_{CC}に接続します。スペクトラム拡散なしで周波数同期を行う場合は外部クロックを使用して駆動します。外部クロックを使用して周波数同期を行う場合は、SYNCパルス周波数より20%低いスイッチング周波数を設定するように R_T 抵抗を選択します。同期(スイッチ・オン)するのはSYNCの立ち上がりエッジの50ns後です。

VC (ピン13) : 外部ループ補償用の g_m アンプ出力。コンデンサ1個または直列のRC回路網を使用してループを安定化します。このピンは、PWM調光のオフ時間の間、高インピーダンス状態に設定されます。

RT (ピン14) : スwitchング周波数調整ピン。このピンとGNDの間に抵抗を使用してスイッチング周波数を設定します(値については代表的な性能特性を参照)。SYNC機能の場合は、周波数をSYNCのパルス周波数より20%低い値に設定します。このピンは開放のままにしないでください。PCBレイアウトでは、この部品をデバイスに近づける必要があります。

DIM (ピン15) : PWM信号発生器の制御電圧。このピンは20 μ Aの固定電流を出力し、PWMピンの三角波発生器を制御してPWMのデューティ・サイクルを決定します。DIMの電圧範囲を0.2V~1.2Vにすることにより、PWMのデューティ・サイクルを0%~100%の範囲で調整できます。このピンを使用しない場合はフロート状態にするかINTV_{CC}に接続します。固定電圧を設定する場合はDIMとGNDの間に抵抗を接続します。PWMのデューティ・サイクルを調整可能にする場合は、DIMに外部電圧を印加します。

FB (ピン16) : 出力電圧ループの帰還ピン。 V_{OUT} からの抵抗分圧器に接続します。定電圧アプリケーションでは、FBで出力電圧を設定します。定電流アプリケーションでは、FBの抵抗分圧器を予想出力電圧より高くなるように設定して、開放LED保護回路として動作するようにします。FBの電圧が上昇してレギュレーション点の45mV以内になり、更に出力電流も減少してフルスケール値の10分の1より少なくなると、OPENLEDフラグがアサートされます。FBの電圧がレギュレーション点を30mV超えるとスイッチングは停止し、TGピンはハイになってLED負荷を遮断します。

ピン機能

CTRL (ピン17) : 出力電流検出電圧の調整ピン。ISP/ISNの電流検出抵抗両端間での電圧レギュレーション閾値を設定します。CTRLの電圧範囲を0.2V~1.2Vにすることにより、ISP/ISNの閾値を0mV~250mVの範囲で調整できます。閾値を250mV固定にする場合は、V_{REF}またはINTV_{CC}に接続します。CTRLピンは、100mV未満の場合は、単一ピンでのPWM／アナログ複合調光の補助PWM入力として機能します。

V_{REF} (ピン18) : リファレンス電圧出力。このピンは2Vの固定リファレンスを出力し、CTRLピンにリファレンス電圧を発生するときに使用する最大100μAの電流を供給します。抵抗分圧器を使用する場合は、このピンを100nFでGNDにバイパスします。

SS (ピン19) : ソフトスタートと一時中断モードの制御ピン。このピンでは、発振器周波数を調整することと、VCの電圧が1.7Vより低い場合にその電圧クランプを調整することができます。このピンに接続するコンデンサにより、ソフトスタートの間隔と、障害モードでの一時中断再試行のタイミングが設定されます。SSピンは、通常動作モードでは25μAのプルアップ電流源、一時中断モードでは2.5μAのプルダウン電流源となり、スタートアップ・モードでは120Ωのプルダウン抵抗を示します。INTV_{CC}とSSの間に750kのプルアップ抵抗を接続すると、オプションのラッチオフ・モードが設定されます。

PWM (ピン20) : オン／オフ制御。TGのオン／オフ制御とLEDのPWM調光に使用します。ロジック・ローにすると、レギュレータは低静止電流のアイドル状態になり、TGピンはI_{SP}レベルに駆動され、VCピンは高インピーダンスになります。ロジック・ハイにするとエラーアンプがオンになり、スイッチングおよびTGがイネーブルされます。PWMの閾値は1.2Vです。連続動作にする場合は、V_{REF}またはINTV_{CC}に接続します。また、PWMピンは±10μAの切り替え電流源を供給して、PWM調光信号発生器の外付けコンデンサで三角波を発生します。これらの電流は、外部信号でオーバードライブしても安全です。

SHORTLED (ピン21) : オープンドレインの短絡インジケータ。SHORTLEDはLED過電流障害が発生するとローになり、次のソフトスタート・サイクルの起動段階の間に解放されます。SHORTLEDの状態が更新されるのは、PWMピンがハイのときだけです。外付け抵抗を使用して、このピンを目的のロジック・ハイ電圧に接続します。過度な電力損失を制限するため、推奨の最大シンク電流は2mAです。このピンを使用しない場合は、開放状態のままにしてください。

OPENLED (ピン22) : オープンドレインの開放LEDインジケータ。FBピンの電圧がレギュレーション点の45mV以内になり、LED電流がフルスケール出力の10%まで減少すると、OPENLEDはローになります。FBピンの電圧が閾値より低くなると、OPENLEDは解放されます。OPENLEDの状態が更新されるのは、PWMピンがハイのときだけです。外付け抵抗を使用して、このピンを目的のロジック・ハイ電圧に接続します。過度な電力損失を制限するため、推奨の最大シンク電流は2mAです。このピンを使用しない場合は、開放状態のままにしてください。

IVINCOMP (ピン23) : 補助電流検出アンプのモニタ出力。IVINCOMPの電圧は、IVINP-IVINNの差動電圧を20倍増幅してバッファに通したものであり、IVINCOMPの電圧がその1.2Vの閾値に到達すると、VCの電圧は低下します。GNDとの間に1μFのコンデンサを接続してインダクタのリップルを除去し、入力電流ループを補償することを推奨します。PWM調光時に、IVINCOMPピンはPWMのオフ時間の間、入力電流レギュレーション・ループの値をコンデンサに格納します。このピンには負荷をかけないでください。入力電流レギュレーション・ループを使用しない場合、このピンはGNDに接続してもかまいません。

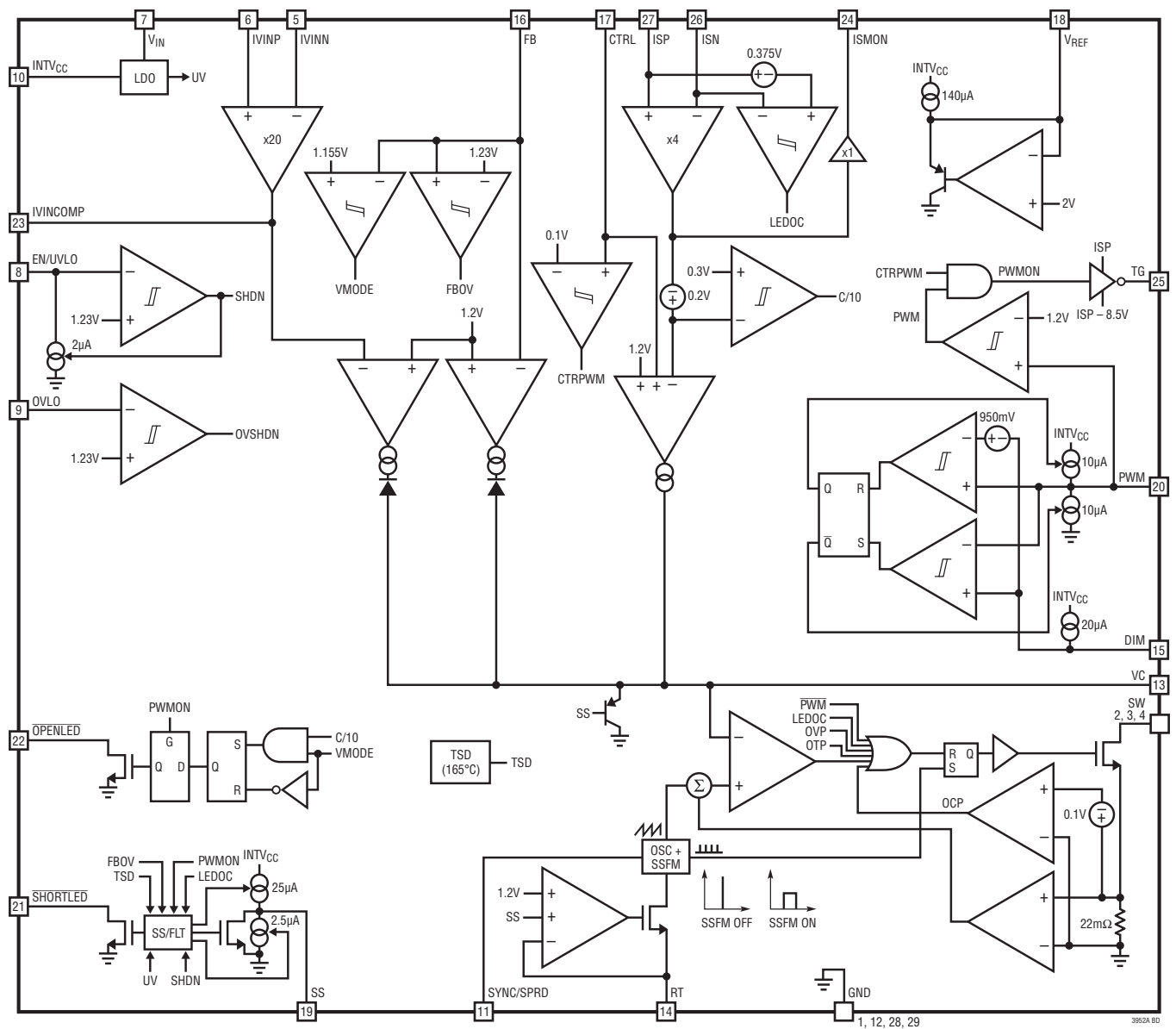
ISMON (ピン24) : 出力電流モニタ・ピン。ISMONの電圧は、ISPとISNの差動電圧を4倍増幅してバッファに通したものです。PWM調光時に、ISMONの電圧は出力電流の瞬時値を示し続け、PWMがローのときに低下します。

TG (ピン25) : 上側のゲート・ドライバ出力。PWM入力信号を反転させてレベルをシフトしたものです。外付けPMOSトランジスタのゲートをV_{ISP}~V_{ISP} - 8.5Vの範囲で駆動して、負荷側でのオン／オフ制御、PWM調光、および障害モードの遮断を実現します。TGピンは、使用しない場合、未接続のままにしておきます。

ISN (ピン26) : 出力電流検出アンプの負入力。このピンは出力電流検出抵抗の負荷側に接続します。使用しない場合は、出力電圧に接続します。

ISP (ピン27) : 出力電流検出アンプの正入力。TGドライバの正の電源レールとしても機能します。このピンと直列にするインピーダンスを制限します。使用しない場合は、出力電圧に接続します。

ブロック図



動作

LT3952Aは固定周波数、電流モードの昇圧コンバータで、大電力のLEDランプを駆動するのに最適な一連の特長を備えています。このデバイスは、入力および出力の電流レギュレーションだけでなく、出力電圧レギュレーションと障害処理も実現します。LT3952Aの動作は、ブロック図を参照するとよく理解できます。通常動作時は、PWMピンをローにすると、スイッチングはディスエーブルされ、TGピンはハイになってISPの電位になり、PMOS遮断スイッチがオフになり、VCピンは高インピーダンスになって外付けの補償コンデンサで以前のスイッチング状態を保存し、ISPピンとISNピンのバイアス電流はもれ電流のレベルまで減少します。

PWMピンの電圧がハイに移行すると、TGピンの電圧は短い遅延の後にローに移行します。同時に、内部発振器が起動してパルスが発生し、PWMラッチをセットして、内部のNMOSパワー・スイッチをオンします。スイッチ電流が検出され、安定化スローブ補償ランプに追加されて、得られた信号がVCの電圧と比較されます。スイッチがオンの間、インダクタ電流は直線的に増加します。電流検出信号がVCの値を超えると、ラッチがリセットされ、内部NMOSパワー・スイッチがオフします。スイッチがオフの間、インダクタからエネルギーが移り、インダクタ電流は減少します。発振器の各サイクルが完了すると、スローブ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、デバイスはスイッチングのデューティ・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。VC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ピンで設定された目標の差電圧との差を増幅したものです。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。スイッチ電流が4.5Aの内部電流制限値を超えると、ラッチはPWMコンバータの状態に関係なくリセットされます。同様に、いずれかの障害状態（すなわち、FBの過電圧($V_{FB} > 1.23V$)、LEDの過電流($V_{ISP-ISN} > 375mV$)、過電圧ロックアウト、またはINTV_{CC}の低電圧)になると、スイッチングは直ちにディスエーブルされます。

V_{ISP-ISN}からCTRLへの帰還ループの他に、LT3952Aは入力電流と出力電圧を制御する別のループも備えています。これらのループはワイヤードOR構成で接続されており、この構成で補助ループに可能なことは、1つまたは複数のループの電圧がその閾値を超えた場合に、VCの値を低減することだけです。これはつまり、1つまたは複数の補助ループの電圧がそのレギュレーション点より低くなった場合でも、出力(LED)電流の検出電圧がそのレギュレーション点より低くならない限り、VCの電圧は上昇しないという意味です。

第1の補助ループは、FBピンを使用する出力電圧帰還ループです。このループは、通常、出力電圧が安全な値を超えないようにする目的で使用されます。FBピンの電圧は1.2Vの内部リファレンス電圧と比較され、FBピンの電圧が1.2Vを超えた場合には、その差を増幅した電圧によってVCピンの電圧が低下します。VCの電圧が低下するとスイッチング電流が減少し、FBが1.2Vになるようにこの要領で出力電圧が安定化されます。

第2の補助ループは、IVINN、IVINP、およびIVINCOMPピンを使用する入力電流制限ループです。出力(LED)電流ループと同様に、入力電流は検出抵抗両端の差動電圧として検出されます。IVINP/IVINNの差動電圧の平均値が60mVを超えると、IVINCOMPの電圧はその1.2Vの閾値に到達し、入力電流(の検出電圧)を60mVの閾値に制限するためにVCの電圧は低下します。

INTV_{CC}のバイパス・コンデンサ

INTV_{CC}はデバイスの内部電源であり、内部パワー・スイッチにゲート駆動電圧を供給します。安定性を確保し、スイッチング・ノイズを除去するため、INTV_{CC}とGNDの間にはバイパス・コンデンサが必要です。最良の結果を得るには、2.2μF以上のセラミック・コンデンサを使用し、できるだけデバイスに近づけて配置します。

V_{REF}のバイパス・コンデンサ

V_{REF}は2Vリファレンスの出力であり、100nFを使用してGNDにバイパスすることができます。最良の結果を得るには、バイパス・コンデンサをデバイスに近づけ、ノイズの多いスイッチング・ノードから遠ざけて配置します。

動作

EN/UVLOピンを使用したターンオン／ターンオフ閾値のプログラミング

LT3952Aは、EN/UVLOピンを使用する調整可能な V_{IN} 低電圧ロックアウト(UVLO)機能を備えています。EN/UVLO機能により、内部ヒステリシスが75mVの高精度1.23V立下がり閾値、ならびにオフ状態時の2 μ Aプルダウン電流が得られ、プログラム可能なヒステリシスを追加できます。このピンは1.5Vより高いロジック・レベルで駆動するか、 V_{IN} に接続して、常時オン動作に対応できます。

外部UVLOをプログラムするには、 V_{IN} とGNDの間の抵抗分圧器にEN/UVLOピンを接続します。抵抗分圧器の比により、ターンオフ／ターンオン閾値のベースラインが決まり、上側の抵抗値によって追加のヒステリシスが決まります。

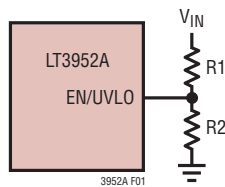


図1.

最も重要(で高精度な)閾値は、 V_{IN} 下降時のターンオフ閾値です。以下の式によって抵抗値を決定します。

$$V_{UV(FALLING)} = 1.23 \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

$$V_{UV(RISING)} = 1.305 \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2} \right) + 2\mu A \cdot R1$$

例えば、全ヒステリシスがおよそ10%の12V下降時UVLOでは、R1を185kにすることが必要です。この値に最も近い標準値は187kなので、値は以下のようになります。

$$R1 = 187k$$

$$R2 = 21.5k$$

$$V_{UV(FALLING)} = 11.93V$$

$$V_{UV(RISING)} = 13.03V$$

OVLOピンを使用した過電圧ディスエーブルのプログラミング

入力電圧が高く上昇すぎた場合のディスエーブル閾値をプログラムすることもできます。OVLOピンの内部には、内部ヒステリシスが25mVの1.23Vコンパレータがあります。OVLOの電圧が1.23Vの閾値を超えると、スイッチングはディスエーブルされ、TGはハイになり、SSピンはローになります。OVLOの電圧が閾値より25mV低くなると、デバイスは新しいソフトスタート・シーケンスを開始します。

このピンを独立した抵抗分圧器に接続することは可能ですが、部品点数を最小限に抑えるには、標準的なEN/UVLO抵抗分圧器の下側の抵抗を分割して、タップ点を新たに作成します。

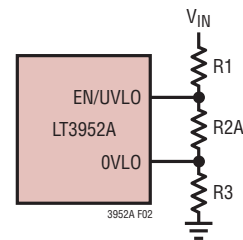


図2.

UVLOのセクションで求めたR1およびR2の以前の値を使用することにより、R3の新しい値は、目的の立上がり閾値を使用して次式で計算します。

$$R3 = 1.23 \cdot \left(\frac{R1 + R2}{V_{OV(RISING)}} \right)$$

中間の抵抗はR2Aとします。R2Aの値を求めるには、R2の以前の値からR3の計算値を引きます。

動作

前の式を継続して、OVLO 閾値が 32V の場合、R3 の目標値は 8k です。R2A の値を求めるには、R2 の以前の値からこの値を引きます。この場合には、R3 = 8.06k であり、新しい R2A の最も近い 1% 精度の抵抗値は 13.3k です。必要な場合は、拡張した抵抗分圧器の比から閾値を次のように再計算します。

$$V_{UV(FALLING)} = 1.23 \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2A + R3} \right)$$

$$V_{UV(RISING)} = 1.305 \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2A + R3} \right) + 2\mu A \cdot R1$$

$$V_{OV(RISING)} = 1.23 \cdot \left(1 + \frac{R1 + R2A}{R3} \right)$$

$$V_{OV(FALLING)} = 1.205 \cdot \left(1 + \frac{R1 + R2A}{R3} \right)$$

今回の例では、次のようになります。

$$R1 = 187k, R2A = 13.3k, R3 = 8.06k$$

$$V_{UV(FALLING)} = 11.998V$$

$$V_{UV(RISING)} = 13.104V$$

$$V_{OV(RISING)} = 31.796V$$

$$V_{OV(FALLING)} = 31.151V$$

LED 電流の制御とモニタ

LED 電流は、外付けの検出抵抗と CTRL ピンの電圧の組み合わせによってプログラムします。CTRL の電圧は ISP ピンと ISN ピンの電流検出アンプの設定点を 0mV ~ 250mV の範囲で調整し、外付けの検出抵抗は所定の設定点に対して出力電流を規定します。電流検出抵抗は、通常は LED のより線の先端に配置します。ただし、レール to レールの ISP/ISN 入力では、より線の下端に配置してもかまいません。

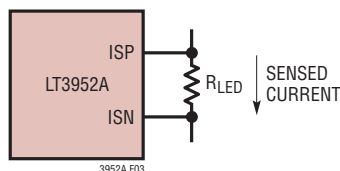


図 3.

目的の出力電流を得るために必要な検出抵抗は、次式で計算します。

$$R_{LED} = \frac{V_{ISP-ISN}}{I_{OUT}}$$

250mV の固定設定点の場合は、次式で計算します。

$$R_{LED} = \frac{0.25}{I_{OUT}}$$

例えば、250mV の固定設定点を使用する場合、500mA 出力では 0.5Ω の検出抵抗が必要です。

可変モードでは、CTRL の動作範囲は 0.2V ~ 1.2V であり、ISP と ISN の設定点を 0mV ~ 250mV の範囲で調整します。アナログ調光はこの要領で実現します。

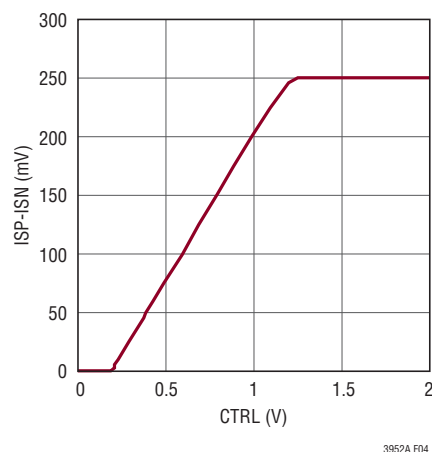


図 4.

目的のアナログ設定点を得るために必要な CTRL の電圧は、次式で計算します。

$$V_{CTRL} = 0.2 + 4 \cdot V_{ISP-ISN}$$

CTRL の電圧が 1.2V に近づくと、可変閾値から 250mV の高精度内部設定点まで重複部分が発生し、代表的な性能特性の「ISP-ISN の閾値と CTRL」のグラフに示すように、多少の非直線性が生じます。したがって、目的の設定点が 250mV である場合は、CTRL ピンの電圧を、1.2V を軽く超える電圧にすることが望まれます。そうするには、CTRL を 2V の V_{REF} 出力に接続する方法が適しています。

動作

LED 電流のモニタ

ISMON ピンは、電流モニタ・アプリケーションで ISP-ISN 間の差動電圧を表すバッファ出力を供給します。ISMON の正常な動作範囲は 0V~1V であり、ISP-ISN から ISMON までの利得は 4 です。ISP-ISN 間の差動電圧が 250mV の最大値に達したとき、これは ISMON での 1V 出力に相当します。

外部 PWM 調光

TG ピンから駆動する外付けの PMOS トランジスタと PWM ピンを組み合わせることにより、LED 電流のオン／オフ制御と PWM 調光を行うことができます。

PWM ピンの閾値は 1.2V 固定であり、PWM ピンの電圧を 1.2V より高くすると、デバイスがイネーブルされてスイッチングが開始され、TG ピンは ISP の電圧より約 8.5V 低いレベルになります。PWM がローの間、TG ピンは ISP の電圧まで駆動され、外付けの PMOS はオフになり、LT3952A は低消費電力のスタンバイ状態になります。スイッチングとエラーアンプがディスエーブルされ、VC ピンはスリーステート化されて VC 電圧の値が保持されるので、PWM の次の立上がりエッジでの起動が速くなります。

また、CTRL ピンは、1 つのピンでアナログ調光とデジタル調光が可能な PWM 機能も備えています。デバイスは、CTRL の電圧が 0.1V より低い場合も、SW、TG、およびエラーアンプがディスエーブル状態のスタンバイ・モードになります。CTRL の電圧が 0.2V と 0.1V の間では、出力電流は 0 になるよう命令されていますが、デバイスはディスエーブルされないことに注意してください。VC の値は減少して最小値に近づき、TG は出力 PMOS をイネーブル状態に維持するので、PMOS は LED ランプを介して出力を放電します。CTRL ピンを使用して PWM 調光を効果的に行うには、CTRL のローの電圧が 0.1V より低くなるようにします。これは、外付けのオープンドレイン・デバイスを使用して、CTRL の設定点を生成するのに使用する抵抗分圧器をプルダウンすれば、容易に実現できます。あるいは、CTRL ピンを駆動する DAC 出力のイネーブルおよびディスエーブルを行っても、優れた結果が得られます。

内部 PWM ジェネレータ

PWM ピンは、PWM と GND の間に小容量のコンデンサを接続するだけで、単独動作の自己発振 PWM 信号発生器を実現することもできます。この構成では、10μA のプルアップ電流源およびプルダウン電流源により、PWM ピンに三角波が発生します。そのピークと谷の点は DIM ピンの電圧によって規定され、周波数は外付けコンデンサによって規定されます。

$$V_{\text{PWM-VALLEY}} = V_{\text{DIM}}$$

$$V_{\text{PWM-PEAK}} = V_{\text{DIM}} + 950\text{mV}$$

$$f_{\text{PWM}} = \frac{5200}{C_{\text{PWM}}(\mu\text{F})}$$

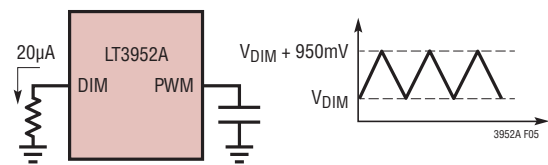


図5.

DIM ピンの電圧を上下することにより、三角波は異なる点で 1.2V の PWM 閾値と交差するので、PWM のデューティ・サイクルが変わります。

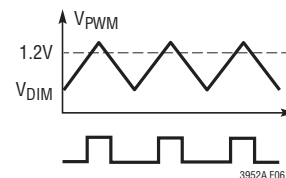


図6. DIM の低い方の電圧

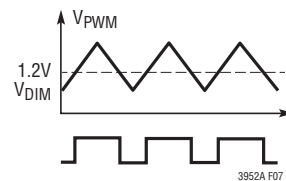


図7. DIM の高い方の電圧

DIM ピンの電圧が 1.2V を超えると、PWM のデューティ・サイクルは 100% になります。DIM ピンの電圧が 2.3V を超えると、内部 PWM 信号発生器の他に、PWM ピンの 10μA 切り替えプルダウン電流もディスエーブルされます。PWM ピンは、10μA のプルアップ電流により、INTV_{CC} まで継続的に引き上げられます。外部 PWM 調光を利用するアプリケーションでは、DIM ピンをフロートにするか INTV_{CC} に接続することにより、内部 PWM 信号発生器をディスエーブルすることを推奨します。こうすると、降圧比が高い場合の PWM 応答が最も高速になります。

動作

PWM調光の周波数のプログラミングは、次式に従ってPWMピンに適正なコンデンサを選択することだけです。

$$C \text{ (nF)} = \frac{5200}{f_{\text{PWM}} \text{ (Hz)}}$$

39nFを選択して約133Hzにするのが一般的です。

PWMデューティ・サイクルのプログラミングは、次式に従ってDIMピンの電圧を設定することです。

$$V_{\text{DIM(V)}} = 0.95 \cdot \text{Duty} + 0.25$$

図5に示すように、1本の抵抗をDIMの20μA出力電流と組み合わせることで、デューティ・サイクルをプログラムすることができます。

$$R_{\text{DIM(k}\Omega)} = 47.5 \cdot \text{Duty} + 12.5$$

調整可能なデューティ・サイクル制御を行う場合は、DACまたは外部電源を使用して、DIMピンに外部電圧を印加することができます。

起動時または再起動時の光出力を緩やかに増加させるため、コンデンサをDIM回路と組み合わせることもできます。低輝度から全輝度まで徐々に調光するために必要なのはコンデンサだけです。低輝度から固定デューティ・サイクルまで徐々に調光するには、コンデンサをDIMの抵抗と並列に配置します。

起動時またはフォルト再試行時には、内部プルダウン電流が2kの直列抵抗に流れて生じる電圧がDIMピンに加わるので、外付けコンデンサが放電してから起動シーケンスが始まります。こうすると、DIMに加わっている外部電圧が一時的に負荷になることに注意してください。

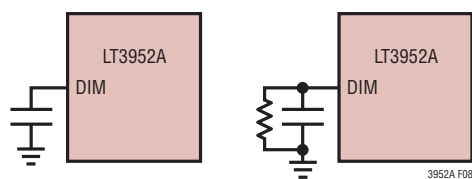


図8. 全輝度まで、または事前設定デューティ・サイクルまでフェード回路をオン

入力電流制限

LT3952Aは、IVINP/IVINN/IVINCOMPのアンプを流れる電流を制限する調整可能な入力電流制限機能を備えています。IVINPおよびIVINN検出端子を抵抗の両端で入力と直列に接続します。IVINP-IVINNの差動電圧を20倍増幅した電圧がIVINCOMPで発生します。IVINCOMPのコンデンサにより、入力リップルのフィルタリングと平均化が行われます。

IVINP-IVINNの平均差動電圧が60mVに達すると、IVINCOMPの電圧はその1.2Vレギュレーション閾値に達し、サイクルごとのスイッチ電流は減少します。このようにして、入力電流はIVINPとIVINNの間の差動電圧は60mVになるよう安定化されます。

$$R_{\text{SENSE}} \text{ (m}\Omega) = \frac{60\text{mV}}{I_{\text{IN(LIM)}} \text{ (A)}}$$

例えば、2.4Aの入力電流制限値は25mΩの検出抵抗で設定します。

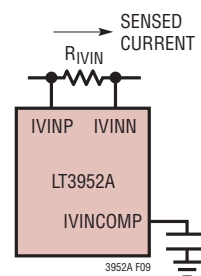


図9.

深い不連続導通など、場合によっては大量の入力リップル電流によって入力電流制限回路が早めに作動して、標準的なレギュレーション・プロファイルが中断されることがあります。この状況では、外付けのRC回路網を使用して、より滑らかなレベルまでリップルを除去することが可能です。

動作

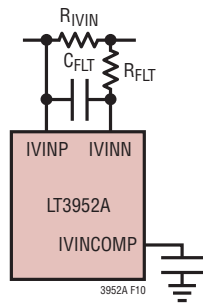


図 10.

起動時およびPWM調光時の入力電流は、出力コンデンサを充電するのに必要な出力電流により、定常状態より多いことに注意してください。入力制限値を適切に設定して、安定化出力が中断されないようにすることを推奨します。

入力電流モニタ

入力電流モニタはIVINCOMPの電圧として得られます。この電圧はIVINP-IVINN間の差動電圧の20倍に等しい電圧を表し、動作範囲は、IVINP-IVINN間の電圧が0mV～60mVの範囲で変化するので0V～1.2Vです。

IVINCOMPは高インピーダンス出力なので、負荷をかけないようにしてください。電流検出リップルの平均化と帰還ループの補償は、IVINCOMPとGNDの間に1μFのコンデンサを接続すれば実現できます。

出力電圧レギュレーション／制限

LT3952Aは、FBピンを介した電圧帰還エラーアンプを備えており、出力電圧レギュレーション、および開放LEDを保護するための制限を実現します。

LEDのより線が開放状態である場合は、CTRLによって命令された電流が流れないので、デバイスは引き続き出力電圧を高め値に駆動します。抑制せずに放置すると、外付け部品やパワー・スイッチ自体に過電圧による損傷が発生する可能性があるため、出力電圧を制限することが必要です。

V_{OUT}とGNDの間の抵抗分圧器にFBを接続することにより、最大出力電圧はFBピンの1.2V閾値で安定化します。最大出力電圧は次式のように計算します。

$$V_{OUT} (V) = 1.2 \cdot \left(1 + \frac{R4}{R5} \right)$$

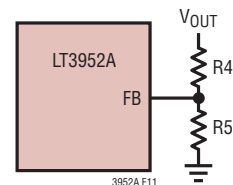


図 11.

適切な抵抗値を決定する簡単な方法は、1.2Vのレギュレーション点で許容量の電流が流れるR5の値を選択し、更に次式を使用してR4を計算します。

$$R4 = (V_{OUT} - 1.2) \cdot \frac{R5}{1.2}$$

例えば、R5 = 24kにすると、レギュレーション点での電流は50μAになり、出力の制限値を24Vにする場合、R4の目標値は456kになります。この値に最も近い標準値は453kなので、出力電圧の制限値は23.85Vになります。

レギュレーション点をLEDの最も厳しい電圧降下よりもわずかに高い値に設定して、通常のレギュレーション時に電圧制限が割り込むことがないようにすることが必要です。

開放LEDフラグと過電圧保護

LT3952Aは、 $\overline{\text{OPENLED}}$ ピンが開放LED状態のインジケータとして機能し、更には内部過電圧検出機能により、LEDのより線が負荷を受けて開放状態になる場合、出力オーバーシュートを防止します。これらの機能は、どちらもFBピンの電圧を基準にしています。

$\overline{\text{OPENLED}}$ ピンは、外付けのプルアップ抵抗を接続してユーザーが希望する電圧に設定する、オープンドレインのNMOSプルダウン回路で構成されます。このピンの許容電圧は最大42Vであり、プルダウン強度は60Ωです。電力損失に注意し、 $\overline{\text{OPENLED}}$ の電流を最大数mAに抑えてください。

動作

以下の2つの条件に合致すると、 $\overline{\text{OPENLED}}$ ピンはローになります。

1. FBの電圧が1.2Vのレギュレーション点の45mV以内に上昇した。
2. CTRLによって命令された値の10分の1の出力電流が検出された。

FBの電圧が1.2Vのレギュレーション点より65mV低下すると、 $\overline{\text{OPENLED}}$ ピンは解放されます。このシーケンスにより、瞬時のオーバーシュートによる誤った $\overline{\text{OPENLED}}$ フラグが防止されます。

過電圧状態は、FBの電圧が1.2Vのレギュレーション点より30mV高くなることによって検出されます。過電圧状態を検出すると、スイッチングはディスエーブルされ、TGはハイになって負荷を遮断して保護します。FBの電圧が15mV低下すると、スイッチングは再イネーブルされます。過電圧状態は $\overline{\text{OPENLED}}$ ピンの状態に影響されません。

スイッチング周波数

スイッチング周波数は、 R_T ピンとGNDの間に抵抗を接続してプログラムします。 R_T ピンは1.2Vに安定化されます。また、 R_T を流れる出力電流が発振器周波数を調整します。

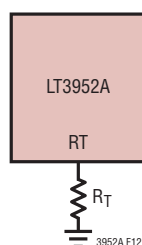


図 12.

全スイッチング周期は、 D_{MAX} を規定する50nsの固定オフ時間と、 R_T の電流によって規定される可変時間という2つの要素の合計で規定されます。目的のスイッチング周波数に対する適切な R_T の値を求めるには、次式を使用します。

$$R_T \text{ (k}\Omega\text{)} = \frac{88.9}{f_{\text{sw}} \text{ (MHz)}^{1.13}}$$

例えば、スイッチング周波数が2MHzの場合、目的の R_T 抵抗は40.6kになるので、この値に最も近い標準値は40.2kです。

よく使用されるいくつかの値を表1に示します。

表 1. スwitchング周波数と R_T の値

fsw (MHz)	RT (kΩ)
3.0	25.5
2.0	40.2
1.0	90.9
0.4	243
0.215	470

周波数同期とスペクトラム拡散

LT3952AのSYNCピンは、周波数同期用の外部クロック入力と、内部スペクトラム拡散機能のイネーブル信号の両方として機能します。固定周波数の内部クロックを使用する場合はSYNC/SPRDピンをローに接続し、スペクトラム拡散の内部クロックを使用する場合はINTV_{CC}に接続します。あるいは、内部スペクトラム拡散なしで周波数同期を行う場合は外部クロックを使用して駆動します。

外部クロックに同期する場合は、外部クロック周波数より20%低いスイッチング周波数を設定するように R_T 抵抗を選択します。同期している場合でも、ソフトスタート・サイクルでは、まず発振器を周波数フォールドバック状態で起動し、突入電流を最小限に抑えます。ソフトスタート・サイクルが完了に近づく、デバイスは外部周波数に遷移します。

SYNC/SPRDピンをハイに接続してクロック・サイクル数を32より多くすると、デバイスはスペクトラム拡散クロックを発生できるようにしてEMIを低減します。スペクトラム拡散では、発振器周波数を常に変化させることにより、スイッチング・サイクル中に発生したEMI電力を一群の周波数にわたって分散させ、単一周波数に集中しないようにします。したがって、単一周波数でのEMI電力測定値は、どれも固定周波数動作の場合と比較して低くなります。

動作

スペクトラム拡散モードでは、発振器周波数は公称周波数から公称値より31%高い周波数まで1%刻みで疑似ランダム式に変化します。この一方向の調整により、LT3952Aは、システム内で影響を受けやすい帯域よりわずかに高く公称周波数をプログラミングするだけで、問題の帯域を回避することができます。比例ステップ幅を使用すると、ユーザーは自分の指定したEMIテスト・ビン・サイズに合わせて R_T の値を簡単に決定できます。また、疑似ランダム方式により、周波数変動自体に起因するトーンを抑圧することができます。

疑似ランダムの値は発振器周波数に比例して更新され、 $f_{SW}/32$ のレートを使用します。このレートでは、標準的なEMIテスト滞留時間中に全周波数群を複数回通過させることができます。

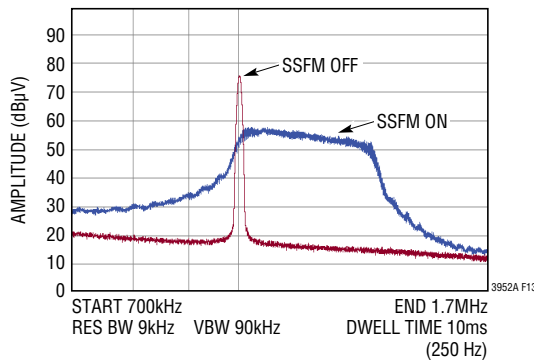


図13. 伝導 EMI の平均値 - 1MHz

インダクタの選択

インダクタは、2つのパラメータ(飽和電流定格とインダクタンス値)で選択します。スイッチング周波数を高くすると、より小さなインダクタンス値を使用することができますが、その代償としてスイッチング損失が増加します。

インダクタの飽和電流定格は、デバイスの電流制限値が約4Aになるように選択します。

最大インダクタ電流の近似値(効率 = 100%)は、最大LED電流と入出力の比に基づいています。

$$I_{L(MAX)}(A) = \left(\frac{V_{LED(MAX)}}{V_{IN(MIN)}} \right) \cdot I_{LED}$$

定常状態での最大インダクタ電流($I_{L(MAX)}$)は、電流リップルおよび過渡応答を考慮に入れて3A未満にします。目的とするインダクタンスは定常状態の電流リップルに基づいて決定されます。経験上の目安として、インダクタ電流のリップルは、最大でスイッチ電流制限値の25%に設定するのが標準的です。

昇圧:

$$L_{BOOST} \geq \frac{V_{IN(MIN)}(V_{LED(MAX)} - V_{IN(MIN)})}{V_{LED(MAX)} \cdot 1A \cdot f_{SW}}$$

降圧:

$$L_{BUCK} \geq \frac{V_{LED(MAX)}(V_{IN(MIN)} - V_{LED(MAX)})}{V_{IN(MIN)} \cdot 1A \cdot f_{SW}}$$

昇降圧の場合:

$$L_{BB} \geq \frac{\left(\frac{V_{IN(MIN)} \cdot V_{LED(MAX)}}{V_{LED(MAX)} + V_{IN(MIN)}} \right)}{f_{SW} \cdot 1A}$$

表1に、いくつかの推奨インダクタ・メーカーを示します。

表2. インダクタのメーカー

メーカー	Web
Würth Elektronik	www.we-online.com
Coilcraft	www.coilcraft.com
Cooper	www.cooperet.com

出力コンデンサの選択

LEDを駆動する場合には、LEDの指数関数的な電流／電圧特性により、出力電圧のリップルがLED電流のリップルにほぼそのまま変換されます。影響を目で見ることはできませんが、大量のLED電流リップルが出力電流精度と色のスペクトルに影響する場合があるので、出力電圧リップルは数%未満に抑えることを推奨します。

昇圧構成および昇降圧構成の場合には出力電流がパルスで供給されるので、出力電流が切れ目なく続く降圧構成の場合よりもフィルタリング要件が厳しくなります。低ESRのセラミック・コンデンサおよびインダクタの電流リップルが25%であると仮定した場合、目的の出力リップル電圧(ΔV_{LED})を実現するために必要な出力容量を次式を使用して計算します。

動作

昇圧、昇降圧の場合：

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

降圧：

$$C_{OUT} = \frac{0.3 \cdot I_{LED}}{8 \cdot \Delta V_{LED} \cdot f_{SW}}$$

入力コンデンサの選択

入力コンデンサも、目的とする電圧リップルに基づいて選択します。出力コンデンサの選択を補完することとして、降圧構成での不連続な入力電流では、昇圧構成または昇降圧構成での連続入力電流の場合よりもフィルタリングを強化することが必要です。以下の式を使用して、目的の入力リップル電圧 (ΔV_{IN}) を実現するために必要な入力容量を求めます。

昇圧、昇降圧の場合：

$$C_{IN} = \frac{0.3 \cdot I_{LED} \cdot \frac{V_{LED}}{V_{IN}}}{8 \cdot \Delta V_{IN} \cdot f_{SW}}$$

降圧：

$$C_{IN} = \frac{V_{IN} \cdot I_{LED} \cdot (V_{IN} - V_{LED})}{\Delta V_{IN} \cdot V_{IN}^2 \cdot f_{SW}}$$

ショットキ・ダイオード整流器の選択

パワー・ショットキ・ダイオードは、スイッチがオフの時間中にスイッチング電流を導通させます。効率に起因する電流変動とインダクタのリップルを考慮して、電流定格が I_{LED} の1.5倍以上のダイオードを選択します。逆方向ブレイクダウン電圧については、回路内で予想される最大逆電圧より少なくとも20% 大きします。

ループ補償

LT3952A は内蔵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 VC 出力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。VC の補償抵抗と補償コンデンサは制御ループの応答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、VC に 6.8nF ~ 10nF の補償コンデンサを接続すれば十分です。また、直列抵抗によって VC ピンのスルーレートを大きくして、コンバータの入力電源の高速トランジェント時に LED 電流のレギュレーションをより狭い範囲内に維持します。

外付けの PMOS 遮断スイッチ / PWM スイッチ

ほとんどの LT3952A アプリケーションでは、 V_{TH} の最小値が -2V の高電位側 PMOS 遮断スイッチを推奨します。このスイッチは PWM 調光時にイネーブルおよびディセーブルされ、シャットダウン時および障害状態時に出力を遮断します。FB で設定した開放 LED のレギュレーション電圧より V_{DS} 定格が大きく、連続電流定格が I_{LED} より大きい PMOS トランジスタを選択します。

ソフトスタート

LT3952A は柔軟なソフトスタート回路を内蔵しており、障害応答をカスタマイズするためにオプションの一時中断モードやラッチオフ・モードが組み込まれています。SS ピンは、充電用に 25μA のプルアップ電流を供給し、放電用に 2.5μA のプルダウン電流を供給して、外付けのソフトスタート・コンデンサの電荷をクリアする 120Ω の NMOS プルダウン・スイッチを内蔵しています。これらの各部品の状態は、ソフトスタート / 障害シーケンスによって判別され、以下に説明します。

シャットダウン・モード：シャットダウン・モード時には、SS に電流が全て流れなくなり、プルダウン・スイッチがオフになるので、SS ピンは実質的にスリーステートになります。この目的は、外付けプルアップ抵抗を SS ピンに接続した場合に静止電流を流し込まないようにすることです。

動作

デバイスがシャットダウン・モードを終了すると、NMOS プルダウン・スイッチが作動してソフトスタート・コンデンサの電圧をクリアします。SS ピンの電圧が 0.2V より低くなり、PWM > 1.2V および CTRL > 100mV によって規定されているように起動モードがイネーブルされるまで、デバイスはこの状態で待機します。シャットダウン・モードを終了したときに両方のイネーブル信号が既に有効になっている場合、NMOS プルダウン・スイッチは、SS の電圧を 0.2V より低くするために必要な時間より 10μs 長い時間作動します。どの場合でも、この動作によって SS の初期電圧を約 0V とみなすことができる起動プロファイルが得られます。

EN/UVLO または INTV_{CC} の電圧が 2.68V より低くなることでデバイスがシャットダウンした場合、SS ピンは最初に高インピーダンスになり、その後、前述したようにクリア、充電シーケンスを再開します。

起動モード： PWM および CTRL を両方とも有効にすることにより、起動モードがイネーブルされると、NMOS プルダウン・スイッチはオフになり、25μA の充電電流が流れます。SS の電圧は直線的に増加し始め、0.2V に達すると、スイッチングおよび TG ドライバがイネーブルされます。SS の電圧が 0.2V ~ 1.7V の間、周波数と電流制限値は SS の電圧に応じて直線的に増加するので、突入電流が少なく滑らかな起動プロファイルが得られます。目的の起動時間を得るために必要なソフトスタート・コンデンサは、SS の 1.5V の範囲と 25μA の充電電流を基にして計算します。

$$C_{SS} \text{ (nF)} = 16.67 \cdot t_{SS} \text{ (ms)}$$

例えば、約 0.5ms のソフトスタート時間を発生させるには、8.2nF のコンデンサを使用します。

出力と負荷の状態によっては、SS の電圧が 1.7V に達する前にデバイスがレギュレーション状態に移行することがありますが、ソフトスタートが正常に完了したことを示すのは、1.7V の閾値と、CTRL で規定された出力電流の 10 分の 1 以上での検出の組み合わせです。これが重要になるのは、低デューティ・サイクルの PWM 信号によって起動モードがイネーブルされた場合です。説明は以下のとおりです。

PWM 信号によってソフトスタート・シーケンスを中断できる場合、PWM 信号のデューティ・サイクルが低いと、起動時間が長くなりすぎることがあります。したがって、PWM > 1.2V および CTRL > 150mV によって起動モードが開始されると、これらの信号のいずれかによってロジックのデイスエーブル信号が一時的に無視されます。デバイスは、SS ピンの電圧が 1.7V レベルに達するか、出力電流がフルスケール値の 10 分の 1 に達するまで、スイッチングおよび TG をイネーブルにした状態でソフトスタートを継続します。この時点で、デバイスは PWM 信号または CTRL 信号が示すように調光制御の追従を開始します。出力の過電流が検出されると、SS が充電を継続している場合でも、SW と TG は必ずデイスエーブルされます。これについては、障害処理のセクションで詳細に説明します。

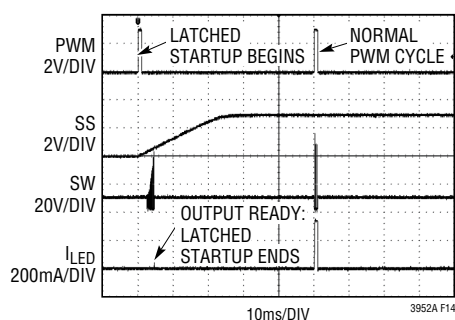


図 14. PWM ラッチ型の起動

動作

CTRL 信号を使用する PWM 調光時は、ソフトスタート電圧が上昇している場合でも、CTRL がローのときは出力電流をゼロにするよう指示されることに注意してください。

障害処理: 障害処理シーケンスはソフトスタート条件に応じて変化することがありますが、出力過電流障害が検出されると、スイッチングはオフになり、TG ドライバは直ちにハイになります。これにより、出力が完全に短絡した場合でも、出力を安全に遮断できます。

過電流が検出され、TG と SW がディスエーブルされた場合、SS が $2.5\mu\text{A}$ 電流源を使用して放電を開始する前に、SS は引き続き 1.7V の上側閾値まで充電する必要があります。SS の電圧が既に 1.7V 以上である場合は、TG と SW がディスエーブルされるとすぐに放電を開始します。出力過電流障害が検出されたときに、SS がまだ起動段階である場合、TG と SW がディスエーブルされている場合でも、SS は充電を継続します。SS は 1.7V レベルまで充電してから方向を反転し、 $2.5\mu\text{A}$ 電流源によって 0.2V レベルまで放電します。これによって遅延時間が長くなり、システムは過電流状態から回復できます。

SS (のコンデンサ) が放電して (電圧が) 0.2V レベルになると、前述したように 120Ω の NMOS プルダウン・スイッチによって SS (の電圧) がゼロになり、 $25\mu\text{A}$ の充電電流が再度流れます。スイッチングおよび TG は、SS が 0.2V の閾値に再度上昇するまで再イネーブルされません。この時点でも過電流がなお検出される場合、SS の電圧は、方向が反転するまで 1.7V の閾値まで上昇し続けるので、SW と TG は再度ディスエーブルされます。このようにして、一時中断再試行サイクルが得られ、スイッチングの最大デューティ・サイクルは 10% (プルアップ電流 $25\mu\text{A}$ とプルダウン電流 $2.5\mu\text{A}$ の比) となります。この低い一時中断デューティ・サイクルにより、持続過負荷状態時に入力電力が減少します。

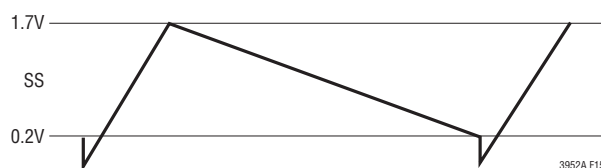


図 15. 持続的一時中断モードでの SS の電圧

ラッチオフ応答が望ましい場合は、 INTV_{CC} と SS の間にプルアップ抵抗を接続し、SS が 0.2V レベルまで放電しないように十分に低い値に設定すれば済みます。 $2.5\mu\text{A}$ の低プルダウン電流の場合は、 INTV_{CC} までの抵抗値が $750\text{k}\Omega$ と比較的高い値であっても SS (の電圧) は自動再試行閾値に到達できないので、実質的に障害ラッチオフ状態になります。この時点になったら、 120Ω の NMOS プルダウン・スイッチが再試行の準備として SS の電圧をクリアしたらすぐにシャットダウン・モードを開始して終了することにより、手動で再試行することができます。

SHORTLED フラグ: LT3952A は、過電流検出にフラグを立てるオープンドレインの $\overline{\text{SHORTLED}}$ ピンを備えています。このピンはプルアップ抵抗を使用してユーザーの電圧 (最大 42V) に接続します。また、このピンのプルアップ強度は 60Ω です。電力損失に注意し、プルアップ電流は最大数 mA に抑えてください。

$\overline{\text{SHORTLED}}$ プルダウン・スイッチは、障害を検出するとすぐに作動し、一時中断サイクル充放電段階全体を通じてオンのままです。このプルダウン・スイッチは、再起動段階時に SS のコンデンサが 0V にクリアされるときに解放され、SS が 0.2V の再試行閾値まで再充電されるときは解放状態を維持します。この時点で障害が再度検出された場合、一時中断再試行サイクルが続行されるので、このピンは再度プルダウンされます。IRQ によるユーザー検出障害の場合は、この立下がりエッジを使用して、システムが完全にシャットダウンするまで目的の障害数をカウントするか、立上がりエッジを使用して、システムを新しい起動サイクルに合わせて準備します。

動作

基板レイアウト

LT3952A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・プレーンの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、インダクタ、SWピン、およびショットキー整流器のアノードの間にある高 dV/dt のスイッチング・ノード領域を最小化する必要があります。

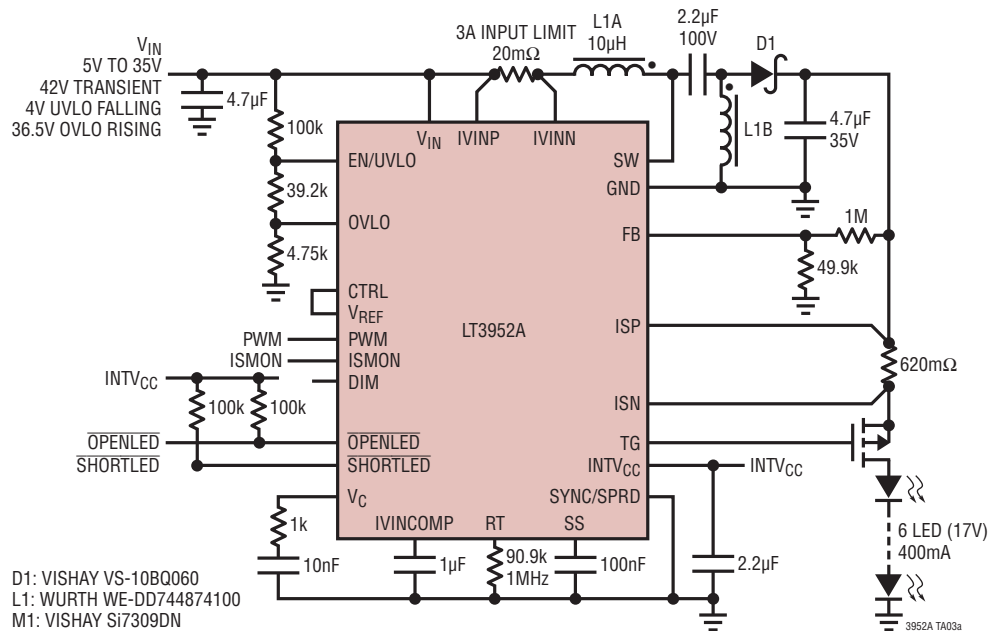
スイッチング・ノードの下にグラウンド・プレーンを使用して、影響を受けやすい信号へのプレーン間結合を排除します。SWピンからショットキー・ダイオード整流器とフィルタ・コンデンサを介してGNDまでの dI/dt の高いパターンの長さをできるだけ短くして、デバイスのGNDピンをデバイスの下にある広い

銅箔領域に接続します。INTV_{CC}のコンデンサのGND端子は、スイッチング経路のGNDの近くに配置します。V_{REF}のコンデンサ、IVINCOMPのコンデンサ、補償回路網、およびその他のDC制御信号のグラウンドは、デバイスの下側で星形結線します。FB、DIM、IVINN、RT、VCなどの高インピーダンス信号は、スイッチング・ノードの近くに配線しないでください。また、これらの配線長は最小限に抑えて、スイッチング・ノイズを拾わないようにします。

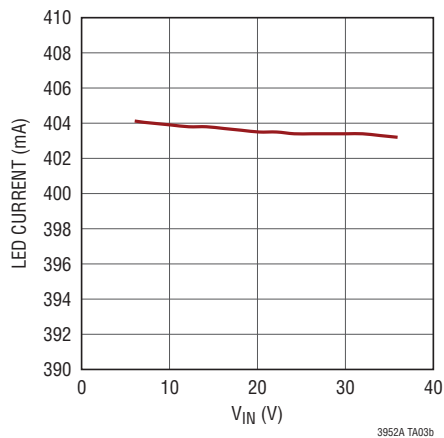
ISP/ISN/IVINP/IVINNの各入力には、少量だが可変のDCバイアス電流が流れるので、これらのピンと直列に接続する抵抗値は最小限に抑えて、オフセットが発生しないようにしてください。これらの配線を各検出抵抗の端子にケルビン接続することにより、最高の性能が得られます。

標準的応用例

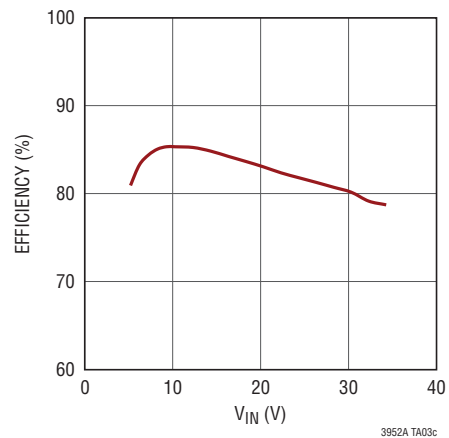
入力電流を制限できるSEPIC LEDドライバ



LED 電流と入力電圧

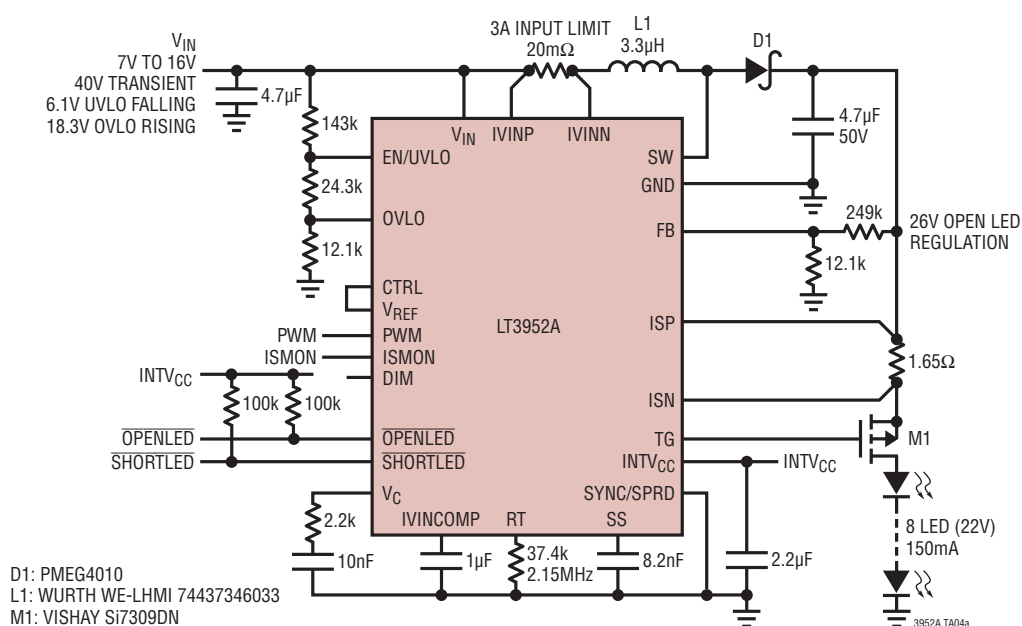


SEPIC の効率と入力電圧

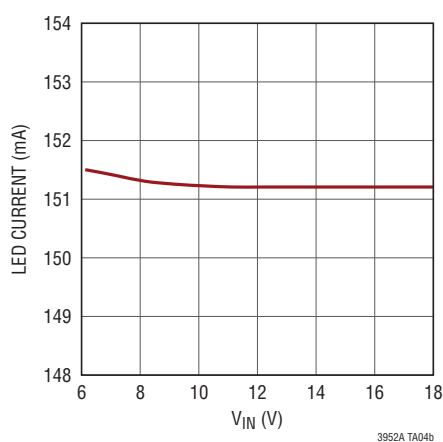


標準的応用例

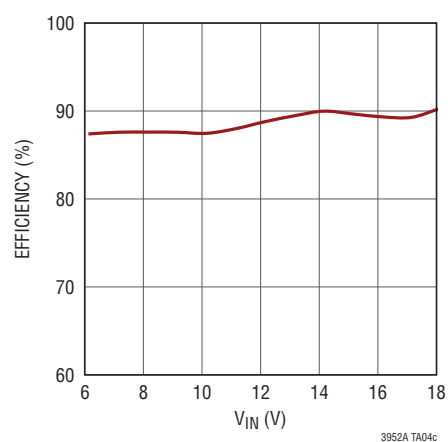
4000:1 の PWM 調光回路と過電圧保護回路を内蔵した 2MHz 昇圧 LED ドライバ



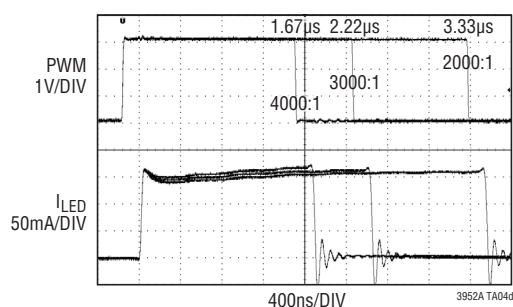
LED 電流と入力電圧



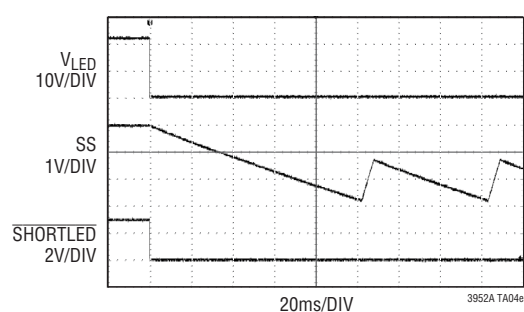
動作範囲での効率



高い PWM 調光比

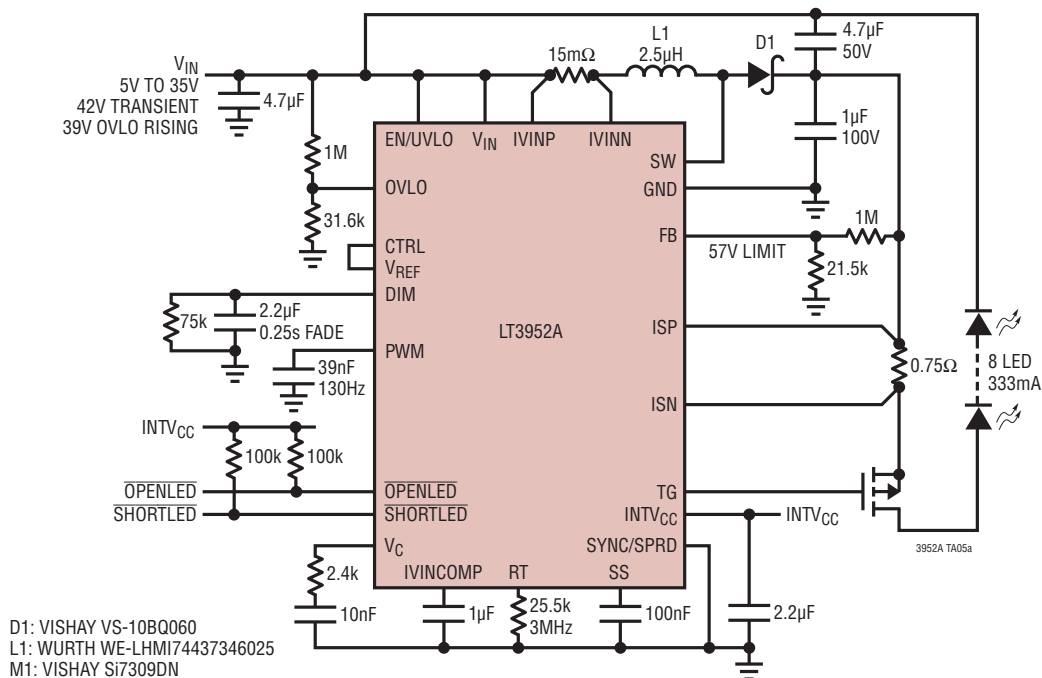


LED 完全短絡時の応答

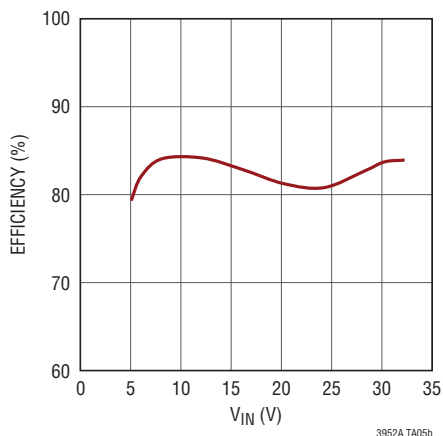


標準的応用例

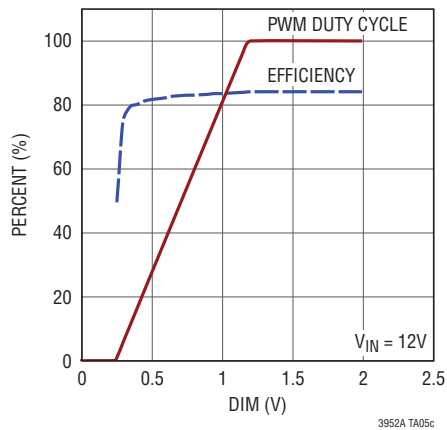
PWM 調光回路とフェード・スタート回路を内蔵した 3MHz 昇降圧 LED ドライバ



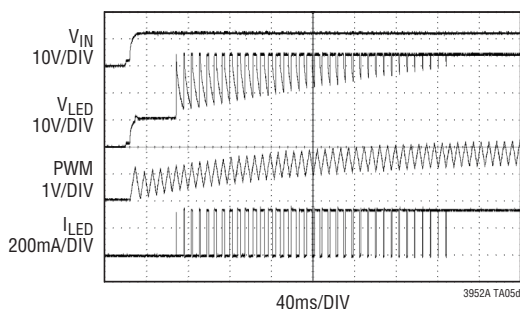
効率と入力電圧



PWM のデューティ・サイクルおよび効率と DIM の電圧

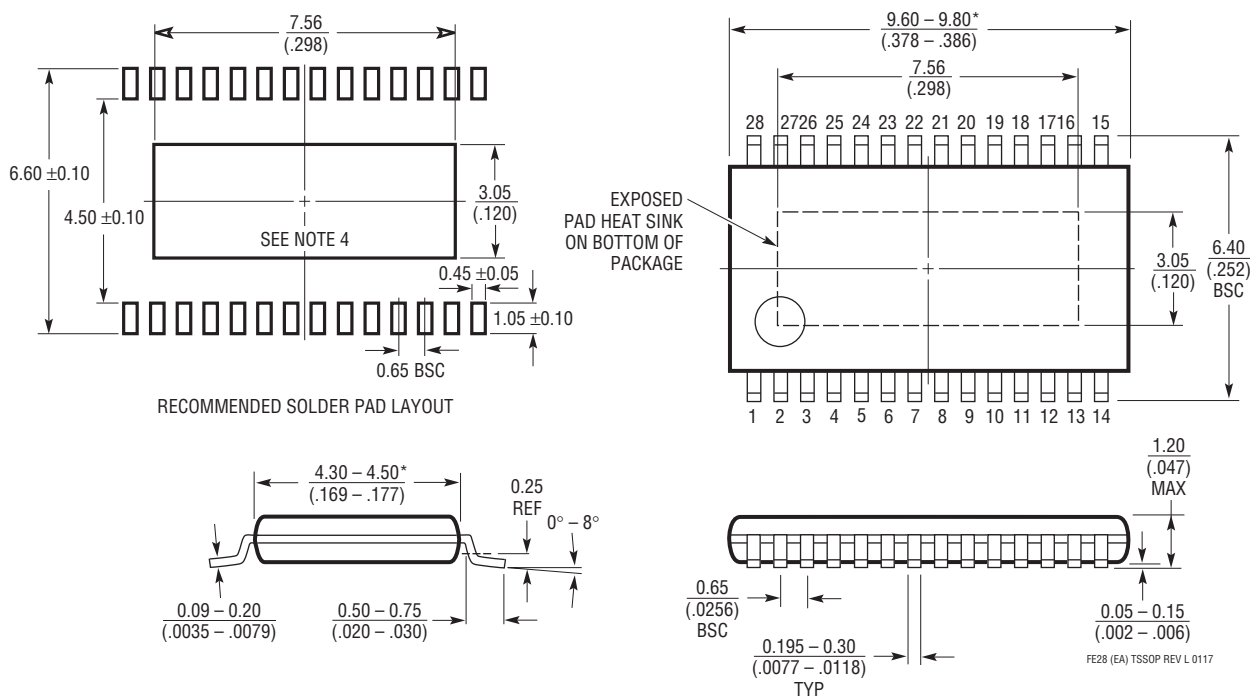


電源投入 - フェード・スタート



パッケージ

FE Package
28-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev L)
Exposed Pad Variation EA



注:

- 標準寸法: ミリメートル
- 寸法は ミリメートル
(インチ)

3. 図は実寸とは異なる

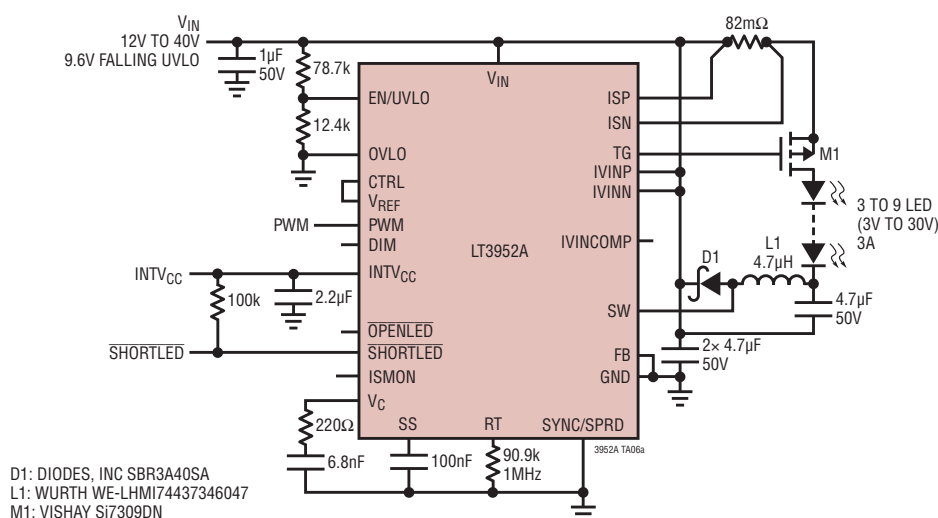
4. 露出パッド接続のための推奨最小PCBメタルサイズ

*寸法にはモールドのバリを含まない。

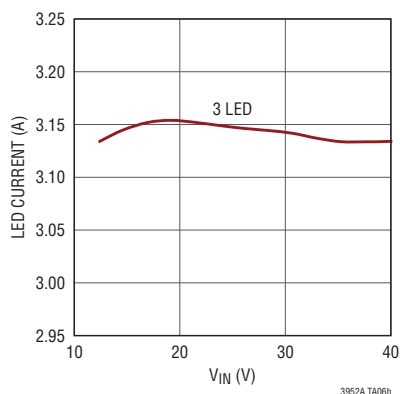
モールドのバリは、各サイドで 0.150mm (0.006 インチ)を超えないこと

標準的応用例

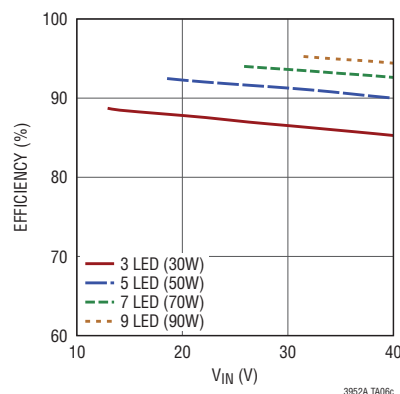
3A 降圧モード LED ドライバ



LED 電流と入力電圧



効率と V_{IN}



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3795	スペクトラム拡散回路と昇圧短絡保護回路を内蔵した 110V 高電位側 LED コントローラ	V _{IN} : 4.5V~110V, V _{OUT} (MAX) = 110V, PWM 調光 = 3000:1, I _{SD} < 10mA, TSSOP-28 パッケージ
LT3518	2.3A、2.5MHz 高電流 LED ドライバ、3000:1 の調光、PMOS 遮断 FET ドライバ付き	V _{IN} : 3V~30V, V _{OUT} (MAX) = 45V, 3000:1 の PWM 調光, I _{SD} < 1μA, 4mm × 4mm QFN-16 および TSSOP-16E パッケージ
LT3755/LT3755-1/ LT3755-2	3000:1 の PWM 調光機能を備えた高電位側 40V、1MHz LED コントローラ	V _{IN} : 4.5V~40V, V _{OUT} (MAX) = 75V, 3000:1 の PWM 調光, I _{SD} < 1μA, 3mm × 3mm QFN-16 および MSOP-16E パッケージ
LT3956	高電位側 80V、3.3A、1MHz LED ドライバ、3000:1 の True Color PWM 調光付き	V _{IN} : 6V~80V, V _{OUT} (MAX) = 80V, PWM 調光 = 3000:1, I _{SD} < 1μA, 5mm × 6mm QFN-36 パッケージ
LT3761	3000:1 の PWM 調光機能を備え PWM ジェネレータを内蔵した高電位側 80V、1MHz LED コントローラ	V _{IN} : 4.5V~60V, V _{OUT} (MAX) = 80V, 3000:1 の True Color PWM 調光、アナログ調光, I _{SD} < 1μA, MSOP-16E パッケージ
LT3478/LT3478-1	3000:1 の調光機能を備えた 4.5A、2MHz 高電流 LED ドライバ	V _{IN} : 2.8V~36V, V _{OUT} (MAX) = 40V, 3000:1 の PWM 調光, I _{SD} < 1μA, TSSOP-16E パッケージ
LT3954	3000:1 の PWM 調光機能を備え PWM ジェネレータを内蔵した高電位側 40V、5A、1MHz LED ドライバ	V _{IN} : 4.5V~40V, V _{OUT} (MAX) = 40V, True Color PWM 調光 = 3000:1, アナログ調光, I _{SD} < 1μA, 5mm × 6mm QFN-36 パッケージ