

降圧コントローラ付き 16チャンネル50mA LEDドライバ

特長

- 入力電源電圧範囲: 6V ~ 55V
- 16の独立したLED出力: 最大75mA/36V
- LED電流整合: 50mAで±3% (標準±1%)
- 6ビット・ドット補正電流調整
- 12ビット・グレースケールPWM調光
- 最小LEDオン時間: 0.5μs
- LEDバス電圧の適応制御により高効率を達成
- カスケード接続可能な30MHzシリアル・データ・インタフェース
- 診断および保護機能: 個々のオープン/短絡LEDおよび過温度フォールト
- 40ピン6mm×6mm QFNパッケージ

アプリケーション

- 大画面ディスプレイのLEDバックライト
- モノカラー、マルチカラー、フルカラーのLEDディスプレイ
- LEDの広告塔や看板

LT、LT、LTC、LTM、Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。True Color PWMはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

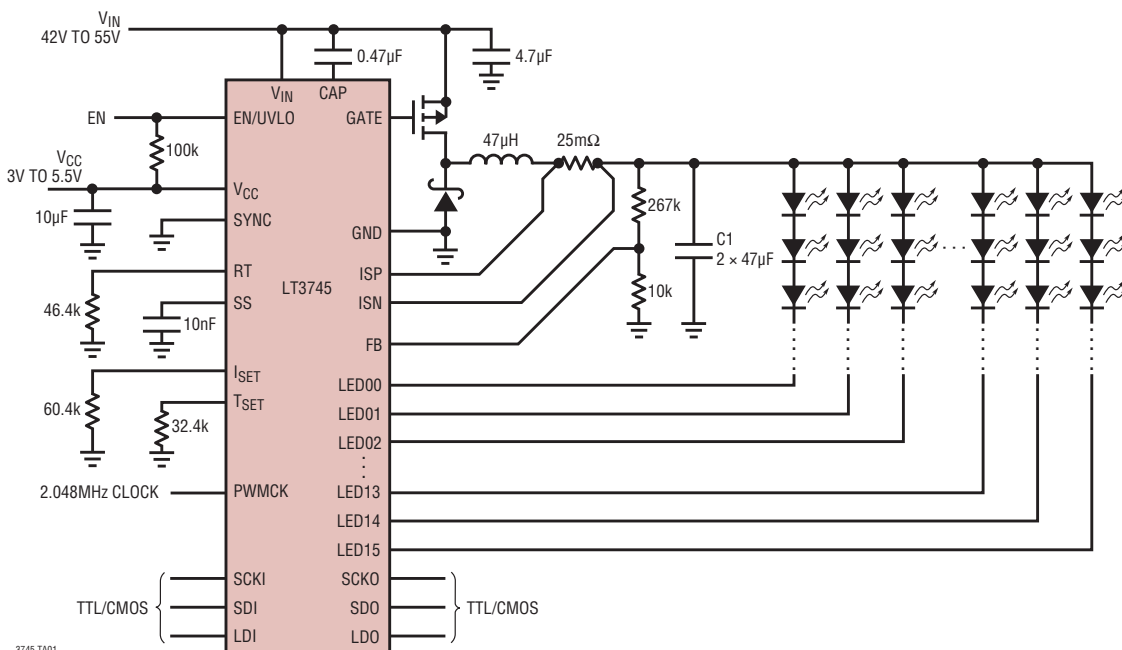
概要

LT[®]3745は16チャンネルLEDドライバと55V降圧コントローラを一体化しています。LEDドライバはチャンネルごとに最大75mA/36Vの直列LEDを点灯させ、降圧コントローラは並列LEDストリングに適用してバス電圧を生成します。各チャンネルごとに6ビット・ドット補正電流調整機能と12ビット・グレースケールPWM調光機能を備えています。ドット補正とグレースケール調光はどちらもTTL/CMOSロジックのシリアル・データ・インタフェースを介してアクセス可能です。チャンネル当たり50mAで、±3%のLED電流整合と、最小0.5μsのLEDオン時間を達成することができます。

LT3745は、オープン/短絡LEDや過温度フォールトに対する診断機能と保護機能を備えています。フォールト状態は、シリアル・データ・インタフェースを介して通知されます。十分にバッファされ、スキューのバランスがとれた、カスケード接続可能な30MHzのシリアル・データ・インタフェースを備えたLT3745は、大画面LCDのダイナミック・バックライトや、モノカラー、マルチカラーおよびフルカラーLEDディスプレイに最適です。

標準的応用例

16チャンネルLEDドライバ、1MHz降圧、チャンネル当たり10LED、25mA~75mA、500Hzで12ビット調光



3745 TA01

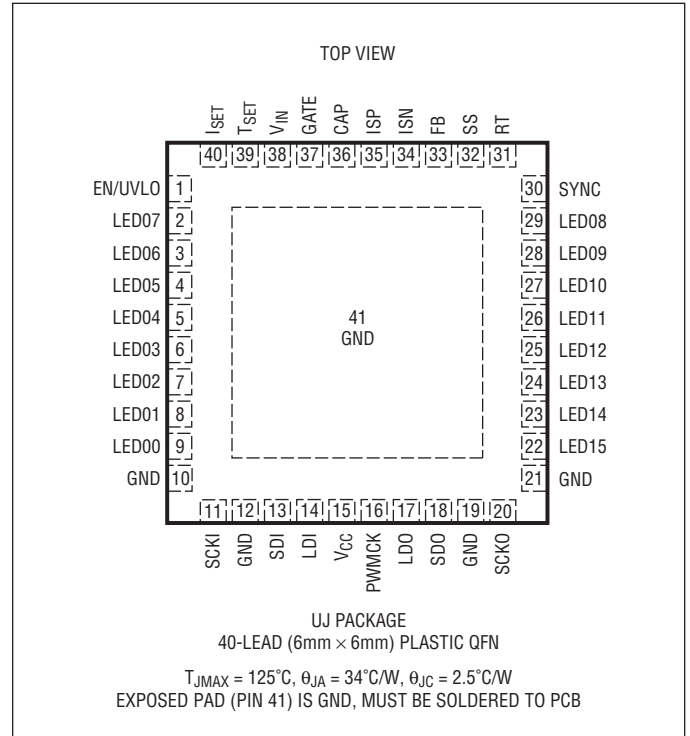
3745f

LT3745

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN}	57V
CAP	$V_{IN} - 8V \sim V_{IN}$
GATE	$CAP \sim V_{IN}$
LED00 ~ LED15, ISP, ISN	40V
ISP	$ISN - 1V \sim ISN + 1V$
FB, RT, T_{SET} , I_{SET}	2V
V_{CC}	$-0.3V \sim 6V$
SCKI, SCKO, SDI, SDO, LDI, LDO, PWMCK, SYNC, SS, EN/UVLO	$-0.3V \sim V_{CC}$
動作接合部温度範囲 (Note 2, 3)	
LT3745E	$-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$
LT3745I	$-40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$
保存温度範囲	$-65^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LT3745EUJ#PBF	LT3745EUJ#TRPBF	3745	40-Lead (6mm × 6mm) Plastic QFN	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
LT3745IUJ#PBF	LT3745IUJ#TRPBF	3745	40-Lead (6mm × 6mm) Plastic QFN	$-40^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$

さら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。非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreeel/> をご覧ください。

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、 $V_{IN} = 12$ 、 $V_{CC} = 3.3\text{V}$ 、 $V_{EN/UVLO} = 1.5\text{V}$ 、 $V_{FB} = 1.5\text{V}$ 、 $V_{ISP} = V_{ISN} = 0\text{V}$ 、 $R_T = 105\text{k}$ 、 $R_{ISET} = 60.4\text{k}$ 、 $C_{CAP} = 0.47\mu\text{F}$ (V_{IN} に接続)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
電源							
V_{IN}	V_{IN} Operating Voltage		●	6	55	V	
I_{VIN}	V_{IN} Supply Current	$V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$ No Switching		0.2 0.4	2 0.55	μA mA	
V_{CC}	V_{CC} Operating Voltage		●	3	5.5	V	
I_{VCC}	V_{CC} Supply Current (Note 4)	$V_{EN/UVLO} = 0\text{V}$ LED Channel Off, 30MHz Data Off LED Channel On, 30MHz Data Off LED Channel On, 30MHz Data On		0.1 3.1 7 16	1 3.6	μA mA mA mA	
低電圧ロックアウト (UVLO)							
	V_{CC} UVLO Threshold	V_{CC} Rising V_{CC} Falling		2.82 2.61	2.89 2.68	2.96 2.75	V V
	EN/UVLO Shutdown Threshold UVLO Threshold	$I_{VCC} < 20\mu\text{A}$ $V_{EN/UVLO}$ Rising $V_{EN/UVLO}$ Falling		0.35 1.28 1.19	1.31 1.34 1.22	1.34 1.25	V V V
$I_{EN/UVLO}$	EN/UVLO Bias Current	$V_{EN/UVLO} = V_{CC} = 3.3\text{V}$			0.1	1	μA
	$(V_{IN} - V_{CAP})$ UVLO Threshold	$(V_{IN} - V_{CAP})$ Rising $(V_{IN} - V_{CAP})$ Falling		4.6 4.2	4.9 4.5	5.2 4.8	V V
ソフトスタート (SS)							
I_{SS}	Soft-Start Charge Current	$V_{SS} = 1\text{V}$		-16	-12	-8	μA
	Soft-Start Discharge Current	$V_{SS} = V_{CC}$, $V_{EN/UVLO} = 1\text{V}$			330		μA
$V_{SS(TH)}$	Soft-Start Reset Threshold				0.35		V
発振器							
V_{RT}	RT Pin Voltage			1.186	1.205	1.224	V
I_{RT}	RT Pin Current Limit	$V_{RT} = 0\text{V}$			-80		μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$R_T = 280\text{k}$ $R_T = 105\text{k}$ $R_T = 46.4\text{k}$		188 475 965	200 500 1015	212 525 1065	kHz kHz kHz
f_{SYNC}	Sync Frequency Range (Note 5)	$R_T = 348\text{k}$		200		1000	kHz
	SYNC LOGIC High Level Voltage Low Level Voltage	$V_{CC} = 3\text{V to } 5.5\text{V}$		2.4 0		V_{CC} 0.6	V V
エラーアンプおよびループの動特性							
V_{FB}	FB Regulation Voltage	$V_{ISN} = 5\text{V}$	●	1.186	1.210	1.234	V
I_{FB}	FB Input Bias Current	$V_{ISN} = 5\text{V}$, V_{FB} Regulated			-120		nA
	LED Regulation Voltage	$V_{ISN} = 5\text{V}$, $V_{FB} = 1\text{V}$		0.63	0.715	0.8	V
$T_{OFF(MIN)}$	Minimum GATE Off-Time	$V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$, $V_{FB} = 1\text{V}$			120		ns
$T_{ON(MIN)}$	Minimum GATE On-Time	$(V_{ISP} - V_{ISN}) = 60\text{mV}$, $V_{ISN} = 5\text{V}$, $V_{FB} = 1\text{V}$			200		ns
電流検出アンプ							
	ISP/ISN Pin Common Mode	$V_{ISP} = V_{ISN}$	●	0		36	V
	V_{IN} to ISN Dropout Voltage ($V_{IN} - V_{ISN}$)	$V_{ISP} = V_{ISN}$, $V_{FB} = 1\text{V}$	●		1.7	2.1	V
	Current Limit Sense Threshold ($V_{ISP} - V_{ISN}$)	$V_{FB} = 1\text{V}$		34	46.5	59	mV
I_{ISP}	ISP Input Bias Current				-24		μA
I_{ISN}	ISN Input Bias Current				-48		μA

LT3745

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、 $V_{IN} = 12$ 、 $V_{CC} = 3.3\text{V}$ 、 $V_{EN}/V_{VLO} = 1.5\text{V}$ 、 $V_{FB} = 1.5\text{V}$ 、 $V_{ISP} = V_{ISN} = 0\text{V}$ 、 $R_T = 105\text{k}$ 、 $R_{ISET} = 60.4\text{k}$ 、 $C_{CAP} = 0.47\mu\text{F}$ (V_{IN} に接続)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ゲート・ドライバ						
V_{BIAS}	CAP Bias Voltage ($V_{IN} - V_{CAP}$)	$7\text{V} < V_{IN} < 55\text{V}$	6.5	6.8	7.1	V
I_{CAP}	CAP Bias Current Limit	$(V_{IN} - V_{CAP}) = V_{BIAS} - 0.5\text{V}$		22		mA
	GATE High Level ($V_{IN} - V_{GATE}$)	$I_{GATE} = -100\text{mA}$		0.4		V
	GATE Low Level ($V_{GATE} - V_{CAP}$)	$I_{GATE} = 100\text{mA}$		0.3		V
	GATE Rise Time	$C_{GATE} = 3.3\text{nF}$ to V_{IN}		30		ns
	GATE Fall Time	$C_{GATE} = 3.3\text{nF}$ to V_{IN}		30		ns

LEDドライバ

V_{ISET}	Trimmed ISET Pin Voltage		●	1.181	1.205	1.229	V
	LEDxx Operating Voltage	$V_{IN} = 48\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = V_{LEDxx}$	●			36	V
	LEDxx Leakage Current	LED Channel Off, $V_{IN} = 48\text{V}$, $V_{ISP} = V_{ISN} = 36\text{V}$, $V_{LEDxx} = 24\text{V}$				0.2	μA
I_{LED}	LED Constant Sink Current	$V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$, $V_{LEDxx} = 1\text{V}$ REG _{DC} = 0x00 REG _{DC} = 0x20 REG _{DC} = 0x3F	● ● ●	23.5 48 71	25.3 50.5 74	27 53 77	mA mA mA
ΔI_{LEDC}	Current Mismatch Between Channels	$V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$, $V_{LEDxx} = 1\text{V}$, REG _{DC} = 0x20 (Note 6)	●		± 1	± 3	%
ΔI_{LEDD}	Current Mismatch Between Devices	$V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$, $V_{LEDxx} = 1\text{V}$, REG _{DC} = 0x20 (Note 7)	●		± 1	± 3	%
ΔI_{LINE}	LED Current Line Regulation	$V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$, $V_{LEDxx} = 1\text{V}$, REG _{DC} = 0x20, $V_{CC} = 3\text{V}$ to 5.5V (Note 8)			0.1	0.2	%/V
ΔI_{LOAD}	LED Current Load Regulation	$V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$, REG _{DC} = 0x20, $V_{LEDxx} = 1\text{V}$ to 3V (Note 9)			0.1	0.2	%/V
V_{OPEN}	Open LED Threshold	$V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$, V_{LEDxx} Falling			0.35		V
V_{SHT}	Short LED Threshold	$V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$, V_{LEDxx} Rising		3.7	3.9	4.1	V
T_{LEDON}	Minimum LED On-Time	$V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$, REG _{GS} = 0x001			0.5		μs
	PWMCK LOGIC High Level Voltage Low Level Voltage	$V_{CC} = 3\text{V}$ to 5.5V		2.4 0		V_{CC} 0.6	V V

熱保護

I_{TSET}	TSET Output Current	$V_{TSET} = 1\text{V}$	●	19.0	19.8	20.6	μA
	TSET Over Temperature Threshold	$T_A = 25^\circ\text{C}$			510		mV

シリアル・データ・インタフェース

V_{SIH} V_{SIL}	Single-Ended Input (Note 10) High Level Voltage Low Level Voltage	$V_{CC} = 3\text{V}$ to 5.5V		2.4 0		V_{CC} 0.6	V V
I_{SI}	Single-Ended Input Current	$V_{CC} = 3\text{V}$ to 5.5V , $S_I = V_{CC}$ or GND		-0.2		0.2	μA
V_{SOH} V_{SOL}	Single-Ended Output (Note 10) High Level Voltage Low Level Voltage	$V_{CC} = 3\text{V}$ to 5.5V $I_{SO} = -1\text{mA}$ $I_{SO} = 1\text{mA}$		$V_{CC} - 0.1$		0.1	V V V

タイミング特性 ●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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{CC} = 3\text{V} \sim 5.5\text{V}$ 、 $V_{EN}/V_{VLO} = 1.5\text{V}$ 、 $V_{FB} = 1.5\text{V}$ 、 $V_{ISP} = V_{ISN} = 5\text{V}$ 、 $V_{LEDxx} = 1\text{V}$ 、 $R_T = 105\text{k}$ 、 $R_{ISET} = 60.4\text{k}$ 、 $C_{CAP} = 0.47\mu\text{F} \sim V_{IN}$ 、 $C_{SCKO} = C_{SDO} = C_{LDO} = 15\text{pF}$ (GNDに接続)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
f _{SCKI}	Data Shift Clock Frequency		●		30	MHz	
f _{PWMCK}	PWMCK Clock Frequency		●		25	MHz	
t _{WH-CKI}	SCKI Pulse Duration	SCKI = H (Figure 3)	●	16		ns	
t _{WL-CKI}		SCKI = L (Figure 3)	●	16		ns	
t _{WH-PWM}	PWMCK Pulse Duration	PWMCK = H (Figure 4)	●	20		ns	
t _{WL-PWM}		PWMCK = L (Figure 4)	●	20		ns	
t _{WH-LDI}	LDI Pulse Duration	LDI = H (Figure 3)	●	20		ns	
t _{SU-SDI}	SDI-SCKI Setup Time	SDI – SCKI ↑ (Figure 3)	●	2		ns	
t _{HD-SDI}	SCKI-SDI Hold Time	SCKI ↑ – SDI (Figure 3)	●	2		ns	
t _{SU-LDI}	SCKI-LDI Setup Time	SCKI ↓ – LDI ↑ (Figure 3)	●	5		ns	
t _{HD-LDI}	LDI-SCKI Hold Time	LDI ↓ – SCKI ↑ (Figure 3)	●	15		ns	
t _{PD-SCK↑}	SCKI-SCKO Propagation Delay (Rising)	SCKI ↑ – SCKO ↑ (Figure 3)	●	17	35	ns	
t _{PD-SCK↓}	SCKI-SCKO Propagation Delay (Falling)	SCKI ↓ – SCKO ↓ (Figure 3)	●	20	40	ns	
Δt _{PD-SCK}	SCK Duty Cycle Change	Δt _{PD-SCK} = t _{PD-SCK} ↑ – t _{PD-SCK} ↓		-3		ns	
t _{PD-SD}	SCKO-SDO Propagation Delay	SCKO ↑ – SDO (Figure 3)	●	2.2	4.5	7	ns
t _{PD-LD↑}	LDI-LDO Propagation Delay (Rising)	LDI ↑ – LDO ↑ (Figure 3)	●	17	35	ns	
t _{PD-LD↓}	LDI-LDO Propagation Delay (Falling)	LDI ↓ – LDO ↓ (Figure 3)	●	20	40	ns	
Δt _{PD-LD}	LD Duty Cycle Change	Δt _{PD-LD} = t _{PD-LD} ↑ – t _{PD-LD} ↓		-3		ns	
t _{PD-PWM}	PWMCK-LED Propagation Delay	PWMCK ↑ – ILED (Figure 4)		80		ns	
t _{R-SO}	SCKO/SDO/LDO Rise Time	C _{LOAD} = 15pF, 10% to 90%		4		ns	
t _{F-SO}	SCKO/SDO/LDO Fall Time	C _{LOAD} = 15pF, 90% to 10%		4		ns	

表1. テストパラメータの式

$\Delta I_{LEDC}(\%) = \frac{I_{OUTn} - I_{OUTavg(0-15)}}{I_{OUTavg(0-15)}} \cdot 100$	(1)
$\Delta I_{LEDD}(\%) = \frac{I_{OUTavg(0-15)} - I_{OUTcal}}{I_{OUTcal}} \cdot 100$	(2)
$I_{OUTcal} = 2500 \cdot \left(\frac{1.205\text{V}}{R_{ISET}} \right)$	(3)
$\Delta I_{LINE}(\% / V) = \frac{I_{OUTn} \Big _{V_{CC} = 5.5\text{V}} - I_{OUTn} \Big _{V_{CC} = 3\text{V}}}{I_{OUTn} \Big _{V_{CC} = 3\text{V}}} \cdot \frac{100}{2.5\text{V}}$	(4)
$\Delta I_{LOAD}(\% / V) = \frac{I_{OUTn} \Big _{V_{OUTn} = 3\text{V}} - I_{OUTn} \Big _{V_{OUTn} = 1\text{V}}}{I_{OUTn} \Big _{V_{OUTn} = 1\text{V}}} \cdot \frac{100}{2\text{V}}$	(5)

電気的特性

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。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可能性がある。

Note 2: LT3745Eは、0°C～125°Cの接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。-40°C～125°Cの動作接合部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。LT3745Iは-40°C～125°Cの動作接合部温度範囲で動作することが保証されている。

Note 3: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するためのサーマル・シャットダウン保護機能が備わっている。サーマル・シャットダウン保護機能がアクティブなとき接合部温度は125°Cを超える。規定された最高動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうおそれがある。

Note 4: LEDチャンネルがオンしているときの V_{CC} の消費電流は、LED電流の設定値とLEDxxピンの電圧に大きく依存する。そのテスト条件は、 $R_{SET} = 60.4k$ 、 $REG_{DC} = 0x3F$ 、 $REG_{GS} = 0xFF$ 、 $V_{ISP} = V_{ISN} = 5V$ 、 $V_{LEDxx} = 1V$ 。シリアル・データ・インタフェースがオンしているときの V_{CC} の

消費電流は、 V_{CC} 電源電圧、シリアル・データ・インタフェースのクロック周波数、SCKO/SDO/LDOの負荷容量、およびPWMCKクロック周波数に大きく依存する。そのテスト条件は、 $V_{CC} = 3.3V$ 、 $f_{SCKI} = 30MHz$ 、 $C_{SCKO} = C_{SDO} = C_{LDO} = 15pF$ 、 $f_{PWMCK} = 409.6KHz$ 。

Note 5: SYNC周波数はRTでプログラムされる発振器周波数より高くする必要があり、約20%高くすることを推奨する。推奨値より高いどんなSYNC周波数も、スロープ補償が不十分なため、コンバータに低調波発振を生じる可能性がある。「アプリケーション情報」のセクションを参照。

Note 6: チャンネル間の電流の不整合は表1の式1のように計算される。

Note 7: デバイス間の電流の不整合は表1の式2および式3のように計算される。

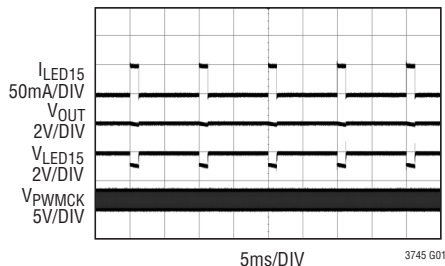
Note 8: LED電流のライン・レギュレーションは表1の式4のように計算される。

Note 9: LED電流のロード・レギュレーションは表1の式5のように計算される。

Note 10: シングルエンド入力SIの仕様は、SCKI、SDIおよびLDIの各ピンに適用される。シングルエンド出力SOの仕様は、SCKO、SDOおよびLDOの各ピンに適用される。

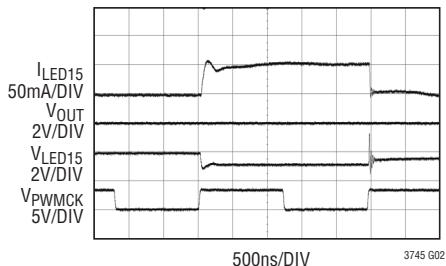
標準的性能特性 注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$.

100Hz 8:1 GS 調光



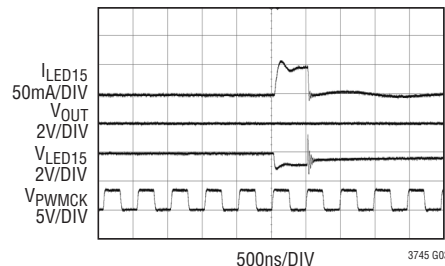
CIRCUIT OF FIGURE 7:
 $DC_{15} = 0 \times 20$
 $GS_{15} = 0 \times 200$

100Hz 4096:1 GS 調光



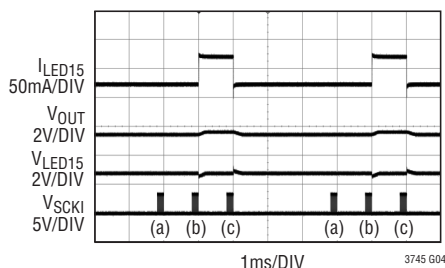
CIRCUIT OF FIGURE 7:
 $DC_{15} = 0 \times 20$
 $GS_{15} = 0 \times 001$

500Hz 4096:1 GS 調光



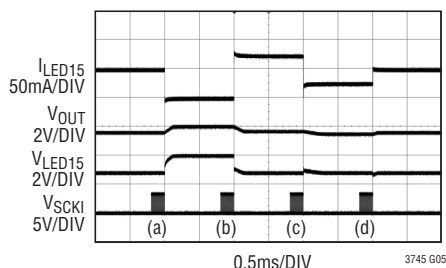
CIRCUIT OF FIGURE 7:
 $DC_{15} = 0 \times 20$
 $GS_{15} = 0 \times 001$

200Hz 2レベルDC 調光



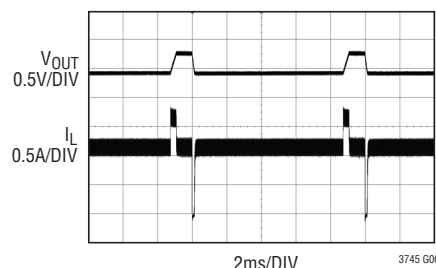
CIRCUIT OF FIGURE 7:
 (a) $EN = 1, GS_{15} = 0 \times \text{FFF}$ (c) $EN = 1, DC_{15} = 0 \times 00$
 (b) $EN = 1, DC_{15} = 0 \times 3F$

200Hz 4レベルDC 調光



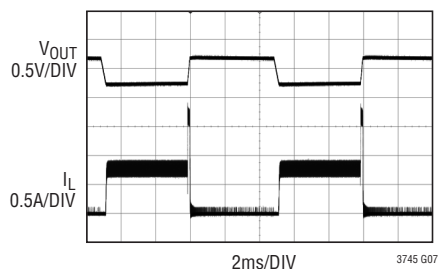
CIRCUIT OF FIGURE 7:
 (a) $EN = 0, GS_{15} = 0 \times \text{FFF}$ (c) $EN = 1, DC_{15} = 0 \times 00$
 (b) $EN = 1, DC_{15} = 0 \times 3F$ (d) $EN = 1, DC_{15} = 0 \times 20$

適応型 LED バス電圧 I



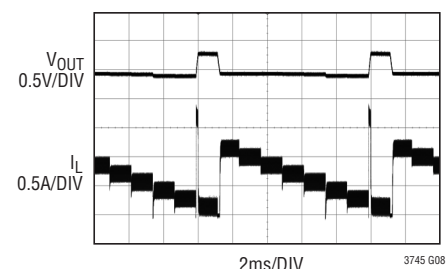
CIRCUIT OF FIGURE 7:
 $DC_{00-15} = 0 \times 3F, GS_{00-15} = 0 \times \text{FFF}$

適応型 LED バス電圧 II



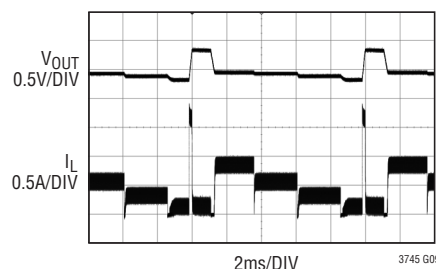
CIRCUIT OF FIGURE 7:
 $DC_{00-15} = 0 \times 20, GS_{00-15} = 0 \times 800$

適応型 LED バス電圧 III



CIRCUIT OF FIGURE 7:
 $DC_{00-15} = 0 \times 3F, GS_{00-01} = 0 \times 1FF, GS_{02-03} = 0 \times 3FF,$
 $GS_{04-05} = 0 \times 5FF, GS_{06-07} = 0 \times 7FF, GS_{08-09} = 0 \times 9FF,$
 $GS_{10-11} = 0 \times BFF, GS_{12-13} = 0 \times DFF, GS_{14-15} = 0 \times \text{FFF}$

適応型 LED バス電圧 IV

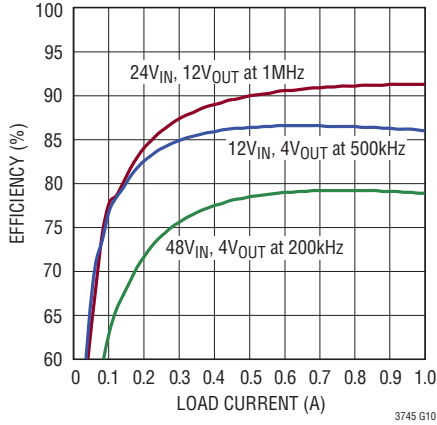


CIRCUIT OF FIGURE 7:
 $DC_{00-03} = 0 \times 3F, GS_{00-03} = 0 \times 3FF, DC_{04-07} = 0 \times 2F,$
 $GS_{04-07} = 0 \times 7FF, DC_{08-11} = 0 \times 1F, GS_{08-11} = 0 \times BFF,$
 $DC_{12-15} = 0 \times 0F, GS_{12-15} = 0 \times \text{FFF}$

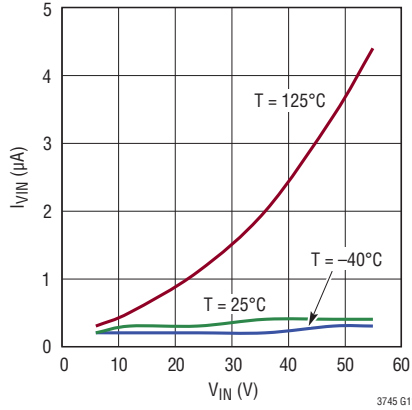
LT3745

標準的性能特性 注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

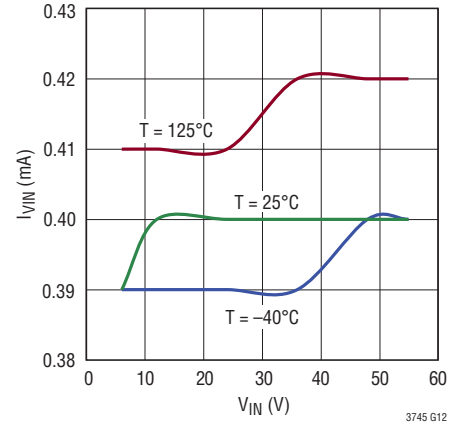
降圧の効率



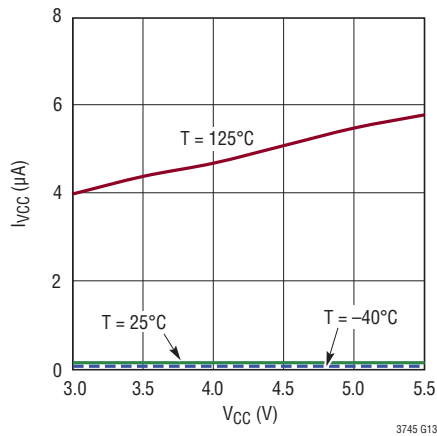
シャットダウン時の I_{VIN} と V_{IN}



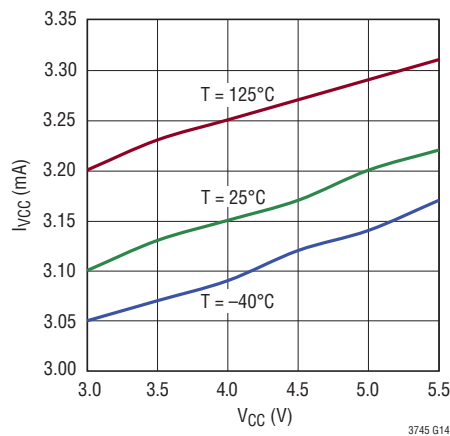
静止 I_{VIN} と V_{IN}



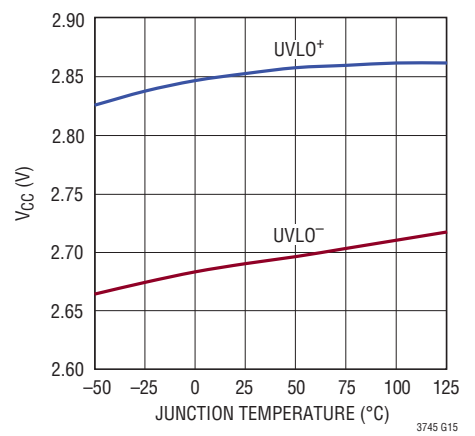
I_{VCC} と V_{CC} - シャットダウン・モード



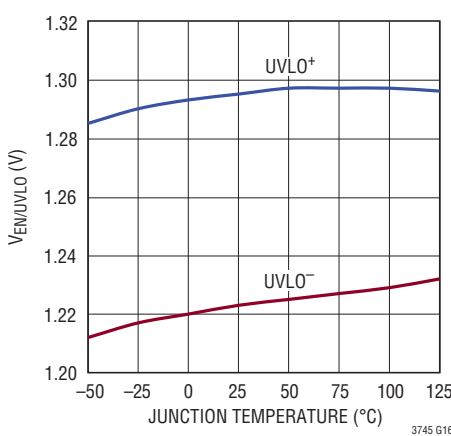
I_{VCC} と V_{CC} - チャネルはオフ、データはオフ



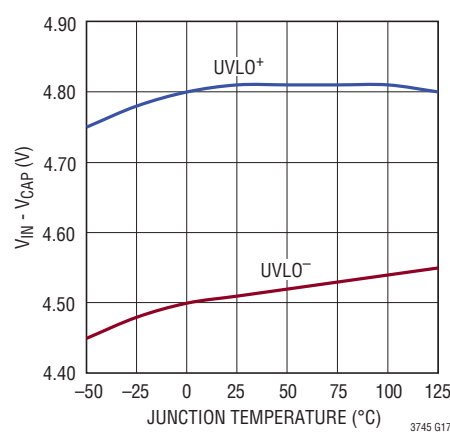
V_{CC} の UVLO スレッシュホールドと温度



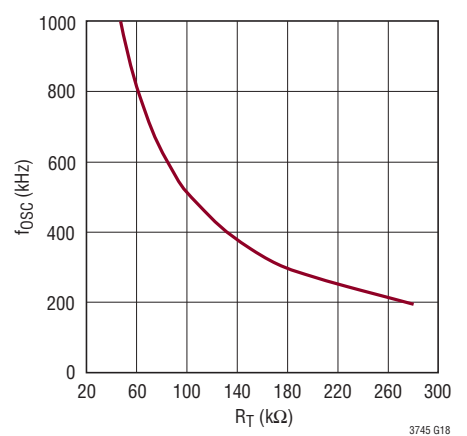
EN/UVLO の UVLO スレッシュホールドと温度



(V_{IN} - V_{CAP}) UVLO スレッシュホールドと温度

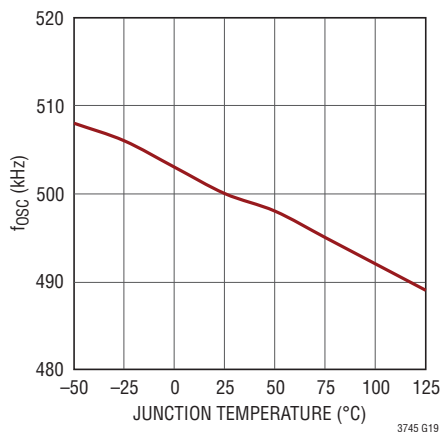


発振器周波数 f_{OSC} と R_T



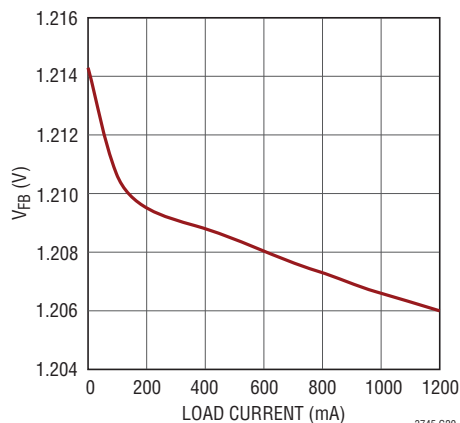
標準的性能特性 注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

発振器周波数 f_{OSC} と温度



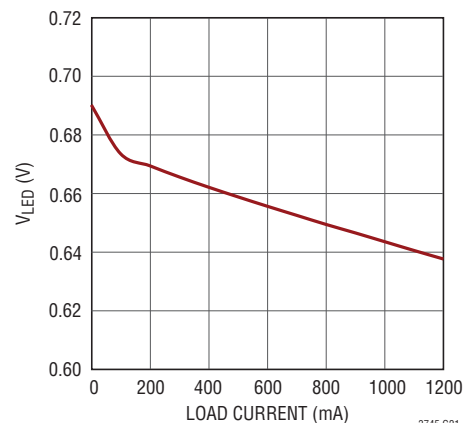
3745 G19

FBの安定化電圧と負荷電流



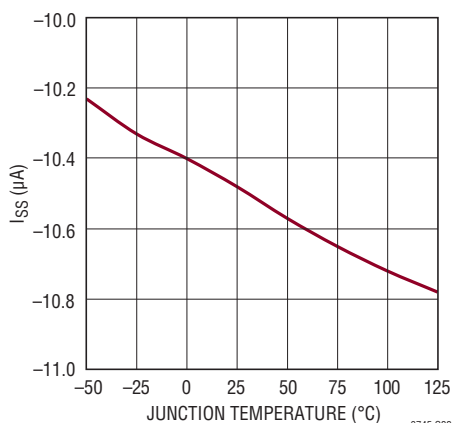
3745 G20

LEDの安定化電圧と負荷電流



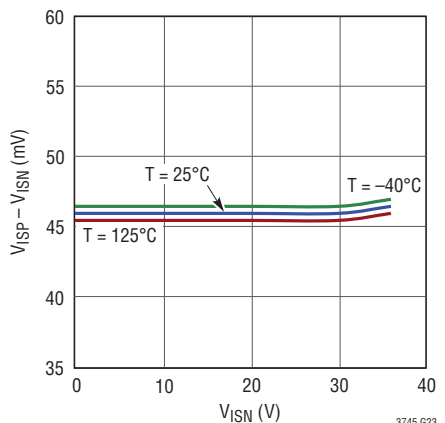
3745 G21

ソフトスタート充電電流 I_{SS} と温度



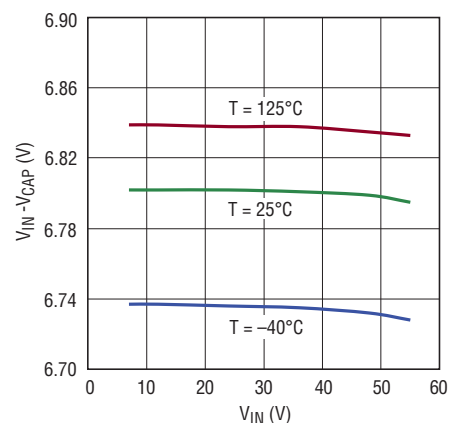
3745 G22

電流検出スレッシュホールドと V_{ISN}



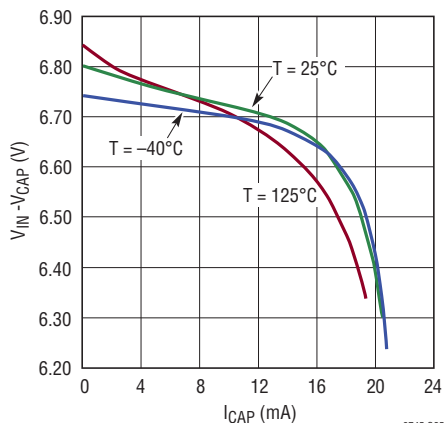
3745 G23

CAPのバイアス電圧 ($V_{IN} - V_{CAP}$) と V_{IN}



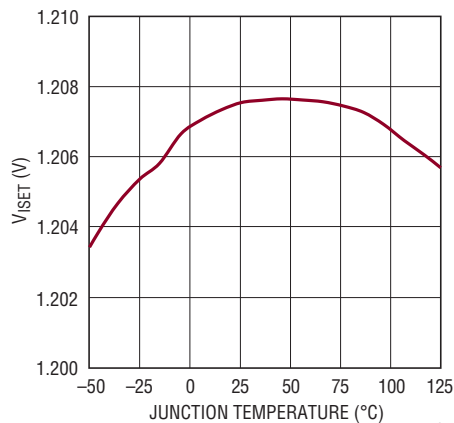
3745 G24

CAPのバイアス電圧 ($V_{IN} - V_{CAP}$) と I_{CAP}



3745 G25

V_{ISET} ピンの電圧と温度

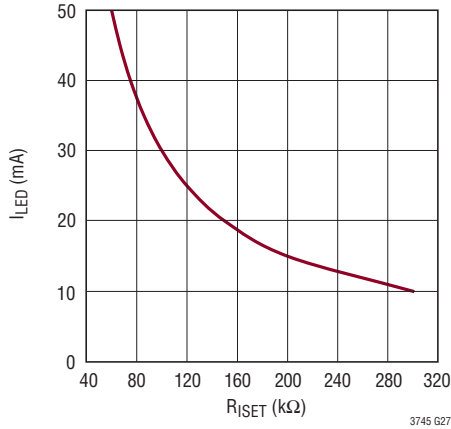


3745 G26

LT3745

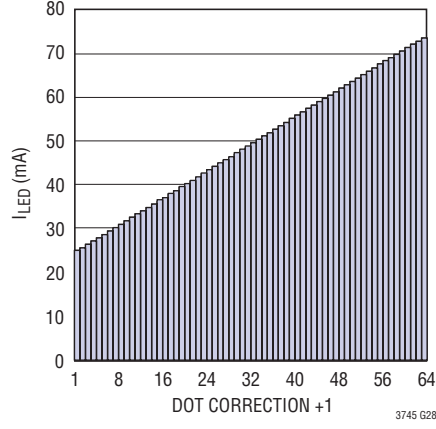
標準的性能特性 注記がない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

公称LED電流と R_{ISET}



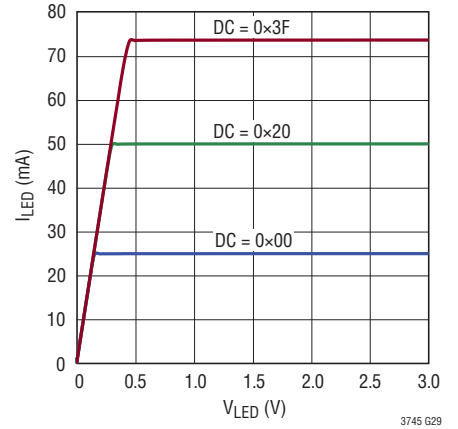
3745 G27

LED電流とドット補正



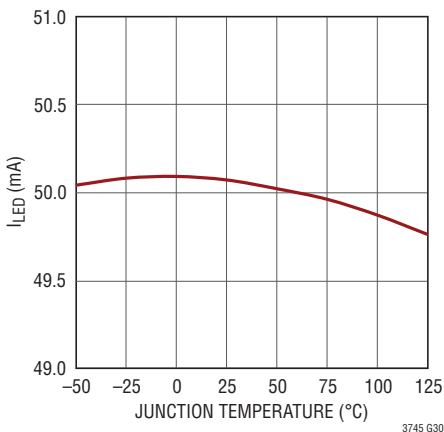
3745 G28

LED電流 I_{LED} とLED電圧 V_{LED}



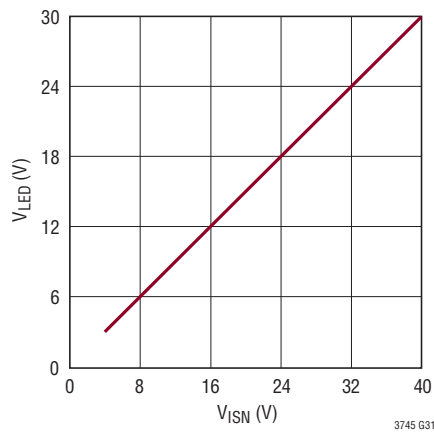
3745 G29

LED電流 I_{LED} の変化と温度



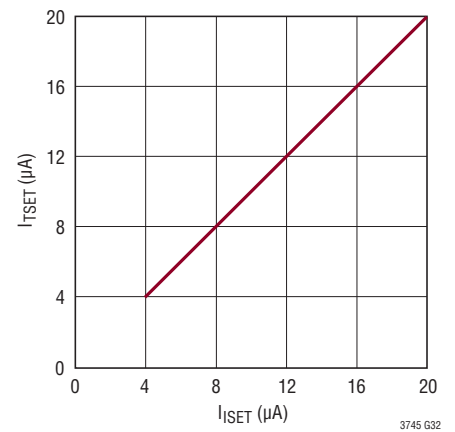
3745 G30

短絡LEDスレッシュホールドと V_{ISN}



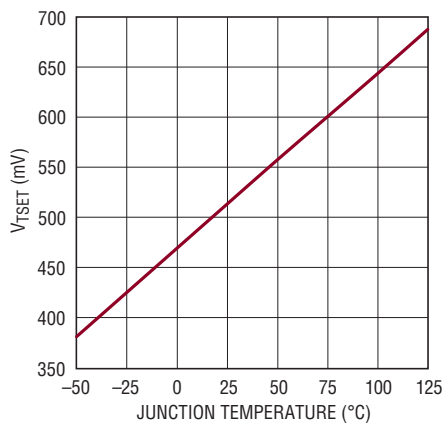
3745 G31

T_{SET} の電流と I_{SET} 電流



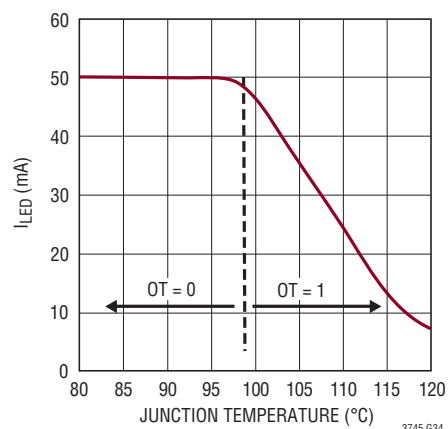
3745 G32

T_{SET} のスレッシュホールドと温度



3745 G33

LED電流のディレーティングと温度



3745 G34

ピン機能

EN/UVLO (ピン1) : イネーブルおよび低電圧ロックアウト (UVLO) ピン。このピンはデジタル入力信号を受け入れて、デバイスをイネーブルまたはディスエーブルすることができます。デバイスをシャットダウンするには0.35V以下に接続し、通常動作を行うには1.34V以上に接続します。このピンは、抵抗分割器を介して V_{IN} に接続して、電源入力のUVLOスレッシュホールドをプログラムすることもできます。イネーブル機能とUVLO機能の両方とも使用しない場合、このピンを V_{CC} ピンに接続します。

LED00~LED15 (ピン2~9, 22~29) : LEDドライバの出力ピン。LEDストリングのカソードをこれらのピンに接続します。

GND (ピン10, 12, 19, 21) : グランド・ピン。

SCKI (ピン11) : シリアル・インタフェースのTTL/CMOSロジックのクロック入力ピン。

SDI (ピン13) : シリアル・インタフェースのTTL/CMOSロジックのデータ入力ピン。

LDI (ピン14) : シリアル・インタフェースのTTL/CMOSロジックのラッチ入力ピン。このピンの非同期入力信号が、シフトレジスタ内のシリアル・データを適切なレジスタにラッチし、次に来るクロック・パルスによって状態情報をシフトアウトする準備ができます。詳細については、「動作」のセクションを参照してください。

V_{CC} (ピン15) : ロジックおよび制御回路の電源ピン。このピンはシリアル・データ・インタフェースおよび内部制御回路に給電します。グラウンドに接続したコンデンサでローカルにバイパスする必要があります。

PWMCK (ピン16) : グレースケールPWM調光のTTL/CMOSロジックのクロック・ピン。個々のPWM調光信号は、このクロック・パルスを、ゼロからその12ビット・グレースケールPWMレジスタ内のビットまでカウントすることにより、生成されます。

LDO (ピン17) : シリアル・インタフェースのTTL/CMOSロジックのラッチ出力ピン。

SDO (ピン18) : シリアル・インタフェースのTTL/CMOSロジックのデータ出力ピン。

SCKO (ピン20) : シリアル・インタフェースのTTL/CMOSロジックのクロック出力ピン。

SYNC (ピン30) : スイッチング周波数同期ピン。内部発振器の周波数を、SYNCピンに与えられた外部クロックに同期させます。SYNCピンはTTL/CMOSロジックに適合しています。使用しない場合、グラウンドまたは V_{CC} に接続します。

RT (ピン31) : タイミング抵抗ピン。スイッチング周波数を200kHz~1MHzにプログラムします。一般的なスイッチング周波数に対する推奨 R_T 値については、表2を参照してください。

SS (ピン32) : ソフトスタート・ピン。コンデンサをここに接続すると、ソフトスタートのタイミングがプログラムされ、起動時のインダクタ突入電流を制限します。 V_{CC} 、EN/UVLOおよび($V_{IN} - V_{CAP}$)の全ての電圧がそれぞれのUVLOスレッシュホールドより高くなるまでは、ソフトスタート・サイクルは開始されません。

FB (ピン33) : 帰還ピン。このピンは、起動時およびプリチャージ・フェーズの間、内部バンドギャップ・リファレンスの1.205Vに安定化されます。降圧コンバータの出力からの抵抗分割器に接続して最大LEDバス電圧を設定します。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

ISN (ピン34) : 負のインダクタ電流検出ピン。このピンは、外部インダクタ電流検出抵抗の一方の端子、および並列LEDチャネルに給電する降圧コンバータの出力に接続されます。

ISP (ピン35) : 正のインダクタ電流検出ピン。このピンはインダクタおよび外部インダクタ電流検出抵抗の他方の端子に接続されます。

CAP (ピン36) : V_{IN} を基準にしたレギュレータ電源のコンデンサ・ピン。このピンは、ゲート・ドライバ回路をバイアスするのに使われる、 V_{IN} を基準にした内部の6.8Vリニア・レギュレータの負端子です。 V_{IN} に接続したコンデンサでローカルにバイパスする必要があります。

GATE (ピン37) : ゲート・ドライバ・ピン。このピンは、ピーク電流が標準1Aの外部Pチャネル・パワーMOSFETをドライブします。このピンは、短くて幅の広いPCBトレースでパワーMOSFETのゲートに接続し、トレースのインダクタンスを最小に抑えます。

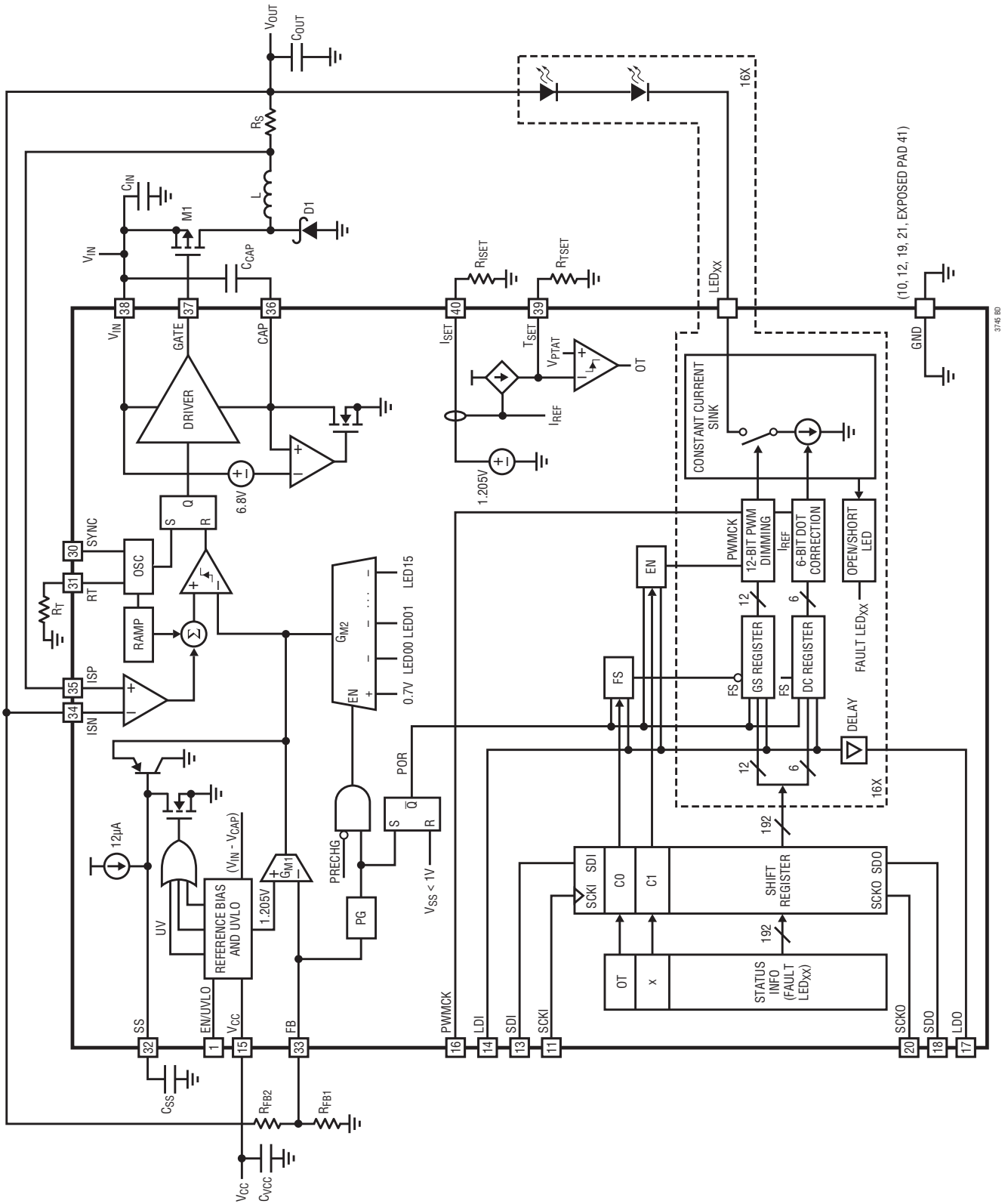
V_{IN} (ピン38) : パワー入力電源ピン。グラウンドに接続したコンデンサでローカルにバイパスする必要があります。

T_{SET} (ピン39) : 温度スレッシュホールド設定ピン。グラウンドに接続した抵抗で過温度スレッシュホールドをプログラムします。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

I_{SET} (ピン40) : 公称LED電流の設定ピン。グラウンドに接続した抵抗で全チャネルの公称LED電流をプログラムします。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

露出パッド (ピン41) : グランド・ピン。ダイ温度を下げ、デバイスの電力能力を上げるため、連続銅グラウンド・プレーンに半田付けする必要があります。

ブロック図



動作

LT3745は1個の固定周波数電流モード非同期整流式降圧コントローラと、16のリニア電流シンクを備えています。降圧コントローラは適応型出力LEDバス電圧を発生して、並列LEDストリングに供給し、16のリニア電流シンクが個々のLEDストリングのレギュレーションと変調を行います。その動作は、ブロック図を参照するとよく理解できます。

スタートアップ

EN/UVLOピンが0.35Vより下のとき、LT3745はシャットダウン・モードになり、電流はほとんどゼロになります。EN/UVLOピンが0.35Vを超えると、デバイスは内部バイアス電流を流し始め、様々なリファレンスを発生し、コンデンサ C_{CAP} を6.8Vのレギュレーション電圧に向けて充電し始めます。この V_{IN} を基準にした電圧レギュレータ($V_{IN} - V_{CAP}$)は、通常動作では外部PチャンネルMOSFETを駆動する内部ゲート・ドライバ回路に給電します。EN/UVLO、 V_{CC} 、および($V_{IN} - V_{CAP}$) UVLOのフラグのどれか1つが“H”である限り、LT3745は低電圧ロックアウト(UVLO)モードに留まります。それらのUVLOスレッシュホールドは、それぞれ標準1.31V、2.89V、および4.9Vです。全てのUVLOフラグがクリアされた後、降圧コントローラはスイッチングを開始し、ソフトスタートSSピンがリリースされて12 μ Aの電流源で充電され、それによってインダクタ電流と出力LEDバス電圧がスムーズにランプアップします。

パワーオン・リセット(POR)

スタートアップの間、内部パワーオン・リセット(POR)の“H”信号が、シリアル・データ・インタフェースへの入力信号をブロックし、194ビットのシフトレジスタを除く全ての内部レジスタを

リセットします。1ビットのフレーム・セレクト(FS)レジスタ、1ビットのLEDチャンネル・イネーブル(EN)レジスタ、個々の12ビット・グレースケール(GS)レジスタ、および個々の6ビット・ドット補正(DC)レジスタが全てゼロにリセットされます。こうして、全てのLEDチャンネルが最初オフし、既定のグレースケール(0x000)およびドット補正(0x00)に設定されます。デバイスがソフトスタートを完了し(つまり、SSピンの電圧が1Vより高くなり)、出力LEDバス電圧がパワーグッド状態だと(つまり、FBによってプログラムされたレギュレーション・レベルの5%以内)、POR信号が“L”になり、入力信号がシリアル・データ・インタフェースに受け入れられます。ソフトスタートをトリガするまでのフォールトも、PORの“H”信号を発生し、内部レジスタを再度リセットします。

シリアル・データ・インタフェース

LT3745は、バッファ付きの、スキューのバランスのとれた、カスケード接続可能な30MHzシリアル・データ・インタフェースを備えています。このインタフェースは、新しい6線(LDI、SCKI、SDI、LDO、SCKO、およびSDO)トポロジーを使用しており、マイクロコントローラ、デジタル信号プロセッサ(DSP)、またはフィールド・プログラマブル・ゲートアレイ(FPGA)に接続することができます。

図1に示されている従来の4線トポロジーでは、LDIとSCKIの信号はグローバルな配線を必要としますが、SDI信号はチップ間のローカルな配線だけを必要とします。カスケード接続されたチップの個数とシステムのPCBボードに依存して、信号のスキューを最小にするため、対応するドライブ能力を備えた外部クロック・ツリー・タイプのバッファが、LDI信号とSCKI

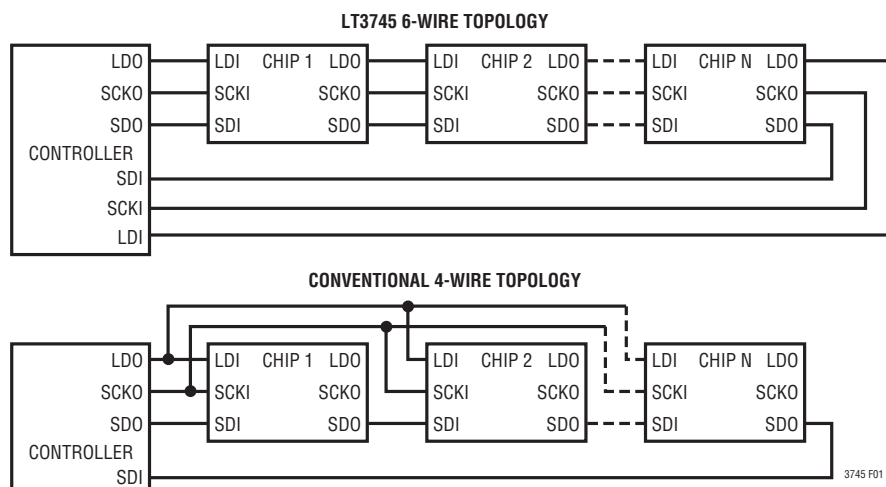


図1. LT3745の6線トポロジーと従来の4線トポロジー

動作

信号の両方に必要です。SCKI信号に対するバッファの挿入によって生じる伝播遅延により、SCKI信号とSDI信号の間にクロック・スキューが生じるので、一般にカスタマの側でそれをバランスさせる必要があります。SDI信号とSDO信号の両方が、送信および受信に同じSCKI信号を必要とするので、SDI信号とSDO信号の間の伝播遅延により、カスケード内のデバイスの個数およびシリアル・データ・インタフェースのクロック周波数が制限されます。

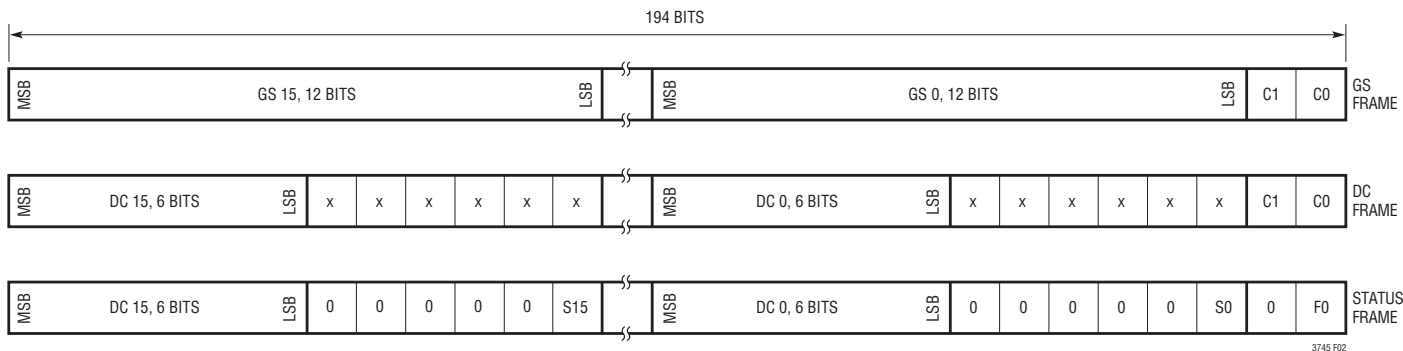
新しい6線トポロジーでは、LDI信号とSCKI信号のためのグローバル配線およびバッファの挿入が不要になります。代わりに、SDO信号とともにLDO信号とSCKO信号を与えて、次のデバイスをドライブします。LDI、SCKIおよびSDIの各信号の間のデバイス内部のスキューは内部でバランスされます。LDO、SCKOおよびSDOの各信号の間のデバイス外部のスキューは、デバイス間でこれらの信号を並列に配線することによって容易にバランスさせることができます。SDI信号はSCKI信号とともに送信され、SDO信号はSCKO信号によって受信されます。プロセスのばらつき、電源電圧および動作温度によって、SCKI信号とSCKO信号の間でデューティ・サイクルがわずかに変化することがあります。このデューティ・サイクルの変化は、SCKI/SCKOの正負のエッジの伝播遅延の差に起因し、SCKIの速度に依存して、カスケード可能なデバイスの最大数に影響を与えます。まとめると、6線トポロジーはカスケード可能なデバイスの個数を増やし、シリアル・データ・インタフェースのクロック周波数を上げ、グローバル信号の挿入を不要にし、PCBのレイアウトを簡単にします。カスケード接続されるデバイスの個数が少ない低速アプリケーションでは、LDO出力とSCKO出力を無視して、6線トポロジーを4線トポロジーに簡素化することができます。

2つのシリアル・データ入力SDIフレーム(GSフレームとDCフレーム)および1つのシリアル・データ出力SDOフレーム(状態フレーム)を図2に示します。全てのフレームの長さは194ビットで同じであり、MSBが最初に送信され、LSBが最後に送信されます。SDIフレームはSCKI信号とともに送信され、SDOフレームはSCKO信号によって受信されます。C0ビット(フレーム選択)は、SDIフレームがGSフレーム(C0=0)とDCフレーム(C0=1)のどちらであるかを決定し、C1ビット(EN)は、全てのLEDチャンネルをイネーブル(C1=1)またはディスエーブル(C1=0)します。状態フレームは、T_{SET}ピンの抵抗でプログラム可能な過温度フラグ、個々のオープン/短絡LEDフォールト・フラグ、さらに個々の6ビットDC設定を読み出します。

デバイスの内部には、1個の194ビット・シフトレジスタSR[0:193]、1個の1ビット・フレーム選択(FS)レジスタ、1個の1ビット・イネーブルLEDチャンネル(EN)レジスタ、16個の12ビット・グレースケール(GS)レジスタ、16個の6ビット・ドット補正(DC)レジスタ、1個の1ビット過温度(OT)フラグ・レジスタ、および16個の1ビットLEDフォールト・フラグ・レジスタがあります。194ビット・シフトレジスタの入力、つまり最初のビットSR[0]の入力はSDI信号に接続されています。194ビット・シフトレジスタの出力、つまり最後のビットSR[193]の出力はSDO信号に接続されています。SCKI信号は立ち上がりエッジでSDIフレーム(GSまたはDCフレーム)を194ビット・シフトレジスタにシフトし、SCKO信号は立ち上がりエッジでSDOフレーム(状態フレーム)を194ビット・シフトレジスタからシフトします。LDIの“H”信号が、194ビット・シフトレジスタから、対応するFS、EN、GSまたはDCの各レジスタにSDIフレーム(GSまたはDCフレーム)をラッチし、OTおよびLEDフォールト・フラグ・レジスタから194ビット・シフトレジスタにSDOフレーム(状態フレーム)を同時にロードします。LDO信号はLDI信号をバッファしたもので、一定の遅延を加えて、SCKI信号とSCKO信号の間の遅延に一致させます。したがって、同時書き込みおよび読み出し能力を備えたデイジーチェーン型のループ通信が実装されています。

シリアル入力信号とシリアル出力信号の間のタイミング関係の詳細を図3に示します。1つのDCフレームとそれに続くもう1つのGSフレームが、LDI、SCKIおよびSDI信号によって送信されます。同時に、LDO、SCKOおよびSDO信号によって、2個の状態フレームが受信されます。SCKI信号の立ち上がりエッジにより、194ビットのデータ・フレームがSDIピンから194ビットのシフトレジスタSR[0:193]にシフトされます。194クロック・サイクルの後、194ビットの全データが所定の場所に収まり、LDI信号を待ちます。非同期LDIの“H”信号により、1ビットFSレジスタ、1ビットENレジスタ、および個々の12ビットGSレジスタ(FS=0のとき)または各チャンネルの6ビットDCレジスタ(FS=1のとき)がラッチされます。同時に、過温度フラグおよび個々のオープン/短絡LEDフォールト・フラグを含む状態情報のフレームが194ビット・シフトレジスタに並列にロードされ、入ってくるクロック・サイクルによってシフトアウトされます。

動作



COMMAND REGISTER:

C1: ENABLE LED CHANNELS - ENABLE = 1, DISABLE = 0
 C0: FRAME SELECT - GS FRAME = 0, DC FRAME = 1

STATUS REGISTER:

S0-S15: LED 0-15 FAULT - FAULT = 1, OK = 0
 F0: OT - OVER TEMPERATURE = 1, OK = 0

図2. シリアル・データ・フレーム・フォーマット

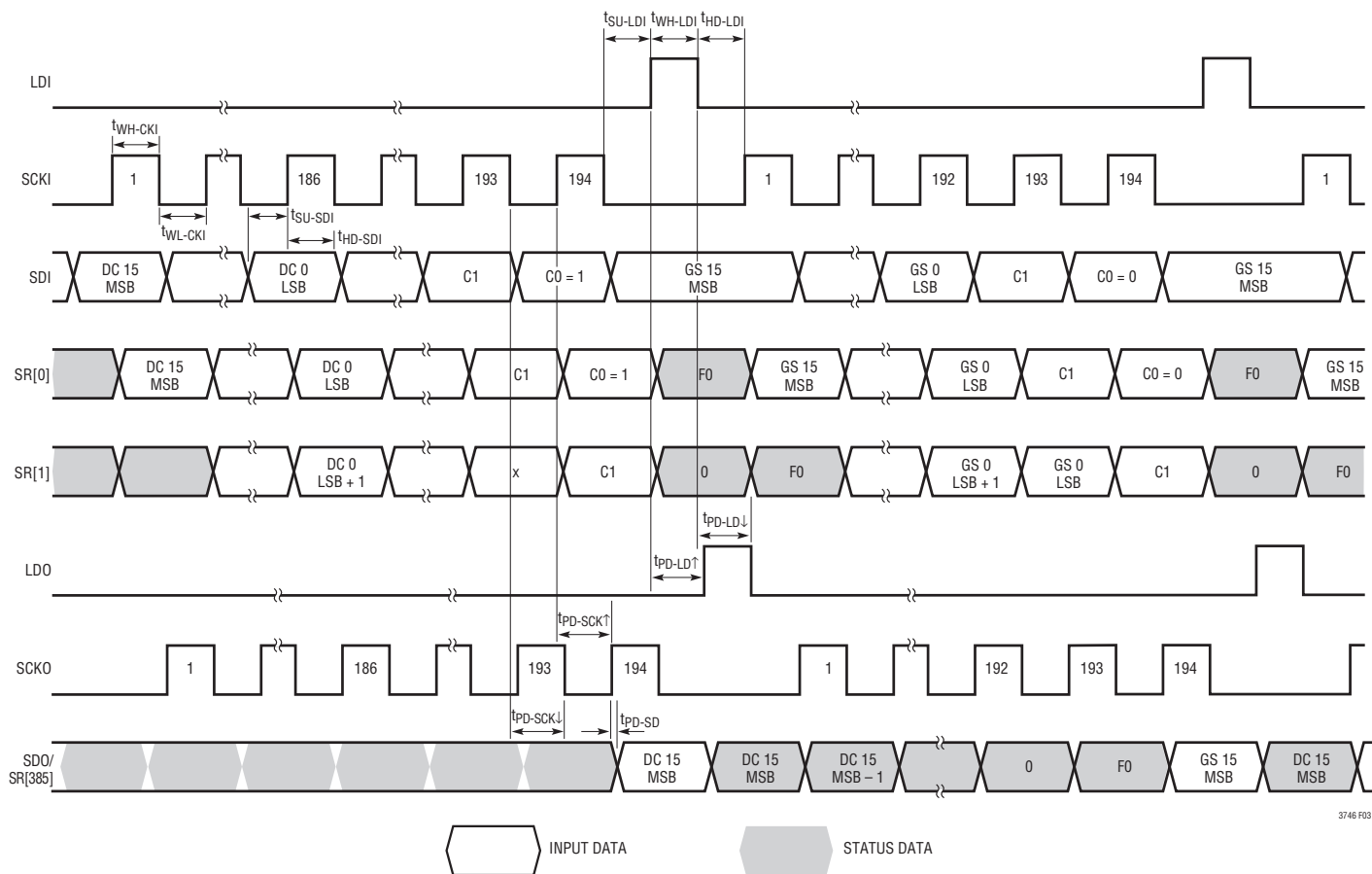


図3. シリアル・データの入力および出力のタイミング図

動作

定電流シンク

各LEDチャンネルにはローカル定電流シンクが備わっており、LEDバスの電圧 V_{OUT} には関係なく、それぞれのLED電流を安定化します。LEDピンの推奨電圧範囲は0.8V～3Vです。「標準的性能特性」の「 I_{LED} と V_{LED} 」の曲線で示されているように、LEDピンの電圧 V_{LED} が0.5Vより上にあるとき、LED電流 I_{LED} の負荷レギュレーションが最良になります。もっと低いLEDバス電圧 V_{OUT} では、全温度範囲、電流範囲、および製造時のばらつきに対して、LEDチャンネルの全ては安定化しないことがあり、他方、もっと高いLEDバス電圧 V_{OUT} では、電流シンク両端にもっと高いLEDピン電圧が強制され、それによって、デバイス内部の電力損失が増えます。LEDバス電圧および電力損失の計算の詳細に関しては、「アプリケーション情報」のセクションを参照してください。

ドット補正およびグレースケールD/A変換

I_{SET} ピンの抵抗により、全てのチャンネルの公称LED電流 (10mA～50mA) がプログラムされます。個々のLEDチャンネルは、それぞれの6ビット・ドット補正レジスタによって、異なる電流設定に調整することができます。調整可能なLED電流の範囲は、リニアな63ステップで、公称LED電流の0.5倍～1.5倍です。「アプリケーション情報」のセクションの公称LED電流の設定とドット補正に関する詳細説明を参照してください。

ドット補正電流の調整に加えて、個々のLEDチャンネルをそれぞれのグレースケールPWM調光信号によって変調することもできます。さらに良い性能を達成するため、全てのグレースケールPWM調光信号は同じ周波数に同期し、立ち上がりエッジ相互の間に位相のシフトがありません。各定電流シンクは、そのグレースケールPWM調光信号が“H”または“L”になると、イネーブルまたはディスエーブルされます。この周期的なグレースケールPWM調光信号は、それぞれの12ビット・グレースケール・レジスタによって発生し、デューティ・サイクルが0/4096～4095/4096、周期が4096 PWMCK サイクルに等しくなります。

グレースケールPWM調光信号の発生は図4を参照するとよく理解できます。EN = 1に設定後、PWMCK信号の最初の立ち上がりエッジが、内部12ビット・グレースケール・カウンタをゼロから1に上げ、全LEDチャンネルをゼロではないグレースケール値でオンします。後に続くPWMCK信号の各立ち上がりエッジにより、グレースケール・カウンタが1だけ増加します。どのLEDチャンネルも、グレースケール・カウンタの値がその12ビット・グレースケール・レジスタの値に等しくなるとオフします。全てのグレースケールPWM調光信号に100%デューティ・サイクルを発生するには、個々の12ビット・グレースケール・レジスタ内の値までカウントする前に、PWMCK信号を休止させることができます。EN = 0に設定すると、グレースケール・カウンタがゼロにリセットされ、直ちに全てのLEDチャンネルがオフします。

デュアル・ループのアナログOR制御

スイッチング周波数は、RTピンに接続した抵抗によって200kHz～1MHzにプログラムすることができ、SYNCピンを使って外部クロックに同期させることもできます。各スイッチング・サイクルは、ゲート・ドライバが外部PチャンネルMOSFET (M1) をオンするとスタートし、インダクタ電流はISPピンとISNピンの間のセンス抵抗 (R_S) によってサンプルされます。この電流が増幅され、勾配補償ランプ信号に加えられ、その和がPWMコンパレータの正端子に供給されます。この電圧がPWMコンパレータの負入力レベルを超えると、ゲート・ドライバがM1をオフします。PWMコンパレータの負端子レベルは、2個のエラーアンプ G_{M1} と G_{M2} のいずれかによって設定されます。このデュアル・ループ・アナログOR制御では、FBループの G_{M1} がFBピンの電圧を1.205Vに安定化し、LEDループの G_{M2} が最小アクティブLEDピン電圧 (LED00～LED15) を0.7Vに安定化します。起動時、 G_{M2} はディスエーブルされ、出力LEDバスの電圧は帰還抵抗によってプログラムされたLEDバス電圧に向かって安定化されます。FBによってプログラムされたこの電圧が最大LEDバス電圧を定めるので、温度、電流および製造時のばらつきの全範囲にわたってワーストケースのLEDストリングに十分供給できるだけ、高くプログラムします。

動作

適応型トラッキング・プラス・プリチャージ

高いシステム効率と高速過渡応答は、個々に変調されるマルチ・チャンネルLEDドライバ・デバイスにとって重要な仕様です。LT3745は特許申請中の適応型トラッキング・プラス・プリチャージ手法を使ってそれら両方を同時に達成します。

16の内部グレースケールPWM調光信号の他に、デバイスは別のプリチャージ信号PRECHGも発生します。図4に示されているように、PRECHG信号はグレースケールPWM調光サイク

ルを2つのフェーズに分割します。PRECHG = 0のときのトラッキング・フェーズと、PRECHG = 1のときのプリチャージ・フェーズです。各グレースケールPWM調光サイクル(4096 PWMCK サイクル)の間、PRECHG信号は最初の3584サイクル(PWM調光周期の7/8)の間“L”に留まり、残りの512クロック・サイクル(PWM調光周期の1/8)の間“H”になります。3585番目のPWMCKクロックの前に、LEDチャンネルの全てがアクティブではなくなると(つまりフォールト状態またはオフ状態)、PRECHG信号は直ちに“H”になります。

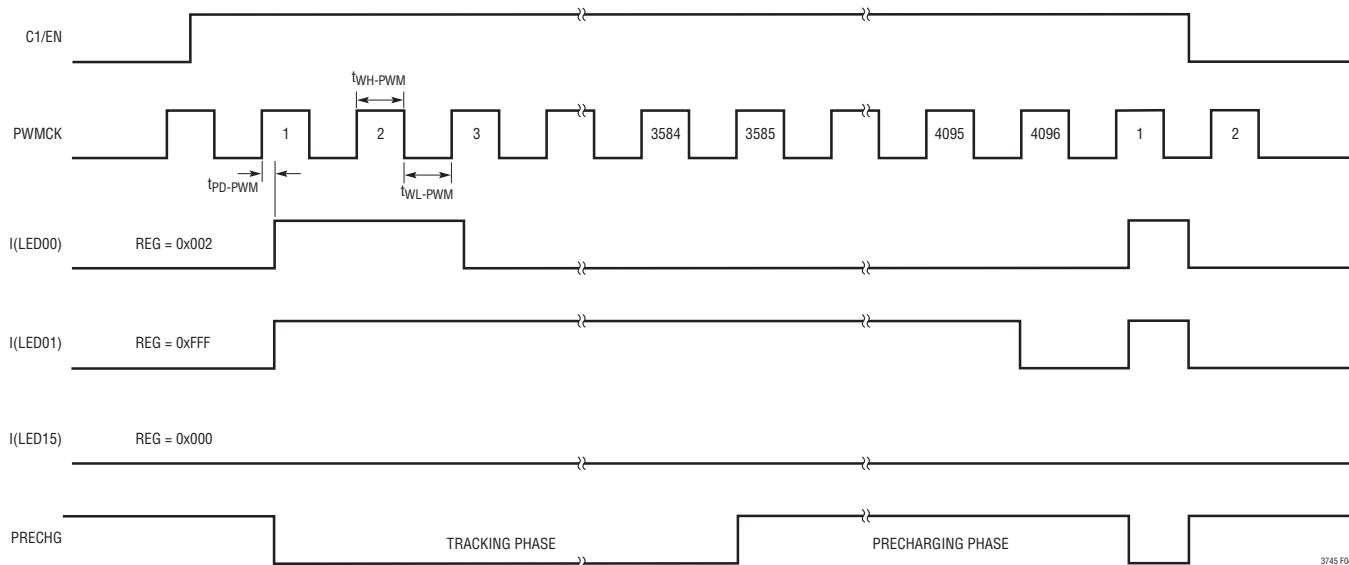


図4. グレースケールPWM調光とプリチャージ信号のタイミング図

動作

適応型トラッキング・プラス・プリチャージ手法について分かりやすく説明するため、3チャンネルのLEDアレイの簡略化したアプリケーション・システムを図5に示します。各チャンネルは、順方向電圧降下がそれぞれ3.1V、3.5Vおよび3.9Vの1個のLEDで構成されています。3つの内部グレースケールPWM調光信号(PWM1、PWM2およびPWM3)が使われており、各LEDチャンネルを変調します。

各グレースケールPWM調光サイクルの開始点で、3つのLEDチャンネルの全てがオンし、PRECHG = 0でトラッキング・フェーズが開始されます。アンプG_{M2}がイネーブルされ、アンプG_{M1}から制御を引き継ぎ、最小アクティブLEDピン電圧を0.7Vに安定化します。V_{LED3}が0.7Vに等しいとき、出力LEDバス電圧は4.6Vにトラッキングします。続いて、ある時点t₁で3番目のチャンネルがオフし、最小LEDピン電圧がV_{LED2}(1.1V)に移行します。次に、アンプG_{M2}により出力LED電圧は4.2Vまでトラッキングし、最小アクティブLEDピン電圧を再度0.7Vに保ちます。同様に、次の時点t₂では、出力LEDバス電圧は3.8V

までトラッキングします。このようにして、適応型トラッキング手法は、電流シンクによる不要な電力損失を除去し、固定4.6V出力電圧に比べて、優れたシステム効率を実現します。

その後、時点t₃でPRECHG信号が“H”になり、アンプG_{M2}がディスエーブルされ、制御がアンプG_{M1}に戻されます。アンプG_{M1}は、出力LEDバス電圧を、FBによってプログラムされた最大値4.6Vに向かって安定化し、次のグレースケールPWM調光サイクルの最小LEDオン時間の短縮を保証します。プリチャージ・フェーズがないと、3つのLEDチャンネルの全てが再度オンする次のグレースケールPWM調光サイクルの前、出力LEDバス電圧は3.8Vに留まります。その時点で、3.8VのLEDバス電圧は、全てのLEDチャンネルを安定化状態に保つには低すぎ、出力コンデンサを3.8Vから4.6Vに充電するスイッチング降圧コンバータの低速過渡応答に適応するため、最小LEDオン時間が大きく増加します。この適応型トラッキング・プラス・プリチャージLEDバス電圧の手法は、LT3745の電力損失を下げ、同時にLEDの最小オン時間を短く保ちます。

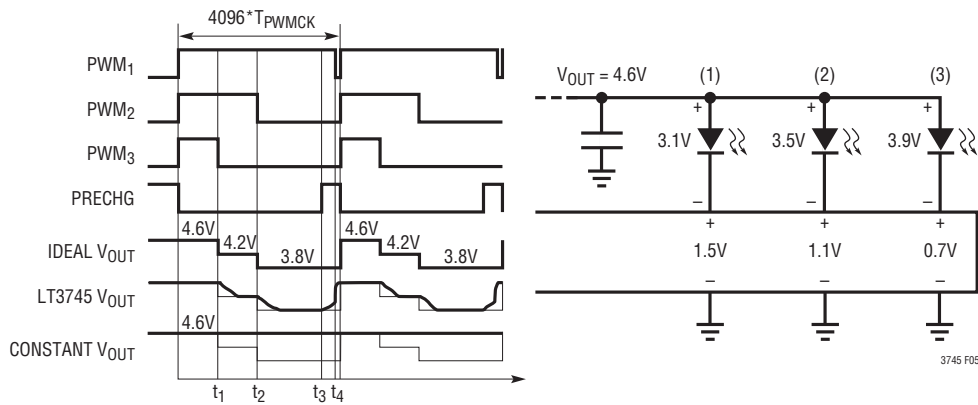


図5. 適応型トラッキングおよびLEDバスのプリチャージの方法

アプリケーション情報

グローバルには、LT3745は高い入力電圧を1つの低いLEDバス電圧(V_{OUT})に変換し、適応型トラッキング・プラス・プリチャージ手法によって、16の並列LEDストリングに給電します。ローカルには、デバイスは、TTL/CMOSロジックのシリアル・データ・インタフェースによって送られてきた個別のドット補正およびグレースケールPWM調光設定に、各ストリングの電流を安定化し、変調します。この「アプリケーション情報」のセクションは、外部部品(「ブロック図」を参照)の選択、および標準的アプリケーションでよく見られる落とし穴の回避のためのガイドラインとして役立ちます。

最大 V_{OUT} のプログラミング

適応型トラッキング・プラス・プリチャージ手法は、起動およびプリチャージ・フェーズの間は V_{OUT} をその最大値に安定化し、トラッキング・フェーズの間は、適応させつつ電圧を下げて最小アクティブLEDピン電圧を約0.7Vに保ちます。したがって、最大 V_{OUT} は十分高くプログラムして、全てのLEDピン電圧を0.8Vより高く保ち、温度、電流および製造時のばらつきを全範囲にわたり、LED電流をレギュレーション状態に維持します。出発点として、最大LEDバス電圧($V_{OUT(MAX)}$)を次のように計算することができます。

$$V_{OUT(MAX)} = 0.8V + n \cdot V_F(MAX)$$

ここで、 n はストリング当たりのLEDの個数、 $V_F(MAX)$ は最高動作電流および最低動作温度でのLEDの最大定格順方向電圧です。

$V_{OUT(MAX)}$ は出力とFBピンとの間の抵抗分割器を使ってプログラムします。抵抗値は次のように計算します。

$$R_{FB2} = R_{FB1} \left(\frac{V_{OUT(MAX)}}{1.205V} - 1 \right)$$

帰還抵抗の許容誤差により出力電圧にさらに誤差が加わるので、1%抵抗を使用します。FBピンの出力バイアス電流は標準120nAなので、非常に高い値の帰還抵抗を使うとバイアス電流誤差を生じることがあります。 R_{FB1} の標準的な値は10kです。

V_{IN} 入力電源範囲:

LT3745の入力電源の範囲は6V~55Vで、広い範囲の産業用電源をカバーしています。最小入力電圧 $V_{IN(MIN)}$ に対する別の制約は、 V_{IN} ピンとISNピンの間の2.1Vの最小損失電圧であり、したがって、 $V_{IN(MIN)}$ は次のように計算します。

$$V_{IN(MIN)} = V_{OUT(MAX)} + 2.1V$$

スイッチング周波数の選択

スイッチング周波数の選択には効率と部品サイズとのトレードオフが必要です。低周波数動作ではMOSFETのスイッチング損失とゲート充電損失が減少して効率が改善されます。ただし、低周波数動作には大きなインダクタとコンデンサの値が必要です。

スイッチング周波数は、最小スイッチ・オンおよびスイッチ・オフ時間によって生じる入力と出力の電圧範囲によっても制約されます。与えられたアプリケーションの最高スイッチング周波数 $f_{SW(MAX)}$ は次のように計算することができます。

$$f_{SW(MAX)} = \text{MIN} \left(\frac{D_{MIN}}{t_{ON(MIN)}}, \frac{1-D_{MAX}}{t_{OFF(MIN)}} \right)$$

ここで、最小デューティ・サイクル D_{MIN} と最大デューティ・サイクル D_{MAX} は次式によって決まります。

$$D_{MIN} = \frac{V_{OUT(MIN)} + V_D}{V_{IN(MAX)} + V_D} \quad \text{and} \quad D_{MAX} = \frac{V_{OUT(MAX)} + V_D}{V_{IN(MIN)} + V_D}$$

$t_{ON(MIN)}$ は最小スイッチ・オン時間(約200ns)、 $t_{OFF(MIN)}$ は最小スイッチ・オフ時間(約120ns)、 $V_{OUT(MIN)}$ は最小適応出力電圧、 $V_{IN(MAX)}$ は最大入力電圧、 V_D はキャッチ・ダイオードの順方向電圧(約0.5V)です。 $f_{SW(MAX)}$ の計算は次のように簡単になります。

$$f_{SW(MAX)} = \text{MIN} \left(5 \cdot \frac{V_{OUT(MIN)} + V_D}{V_{IN(MAX)} + V_D}, 8.33 \cdot \frac{V_{IN(MIN)} - V_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)} + V_D} \right) \text{MHz}$$

明らかに、低周波数動作は V_{OUT} 対 V_{IN} の非常に高い比と非常に低い比の両方に適応します。

アプリケーション情報

これらの共通の検討事項の他に、スイッチング周波数の選択に際しては、特定のアプリケーションも重要な役割を果たします。ノイズに敏感なシステムでは、スイッチング・ノイズが敏感な周波数帯の内側にこないようにスイッチング周波数を選択します。

スイッチング周波数の設定と同期

LT3745には固定スイッチング周波数が使われており、RTピンからグランドに接続した抵抗を使って200kHz～1MHzにプログラムすることができます。よく使われるスイッチング周波数に対応するRTの値を表2に示します。

表2. スwitchング周波数 fsw と RT の値

fsw (kHz)	RT * (kΩ)
200	280
300	182
400	133
500	105
600	84.5
700	71.5
800	60.4
900	53.6
1000	46.4

* 推奨1%標準値

LT3745の発振器は、SYNCピンを使って外部周波数に同期させることができます。TTL/CMOSロジックと互換性のある方形波の振幅は、0.6Vより低い谷と2.4Vより高い山が必要です。同期周波数の範囲も200kHz～1MHzであり、RT抵抗を選択して内部スイッチング周波数を同期周波数の約20%下に設定します。200kHzの同期周波数の場合、RT = 348kを推奨します。同期周波数がRTでプログラムした内部周波数よりはるかに高いとき、内部スロープ補償がかなり減少し、そのため、50%を超えるデューティ・サイクルで低調波発振がトリガされることがあるので注意が必要です。

インダクタ電流検出抵抗 RS と電流制限

電流検出抵抗 (RS) はISPピンとISNピンの間のインダクタ電流をモニタします。これらのピンは内部電流検出アンプへの入力です。電流検出アンプの同相入力電圧の範囲は、0Vから (VIN - 2.1V) または36Vの絶対最大値のどちらか低い方までです。電流検出アンプは電流モード制御のための電流情報を提供するだけでなく、46.5mVのスレッシュホールドを与えます。RS抵抗両端の46.5mVのスレッシュホールドは正確な電流制限を行って、PチャネルMOSFET M1とキャッチダイオードD1の両方を保護し、また、インダクタ電流の飽和を防ぎます。正確な電流制限には正確な4端子法による検出が必要です。RS抵抗の値は次のように求めることができます。

$$I_{OUT(MAX)} = I_{L(MAX)} - \frac{\Delta I_L}{2}$$

ここで、最大インダクタ電流 IL(MAX) は次式で設定されます。

$$I_{L(MAX)} = \frac{46.5mV}{R_S}$$

IOUT(MAX) は最大出力負荷電流、ΔIL はインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流です。リップル電流の適当なマージンと外部部品の許容誤差を見込んで、RS は次のように推算することができます。

$$R_S = \frac{35mV}{I_{OUT(MAX)}}$$

アプリケーション情報

インダクタの選択

インダクタの選択の重要なパラメータは、インダクタンス値、DCまたはRMS電流、飽和電流およびDCR抵抗です。与えられた入力電圧と出力電圧に対して、インダクタの値と動作周波数によってピーク・トゥ・ピーク・リップル電流 ΔI_L が決まります。 ΔI_L の値は通常、最大出力負荷電流 ($I_{OUT(MAX)}$) の20%～50%の範囲です。 ΔI_L の値が低いほど、大きく高価なインダクタが必要です。 ΔI_L の値が高いほど、ピーク電流とインダクタのコア損失が増加します。30%～40%のインダクタ電流リップルは、インダクタの性能とインダクタのサイズおよびコストの間の妥当な妥協点を与えます。ただし、デューティ・サイクルの高いアプリケーションでは、約20%の ΔI_L の値を使って、不十分なスローブ補償による低調波発振を防ぎます。

V_{IN} が最大するときインダクタ・リップル電流が最大になります。リップル電流が規定された最大値を超えないようにするには、次式に従ってインダクタンスを選択します。

$$L \geq \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(MAX)} + V_D} \cdot \frac{V_{IN(MAX)} - V_{OUT}}{f_{SW} \cdot \Delta I_L}$$

インダクタのDCまたはRMS電流定格は最大出力負荷電流 $I_{OUT(MAX)}$ より大きくなければならず、その飽和電流は最大インダクタ電流 $I_L(MAX)$ より大きくなければなりません。高い効率を達成するには、DCR抵抗値が 0.1Ω より小さく、コア材が高周波アプリケーション向けのものにします。

パワー MOSFET の選択

外部Pチャネル MOSFET M1 の重要なパラメータには、ドレイン・ソース間ブレイクダウン電圧 ($V_{(BR)DSS}$)、最大連続ドレイン電流 ($I_D(MAX)$)、最大ゲート・ソース電圧 ($V_{GS(MAX)}$)、総ゲート電荷 (Q_G)、ドレイン・ソースのオン抵抗 ($R_{DS(ON)}$)、逆伝達容量 (C_{RSS}) が含まれます。MOSFET の $V_{(BR)DSS}$ の規定値は、MOSFET のソースからドレインの最大電圧 (これは $V_{IN(MAX)}$ に V_D を加えたもの) を超えるようにします。 $I_D(MAX)$ はピーク・インダクタ電流 ($I_L(MAX)$) を超えるようにします。ゲート・ドライバ回路は、 V_{IN} を基準にする 6.8V の内部レギュレータによって給電されるので、 $V_{GS(MAX)}$ の定格は少なくとも 10V にします。

MOSFET のゲートがオン・オフする各スイッチング・サイクルに、 V_{IN} ピンから GATE ピンへ、さらに GATE ピンから CAP ピンへと、一定量のゲート電荷 Q_G が移動します。その結果生じる dQ/dt は電流であり、内部レギュレータから C_{CAP} コンデンサに供給する必要があります。内部レギュレータの最大 22mA 電流能力により、供給できる最大 $Q_G(MAX)$ が制限されます。

$$Q_{G(MAX)} = \frac{22mA}{f_{SW}}$$

したがって、MOSFET のデータシート上の $V_{GS} = 6.8V$ での Q_G が、 $Q_G(MAX)$ より小さくなるようにします。

最大の効率を得るには、 $R_{DS(ON)}$ と C_{RSS} の両方を最小にします。 $R_{DS(ON)}$ が低いほど導通損失が小さくなり、 C_{RSS} が低いほど遷移損失が減少します。あいにく、 $R_{DS(ON)}$ と C_{RSS} は逆方向の関係にあります。したがって、導通損失と遷移損失が釣り合うように、MOSFET を選択します。 V_{IN} 電圧の高い ($\geq 24V$) アプリケーションでは、低い $R_{DS(ON)}$ より低い C_{RSS} の方を優先させます。

キャッチ・ダイオードの選択

キャッチ・ダイオード D1 はスイッチのオフ時間に負荷電流を流します。キャッチダイオードのパラメータとしては、ピーク反復逆電圧 (V_{RRM})、順方向電圧 (V_F)、および最大平均順方向電流 ($I_{F(AV)}$) が重要です。ダイオードの V_{RRM} の規定値は、その両端の最大逆電圧、つまり $V_{IN(MAX)}$ を超えるようにします。 V_F の低い高速ショットキー・ダイオードを使って電力損失を下げ、効率を上げます。

連続導通モードでは、キャッチダイオードによって流れる平均電流は次のように計算します。

$$I_D(AVG) = I_{OUT} \cdot (1 - D)$$

ダイオードにとっての最悪条件は、最大 V_{IN} および最大 I_{OUT} で V_{OUT} がグラウンドに短絡されたときです。この場合、ダイオードは、ほとんどの時間、最大負荷電流を安全に流す必要があります。効率を改善し、短絡動作での適切なマージンを与えるため、少なくとも最大出力電流の定格のショットキー・ダイオードを推奨します。

アプリケーション情報

C_{IN}、C_{VCC} および C_{CAP} コンデンサの選択

入力電流は立ち上がり時間と立ち下がり時間が高速のパルスなので、降圧コンバータにはローカル入力バイパス・コンデンサ C_{IN} が必要です。入力コンデンサは、電圧定格、バルク容量および RMS 電流能力に基づいて選択します。コンデンサの電圧定格は V_{IN(MAX)} より大きくなければなりません。バルク容量により入力電源のリップル電圧が決まります。コンデンサの過熱を防ぐには RMS 電流能力の高いものを使います。

バルク容量は最大入力リップル電圧 (ΔV_{IN}) に基づいて計算します。

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

一般にユーザーに受け入れられるレベルの ΔV_{IN} を選択します。出発点として 100mV が良いでしょう。セラミック・コンデンサの場合、X5R と X7R のタイプは Y5V や Z5U など他のタイプに比べて広い電圧範囲と温度範囲で容量を維持するので、X5R または X7R のタイプだけを使います。アルミ電解コンデンサは単位面積当たりの容量が高いので、高電圧のバルク容量に適しています。

コンデンサの RMS 電流は次のとおりです。

$$I_{CIN(RMS)} = I_{OUT} \cdot \sqrt{\frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN}^2}}$$

もし適用可能であれば、最悪条件 (V_{IN} = 2 • V_{OUT}) で計算します。メーカーが規定するコンデンサの RMS 電流定格が、計算された I_{CIN(RMS)} を超えるようにします。セラミック・コンデンサは ESR が低いので、高電圧、高 RMS 電流を扱うのに適しています。アルミ電解コンデンサのメーカーの規定するリップル電流定格は 2000 時間の寿命時間に基づいていることに注意してください。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要件よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。

高電圧コンデンサの値がもっと大きい場合、経済的アプローチとしてアルミ電解コンデンサとセラミック・コンデンサを組み合わせます。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。コンデンサは MOSFET

スイッチおよびキャッチダイオードに近接させて配置し、短く幅の広い PCB トレースを使って寄生インダクタンスを最小に抑えます。

上の一般的説明は、V_{CC} ピンのコンデンサ C_{VCC} および V_{IN} ピンと CAP ピンの間のコンデンサ C_{CAP} にも妥当します。一般に、C_{VCC} には 10V 定格の 10μF セラミック・コンデンサ、C_{CAP} には 16V 定格の 0.47μF セラミック・コンデンサで十分です。

C_{OUT} コンデンサの選択

出力コンデンサには 2 つの基本的な機能があります。出力コンデンサは、インダクタとともに、LT3745 が生成する方形波をフィルタして、制御された電圧リップルを含む DC 出力を生成します。また、負荷過渡変動に十分応え、デュアル・ループ動作を安定させるためにエネルギーを貯蔵します。したがって、C_{OUT} は、電圧定格、等価直列抵抗 ESR、およびバルク容量に基づいて選択します。いつものとおり、電圧定格が V_{OUT(MAX)} より大きな C_{OUT} を選択します。

LT3745 は出力を支配的ポールとして利用してデュアル・ループ動作を安定化します。つまり、C_{OUT} の値によってユニティゲイン周波数 f_{UGF} が決まります。この周波数はスイッチング周波数の約 1/10 に設定します。起動およびプリチャージ・フェーズの間 FB ループを安定化するため、またトラッキング・フェーズの間 LED ループを安定化するため、低 ESR (数 10mΩ) のコンデンサを使います。その最小 C_{OUT} は次のように計算します。

$$C_{OUT} = \text{MAX} \left(\frac{0.25}{R_S \cdot f_{UGF}}, \frac{1.5}{V_{OUT(MAX)} \cdot R_S \cdot f_{UGF}} \right)$$

適応型トラッキング・プラス・プリチャージ手法は、V_{OUT} をグレースケール PWM 調光周波数に従って変化させ、システム効率を改善します。C_{OUT} としてセラミック・コンデンサを選択すると、セラミック素材の圧電効果により、不可避免的に可聴ノイズを発生します。可聴ノイズに敏感なアプリケーションでは、低 ESR のタンタル・コンデンサまたはアルミ・コンデンサが適しています。コンデンサを選択するときは、データシートを注意深く調べて、動作条件 (加えられる電圧や温度) での実際の容量を確認してください。物理的に大きなコンデンサまたは電圧定格が高いコンデンサが必要なことがあります。

アプリケーション情報

低電圧ロックアウト (UVLO) とシャットダウン

LT3745には、EN/UVLOピン、V_{CC}ピンおよびCAPピンに、ヒステリシスをもった3つのUVLOスレッシュホールドがあります。このデバイスは、EN/UVLO、V_{CC}、および(V_{IN} - V_{CAP})の全ての電圧が、それぞれの標準スレッシュホールド(1.31V、2.89Vおよび4.9V)を超えるまで、スイッチングを行わずにUVLOモードに留まります。図6に示されているように、EN/UVLOピンは2つの異なる方法で制御することができます。EN/UVLOピンはデジタル入力信号を受け入れて、デバイスをイネーブルまたはディスエーブルすることができます。デバイスをシャットダウンするには0.35V以下に接続し、通常動作を行うには1.34V以上に接続します。このピンは、V_{IN}とグラウンドの間の抵抗分割器に接続して、電源入力V_{IN}のUVLOスレッシュホールドをプログラムすることもできます。R_{UV1}を選択した後、R_{UV2}を次式で計算することができます。

$$R_{UV2} = R_{UV1} \cdot \left(\frac{V_{IN(ON)}}{1.31V} - 1 \right)$$

ここで、V_{IN(ON)}は、そこを超えるとデバイスが通常動作に入る電源入力電圧です。EN/UVLOピンの電圧がその6Vの絶対最大定格を超えないことを確認することが重要です。

$$V_{IN(MAX)} \cdot \frac{R_{UV1}}{R_{UV1} + R_{UV2}} < 6V$$

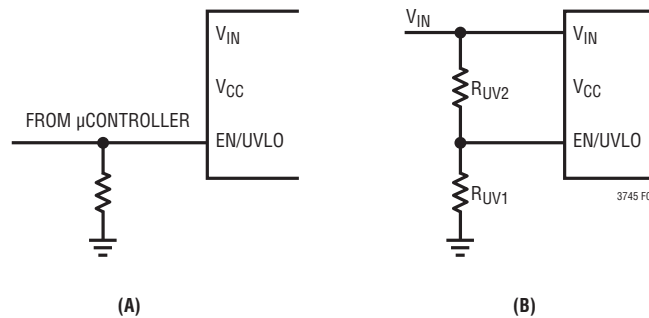


図6. EN/UVLOピンの制御方法

ソフトスタート

ソフトスタートの間、SSピンの電圧はインダクタ電流と出力電圧を滑らかにランプアップさせます。SSピンの実効電圧範囲は0V～1Vです。したがって、標準ソフトスタート時間は次のようになります。

$$t_{SS} = \frac{C_{SS} \cdot 1V}{12\mu A}$$

ここで、C_{SS}はSSピンに接続されているコンデンサ、12μAはソフトスタート充電電流です。UVLOまたはサーマル・シャットダウンが生じると、SSピンは放電し、UVLOイベントが解消し、SSピンがそのリセットスレッシュホールド(0.35V)に達するまで、デバイスはスイッチングを停止します。それから、デバイスは新しいソフトスタート・サイクルを開始します。

公称LED電流の設定

公称LED電流は、全ての個別ドット補正レジスタが0x20に設定されているときの、16チャンネルの平均LED電流として定義されています。公称LED電流は、I_{SET}ピンとグラウンドの間の1個の抵抗(R_{ISSET})によって、プログラムします。I_{SET}ピンの電圧(V_{ISSET})は、1.205Vに正確にトリムされ、R_{ISSET}に反比例す

アプリケーション情報

る電流を発生します。公称LED電流 ($I_{LED(NOM)}$) は次式から計算することができます。

$$I_{LED(NOM)} = \frac{V_{ISET}}{R_{ISET}} \cdot 2500$$

$I_{LED(NOM)}$ は 10mA ~ 50mA に設定する必要があります。様々な公称LED電流に対応する標準的 R_{ISET} 抵抗の値を、表3に示します。

表3. 公称LED電流 $I_{LED(NOM)}$ と R_{ISET} の値

$I_{LED(NOM)}$ (mA)	R_{ISET} * (k Ω)
10	301
20	150
30	100
40	75
50	60.4

* 推奨 1% 標準値

ドット補正の設定

LT3745 は各チャンネルのLED電流を個別に調整することができます。ドット補正とも呼ばれる、この電流の微調整は、LEDチャンネル間の輝度の偏差を較正するのに主に使われます。6ビット (64ステップ) ドット補正の設定により、各LED電流は、次式に従って、公称LED電流の0.5倍~1.5倍に調整されます。

$$I_{LEDn} = I_{LED(NOM)} \cdot \left(\frac{DC_n + 32}{64} \right)$$

ここで、 I_{LEDn} は n 番目のLED電流、 DC_n は n 番目のプログラムされたドット補正の設定です ($DC_n = 0 \sim 63$)。公称LED電流に対する微小電流ステップにより優れた分解能が得られます。

$$\frac{\Delta I_{LED}}{I_{LED(NOM)}} = \frac{1}{64} \approx 1.56\%$$

これにより、較正として使われると、LED電流整合の相対的精度が上がります。

グレースケールの設定

LED電流を調整すると、その照度の強さ、つまり輝度が変化しますが、色度の基準がシフトすることにより、LEDチャンネル間の色整合も影響を受けます。輝度調整の最良の方法は、パルス幅変調 (PWM) によりLEDのオン/オフ時間を制御することです。

LT3745は各チャンネルの輝度を個別に調整することができます。12ビット・グレースケールPWM調光により、0% ~ 99.98% の4096のリニアな輝度ステップが生じます。チャンネルnの輝度レベル $GS_n\%$ は次のように計算することができます。

$$GS_n\% = \frac{GS_n}{4096} \cdot 100\%$$

ここで、 GS_n は n 番目のプログラムされたグレースケール設定 ($GS_n = 0 \sim 4095$) です。

オープン/短絡LEDフォールト

LT3745には、個々のLEDフォールトの診断回路が備わっており、各チャンネルのオープンと短絡の両方のLEDフォールトを検出します。オープンLEDフォールトは、LEDストリングがオープンしている、つまり回路から切断されていることとして定義されており、短絡LEDフォールトは、LEDがそれ自体の両端で短絡していることとして定義されています。最初の500nsのブランキングを伴うオン状態の間、LEDピンの電圧が0.35V (標準) より低いと、オープンLEDフラグがセットされます。LEDピンの電圧がLEDバス電圧 V_{OUT} の75%より高いと、いつでも短絡LEDフラグがセットされます。1つのLEDチャンネルがそれ自体の両端で短絡すると、そのチャンネルはオフし、不要な電力損失を防ぎます。この機能は、LEDピンを出力に直接接続することにより、LEDチャンネルをディスエーブルするのにも使うことができます。オープンLEDと短絡LEDの両方のフラグが結合されて、状態フレーム内のLEDフォールト・ビット (S0~S15) を1にセットします。

アプリケーション情報

熱保護

LT3745には2つの過温度スレッショルドがあります。1つは固定内部サーマル・シャットダウンであり、他の1つはTSETピンとグラウンドの間の抵抗(R_{TSET})によってプログラムされます。接合部温度が165°Cを超えると、デバイスはサーマル・シャットダウン・モードになり、シリアル・データ・インタフェースをシャットダウンし、LEDチャンネルをオフし、スイッチングを停止します。接合部温度が155°Cを下回った後、デバイスは新しいソフトスタートを開始します。

R_{TSET}をTSETピンに接続すると、R_{ISET}を通して流れる電流に等しい電流がR_{TSET}を流れ、TSETピンに電圧V_{TSET}を発生します。この電圧は次のように計算されます。

$$V_{TSET} = 1.205V \cdot \frac{R_{TSET}}{R_{ISET}}$$

次に、V_{TSET}が内部の絶対温度に比例する電圧V_{PTAT}と比較されます。

$$V_{PTAT} = 1.72mV \cdot (T_J + 273.15)$$

ここで、T_Jは°Cを単位とするLT3745の接合部温度です。V_{PTAT}がV_{TSET}より高いと、過温度フラグOT = 1がセットされます。R_{TSET}によってプログラムされた温度を超えると、デバイスは公称LED電流I_{LED}(NOM)を徐々にディレーティングして、その通常動作を中断することなく、総電力損失を制限します。

デバイスのカスケード接続とシリアル・データ・インタフェースのクロックの決定

大きなLCDバックライトまたはLEDディスプレイ・システムでは、複数のLT3745を容易にカスケード接続して、全てのLEDストリングをドライブすることができます。LT3745は6線トポロジを採用しており、それによって内部クロック・スキューをバランスさせ、外部トレースの容量をPCBレイアウトで容易に整合させます。

大きなディスプレイ・システムのシリアル・データ・インタフェースの最小周波数f_{SCKI}は、次のように計算することができます。

$$f_{SCKI} = N_{LT3745} \cdot 194 \cdot f_{REFRESH}$$

ここで、N_{LT3745}はLT3745の個数、f_{REFRESH}はシステム全体のリフレッシュ・レートです。

電力損失の計算

デバイス内部の総電力損失は次のように計算することができます。

$$P_{TOTAL} = V_{IN} \cdot (I_{VIN} + f_{SW} \cdot Q_G) + V_{CC} \cdot I_{VCC} + \sum_{n=0}^{15} GS_n\% \cdot I_{LEDn} \cdot V_{LEDn}$$

ここで、I_{VIN}は電源入力V_{IN}の消費電流、I_{VCC}はV_{CC}の消費電流、V_{LEDn}はチャンネルnのLEDピンの電圧です。

総電力損失P_{TOTAL}から、接合部温度T_Jを次のように計算することができます。

$$T_J = T_A + P_{TOTAL} \cdot \theta_{JA}$$

T_Jを最大動作接合部温度125°Cより低く保ちます。

LT3745

標準的応用例

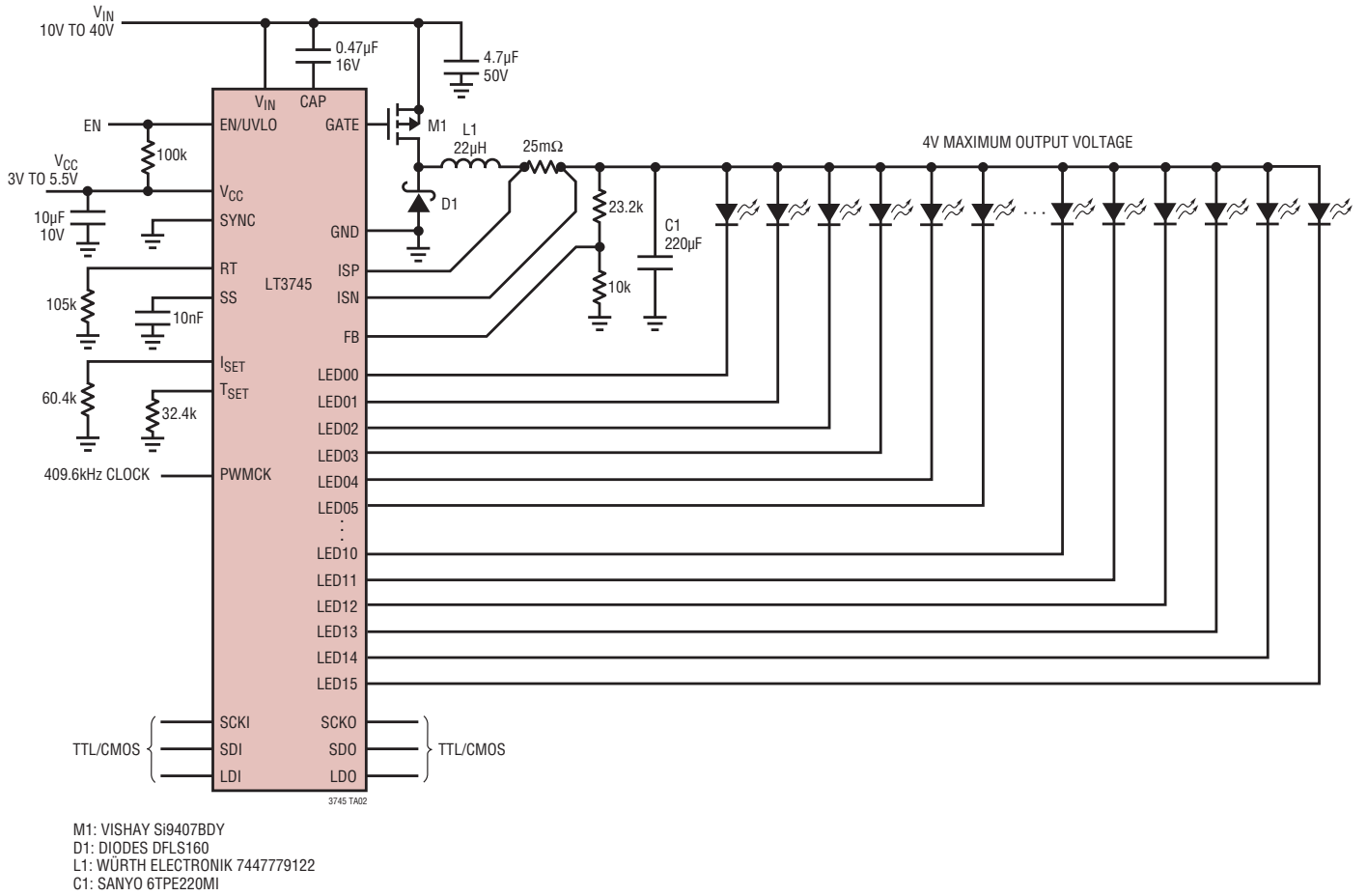
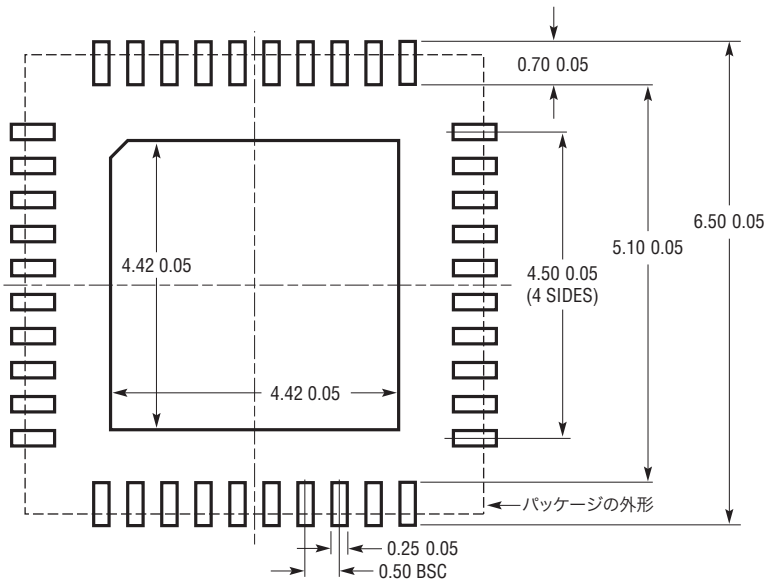


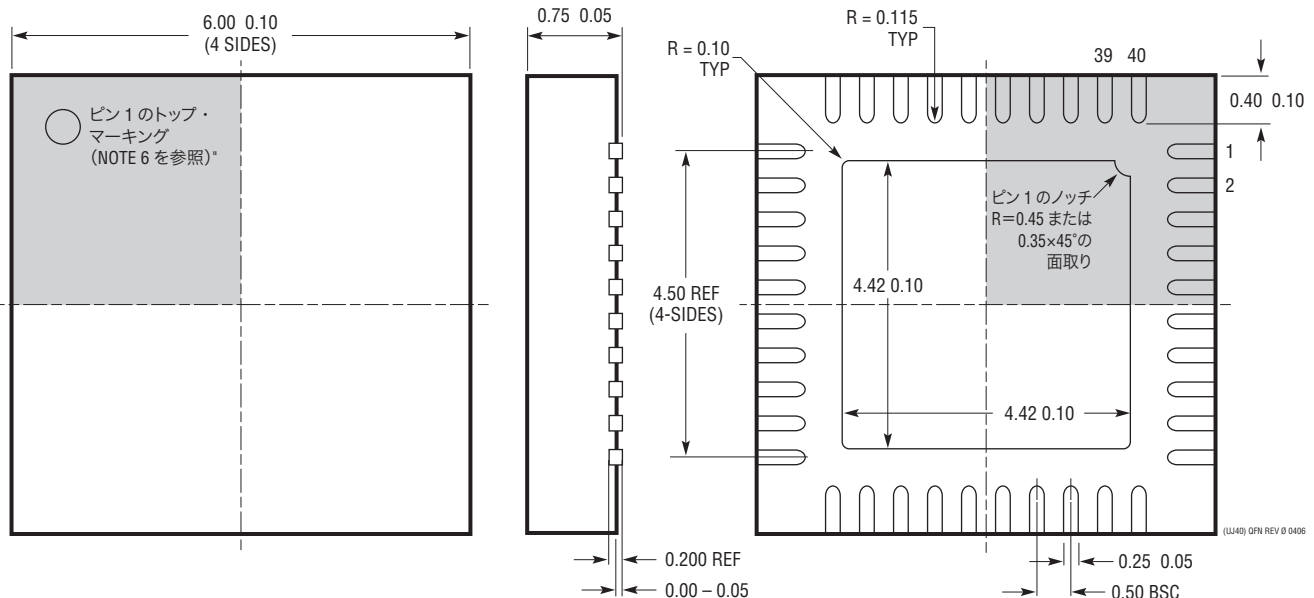
図7. 16チャンネルLEDドライバ、500kHz降圧、チャンネル当たり1 LED 25mA～75mA、100Hzで12ビット調光

パッケージ

UJパッケージ
40ピン・プラスチック QFN (6mm×6mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1728 Rev 0)



推奨する半田パッドのピッチと寸法
半田付けされない領域には半田マスクを使用する



- NOTE:
1. 図は JEDEC のパッケージ外形のバリエーション(WJJD-2)に適合
 2. 図は実寸とは異なる
 3. 全ての寸法はミリメートル
 4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.20mm を超えないこと
 5. 露出パッドは半田メッキとする
 6. 網掛けの部分はパッケージのトップとボトムのパイン 1 の位置の参考に過ぎない

露出パッドの底面

(LJ40) QFN REV 0 0406

標準的応用例

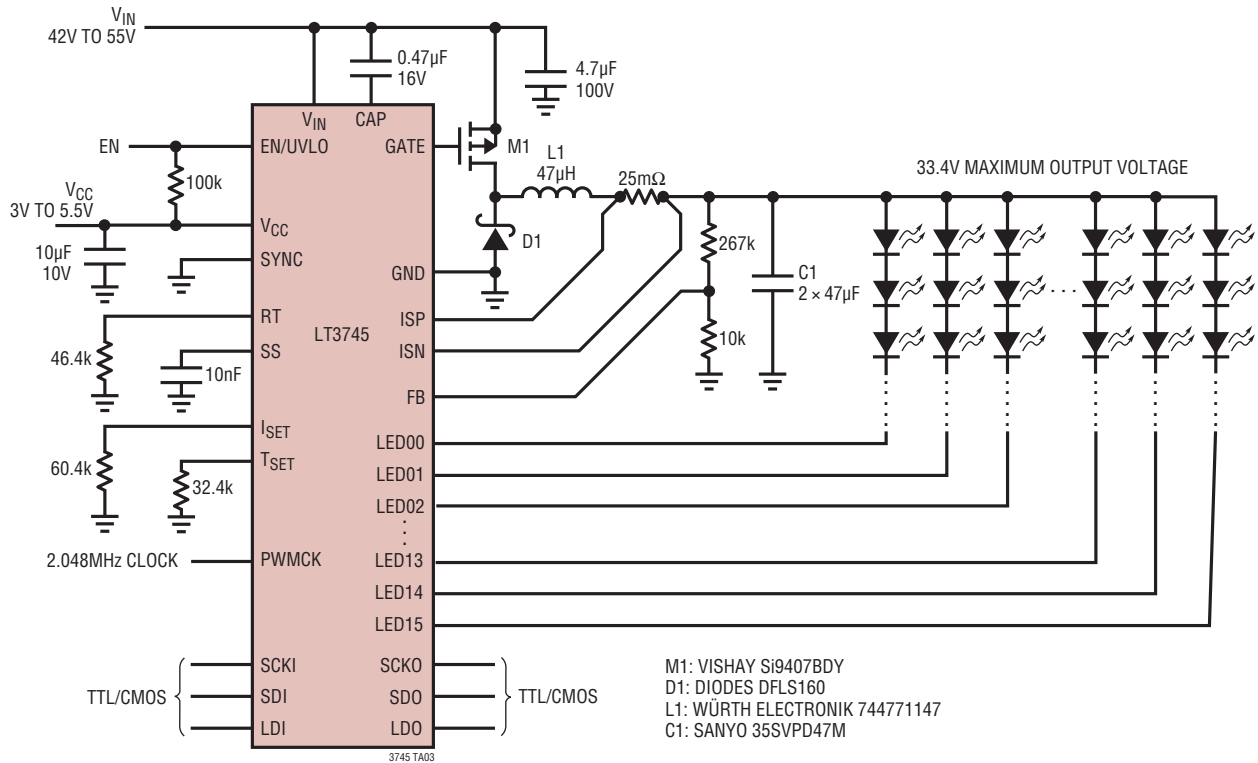


図8. 16チャンネルLEDドライバ、1MHz降圧、チャンネル当たり10 LED 25mA～75mA、500Hzで12ビット調光

関連製品

製品番号	説明	注釈
LT3746	降圧コントローラ付き32チャンネル20mA LEDドライバ	$V_{IN}: 6V \sim 55V$, $V_{OUT(MAX)} = 13V$, 6ビットのドット補正電流調整、12ビットのグレースケール調光、5mm×9mm QFNパッケージ
LT3476	クワッド出力1.5A、2MHz高電流LEDドライバ、1,000:1の調光付き	$V_{IN}: 2.8V \sim 16V$, $V_{OUT(MAX)} = 36V$, True Color PWM TM 調光= 1000:1, $I_{SD} < 10\mu A$, 5mm×7mm QFN-10パッケージ
LT3486	デュアル1.3A、2MHz、高電流LEDドライバ	$V_{IN}: 2.5V \sim 24V$, $V_{OUT(MAX)} = 36V$, True Color PWM調光= 1000:1, $I_{SD} < 1\mu A$, 5mm×3mm DFN-16およびTSSOP-16Eパッケージ
LT3496	トリプル出力750mA、2.1MHz高電流LEDドライバ、3,000:1の調光付き	$V_{IN}: 3V \sim 30V$, $V_{OUT(MAX)} = 60V$, True Color PWM調光= 3000:1, $I_{SD} < 1\mu A$, 4mm×5mm QFN-28パッケージ
LT3595	45V、2.5MHz、16チャンネルのフル機能LEDドライバ	$V_{IN}: 4.5V \sim 45V$, $V_{OUT(MAX)} = 45V$, True Color PWM調光= 5000:1, $I_{SD} < 1\mu A$, 5mm×9mm QFN-56パッケージ
LT3598	44V、1.5A、2.5MHz昇圧6チャンネル30mA LEDドライバ	$V_{IN}: 3V \sim 40V$, $V_{OUT(MAX)} = 44V$, True Color PWM調光= 1000:1, $I_{SD} < 1\mu A$, 4mm×4mm QFN-24パッケージ
LT3599	44V、2A、2.5MHz昇圧4チャンネル120mA LEDドライバ	$V_{IN}: 3V \sim 40V$, $V_{OUT(MAX)} = 44V$, True Color PWM調光= 1000:1, $I_{SD} < 1\mu A$, 4mm×4mm QFN-24パッケージ
LT3754	60V、1MHz昇圧16チャンネル50mA LEDドライバ、True Color 3,000:1 PWM調光および2.8%電流整合	$V_{IN}: 4.5V \sim 40V$, $V_{OUT(MAX)} = 60V$, True Color PWM調光= 3000:1, $I_{SD} < 1\mu A$, 5mm×5mm QFN-32パッケージ
LT3756/-1	ハイサイド100V、1MHz LEDコントローラ、3,000:1のTrue Color PWM調光付き	$V_{IN}: 6V \sim 100V$, $V_{OUT(MAX)} = 100V$, True Color PWM調光= 3000:1, $I_{SD} < 1\mu A$, 3mm×3mm QFN-16およびMSOP-16Eパッケージ
LT3760	60V、1MHz昇圧8チャンネル100mA LEDドライバ、3,000:1のTrue Color PWM調光および2.8%電流整合	$V_{IN}: 4.5V \sim 40V$, $V_{OUT(MAX)} = 60V$, True Color PWM調光= 3000:1, $I_{SD} < 1\mu A$, TSSOP-28Eパッケージ