

定電流出力 LED ドライバ

特長

- 過電圧保護回路付き定電流源
- 入力電圧範囲：1.8V~6.0V
- 30V耐圧の内部スイッチ
- 最大効率：85%
- PWM信号またはアナログ信号を使用した高精度輝度コントロール
- スイッチング周波数：最大1MHz
- 内部パワーMOSFETスイッチ電流：500mA
- 100nF(0.1μF)の小型出力コンデンサで動作可能
- シャットダウン時LEDをGNDから遮断
- 無負荷時静止電流：38μA(Typ)
- シャットダウン電流：0.1μA(Typ)
- 小型QFNパッケージ(3mm x 3mm)

概要

TPS61042は、白色LEDまたはその同等品を駆動する定電流出力を備えた高周波のブースト・コンバータです。LED電流は外付け検出抵抗(R_S)で設定され、検出抵抗端 R_S の電圧を252mV(Typ)に安定化させるフィードバック・ピン(FB)により直接レギュレーションされます。LEDの輝度をコントロールするため、LED電流は100Hzから50kHzの周波数範囲のPWM(パルス幅変調)信号をコントロール・ピン(CTRL)に印加することでパルス幅制御することができます。さらに柔軟性をもたせるよう、“アプリケーション情報”の項で記述されているように、TPS61042は輝度をアナログ信号でもコントロールできるよう構成することもできます。シャットダウン時LEDに流れる可能性のある漏れ電流を防ぐため、コントロール・ピン(CTRL)はデバイスをディスエーブルにすると同時にLEDをグランドから切り離します。動作時の安全性が保たれるよう、出力にはハイインピーダンス出力(例：LEDの断線の際にデバイスの損傷を防ぐ過電圧保護機能が備えられています)。

アプリケーション

- LCDバックライト/サイドライト用、白色LED電源
 - PDA、ポケット・タイプPC、スマート・フォン
 - 携帯機器
- 携帯電話

SWIFT、PowerPAD、SpActおよびBurr-Brownは、テキサス・インスツルメンツの商標です。

この資料は、Texas Instruments Incorporated(TI)が英文で記述した資料を、皆様のご理解の一助として頂くために日本テキサス・インスツルメンツ(日本TI)が英文から和文へ翻訳して作成したものです。

資料によっては正規英語版資料の更新に対応していないものがあります。日本TIによる和文資料は、あくまでもTI正規英語版をご理解頂くための補助的参考資料としてご使用下さい。

製品のご検討およびご採用にあたりましては必ず正規英語版の最新資料をご確認下さい。

TIおよび日本TIは、正規英語版にて更新の情報を提供しているにもかかわらず、更新以前の情報に基づいて発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。

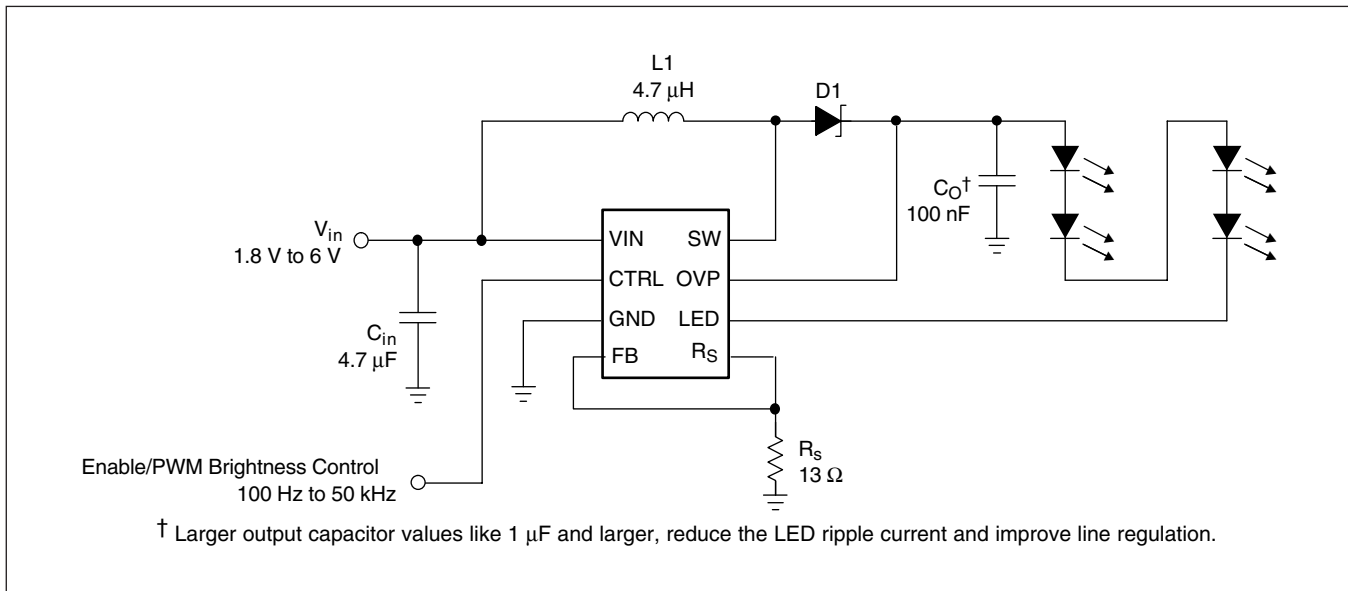


図1. Typical Application

ORDERING INFORMATION

T _A	PACKAGE	PACKAGE MARKING
-40 to 85°C	TPS61042DRB	BHS

(1) DRBパッケージはテープ/リールで供給されています。デバイス・タイプの末尾にRを付けると(例、TPS61042DRBR)、発注数量単位はリールあたり3000個です。末尾にTを付けると(例、TPS61042DRBT) リールあたり250個です。

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted) (1)

	TPS61042
Supply Voltages, V _(VIN) (2)	-0.3 V to 7 V
Voltages, V _(RS) , V _(CTRL) , V _(FB)	-0.3 V to Vin + 0.3 V
Voltages, V _(SW) , V _(LED) (2)	30 V
Voltage, V _(OVP)	30 V
Continuous power dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating Junction Temperature Range	-40°C to 150°C
Storage Temperature Range, T _{STG}	-65°C to 150°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	260°C

(1) 絶対最大定格以上のストレスは、製品に恒久的・致命的なダメージを製品に与えることがあります。これはストレスの定格のみについて示してあり、このデータシートの「推奨動作条件」に示された値を越える状態での本製品の機能動作を意味するものではありません。絶対最大定格の状態に長時間置くことは、本製品の信頼性に影響を与えることがあります。

(2) 全ての電圧は回路のグラウンドを基準としています。

DISSIPATION RATING

PACKAGE	T _A ≤ 25°C POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE T _A = 25°C	T _A = 70°C POWER RATING	T _A = 85°C POWER RATING
8 pin QFN (1)	370 mW	3.7 mW/°C	204 mW	148 mW

(1) 8ピンQFNパッケージの接合部/周囲間熱抵抗は270°C/Wです。これはサーマルパッドにビアのない標準2層PCBに実装した場合の値です。熱抵抗R_{θJA}の改善方法については“アプリケーション情報”の項を参照してください。

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

		MIN	TYP	MAX	UNIT
V_I	Input voltage range	1.8		6.0	V
V_S	Output voltage range	V_{IN}		27.5	V
V_{SW}	Switch voltage			30	V
$I_{(LED)}$	Maximum LED switch current			60	mA
L	Inductor (1)		4.7		μ H
f	Switching frequency (1)			1	MHz
C_I	Input Capacitor (1)		4.7		μ F
C_O	Output Capacitor (1)		100		nF
T_A	Operating ambient temperature	-40		85	$^{\circ}$ C
T_J	Operating junction temperature	-40		125	$^{\circ}$ C

(1) 詳細については“アプリケーション情報”の項を参照してください。

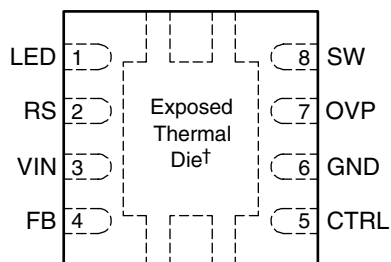
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_I = 3.6$ V, CTRL = V_I , $T_A = -40^{\circ}$ C to $+85^{\circ}$ C, typical values are at $T_A = 25^{\circ}$ C (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
SUPPLY CURRENT						
V_I	Input voltage range	1.8		6.0	V	
$I_{(Q)}$	Operating quiescent current into VIN	$I_O = 0$ mA, not switching	38	65	μ A	
$I_{(sd)}$	Shutdown current	CTRL = GND	0.1	1	μ A	
V_{UVLO}	Under-voltage lockout threshold	V_I falling	1.5	1.7	V	
CTRL						
V_{IH}	CTRL high level input voltage	1.3			V	
V_{IL}	CTRL low level input voltage			0.3	V	
I_{lkg}	CTRL input leakage current	CTRL = GND or VIN		0.1	μ A	
t_{on}	Minimum CTRL pulse width to enable	CTRL = low to high	500		us	
t_{off}	Minimum CTRL pulse width to disable	CTRL = high to low	10	32	ms	
$f_{(PWM)}$	PWM switching frequency		0.1	50	kHz	
$D_{(PWM)}$	PWM duty cycle		1	100	%	
POWER SWITCH AND CURRENT LIMIT (SW)						
V_S	Maximum switch voltage			30	V	
$R_{DS(ON)}$	MOSFET on-resistance	$V_I = 3.6$ V; $I_{(SW)} = 200$ mA	300	600	m Ω	
I_{lkg}	MOSFET leakage current	$V_{(SW)} = 28$ V	0.1	10	μ A	
I_{LIM}	MOSFET current limit		400	500	mA	
LED SWITCH AND CURRENT LIMIT (LED)						
V_S	Maximum switch voltage			30	V	
$R_{DS(ON)}$	MOSFET on-resistance	$V_I = 3.6$ V; $I_S = 20$ mA	1	2	Ω	
I_{lkg}	MOSFET leakage current	$V_{(LED)} = 28$ V	0.1	10	μ A	
OUTPUT						
V_O	Output voltage range		V_I	27.5	V	
$I_{(FB)}$	Feedback input bias current	$V_{(FB)} = 0.25$ V (1)		100	nA	
V_{FB}	Feedback trip point voltage	1.8 V $\leq V_I \leq 6.0$ V	244	252	260	mV
$V_{(OVP)}$	Output overvoltage protection	V_O rising	27.5	29	30	V
V_{ovp}	Output overvoltage protection hysteresis		5		7	V
$I_{(OVP)}$	OVP input current	$V_O = 15$ V		9	12	μ A

(1) フィードバック入力はハイ・インピーダンスのMOSFETゲート入力です。

DRB PACKAGE
(TOP VIEW)

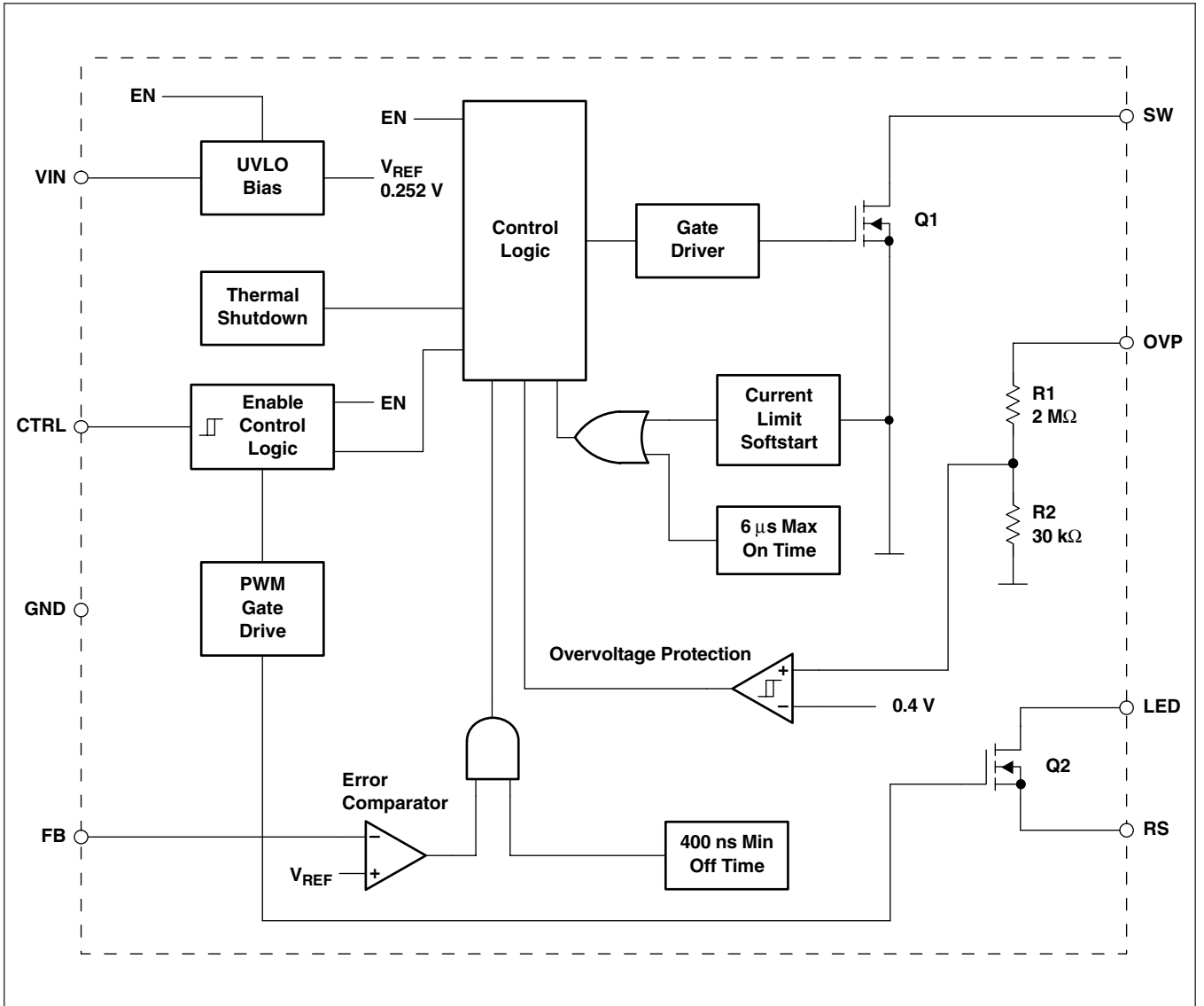


(注) 露出しているサーマル・ダイ・パッドはGNDに接続されています。

端子機能

TERMINAL	NAME NO.	I/O	DESCRIPTION
VIN	3	I	入力電源ピン。
CTRL	5	I	イネーブル及びPWMコントロールを兼備したピン。CTRLピンが“H”レベルであれば、デバイスはイネーブルで、内蔵のLEDスイッチ(Q2)は常時オンです。CTRLピンがGNDに接続されている場合、デバイスはディスエーブルです。LEDの輝度をコントロールするにはこのピンにPWM信号(100Hz~50kHz)を印加してください。
GND	6		グラウンド
FB	4	I	フィードバック・ピン。FBピンは R_S 端の電圧を252mVに安定化させることにより検出抵抗を流れるLED電流をレギュレーションします。
RS	2	O	内部LEDスイッチの出力。LED電流をプログラムする検出抵抗をRSに接続します。
LED	1	I	LEDスイッチ(Q2)の入力ピン。このピンにLEDを接続してください。
OVP	7	I	過電圧保護用ピン。OVPピンはコンバータの出力コンデンサに接続します。
SW	8	I	内蔵スイッチ(Q1)のドレイン

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



TYPICAL CHARACTERISTICS TABLE OF GRAPHS

			FIGURE
η	Efficiency	vs Load current	Figure 2
		vs Input voltage	Figure 3
I_Q	Operating Quiescent Current into VIN	vs Input voltage and Temperature	Figure 4
V_{FB}	Feedback voltage	vs Temperature	Figure 5
I_{FB}	Feedback current	vs Input voltage	Figure 6
$R_{DS(on)}$	$R_{DS(on)}$ Main switch Q1	vs Temperature	Figure 7
		vs Input voltage	Figure 8
	$R_{DS(on)}$ LED switch Q2	vs Temperature	Figure 9
		vs Input voltage	Figure 10
I_{LED}	Average LED current	vs PWM duty cycle on CTRL pin	Figure 11
	Soft start		Figure 12
	PFM operation (fixed peak current control)		Figure 13
	Burst mode operation (fixed peak current control)		Figure 14
	PWM dimming		Figure 15

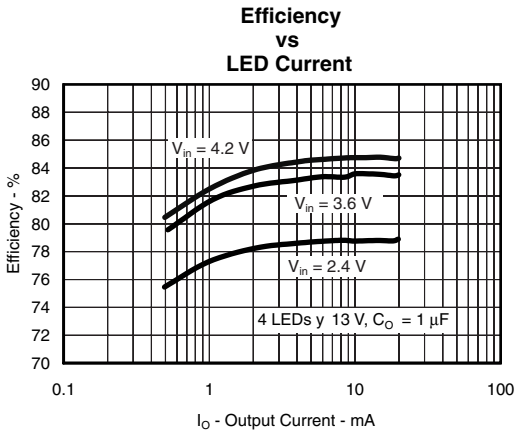


Figure 2

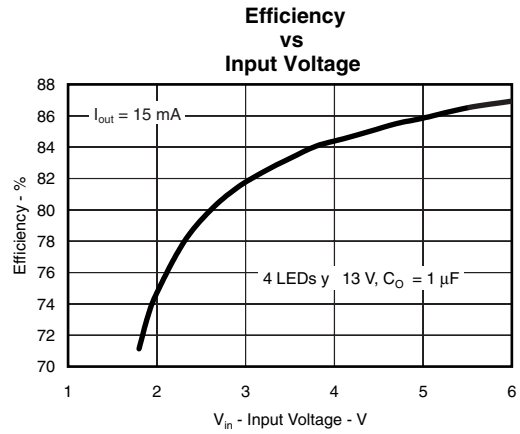


Figure 3

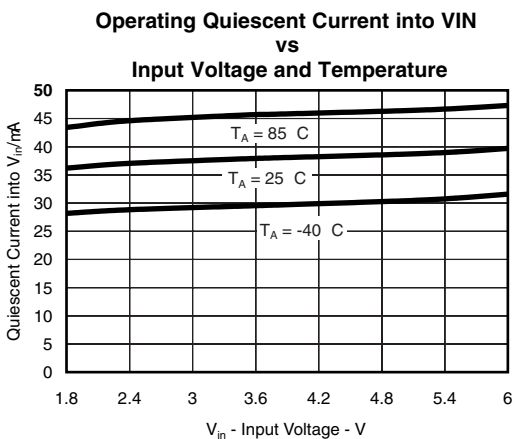


Figure 4

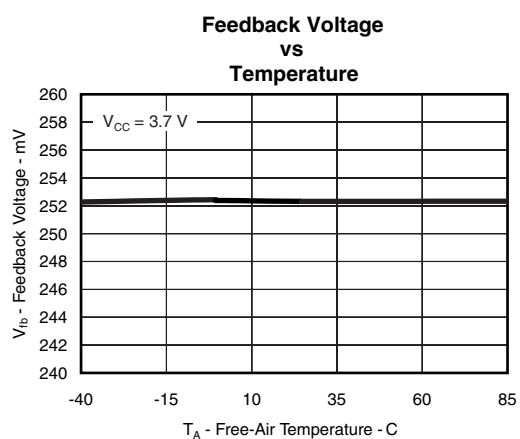
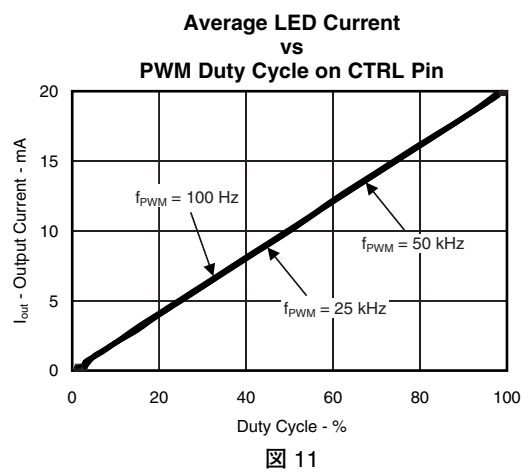
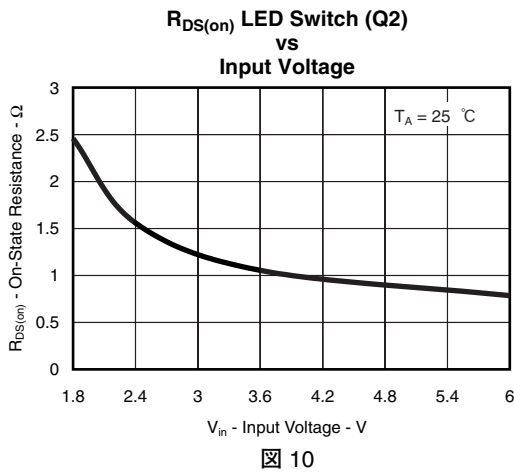
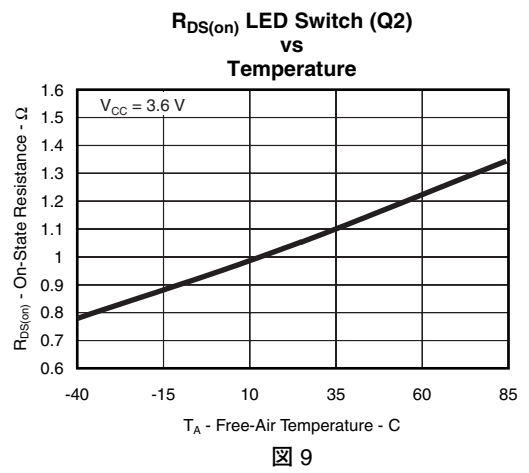
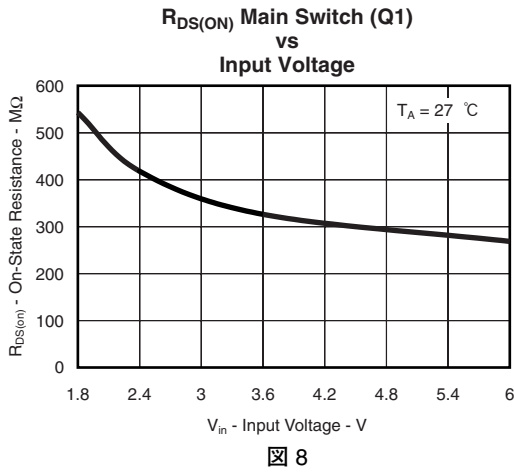
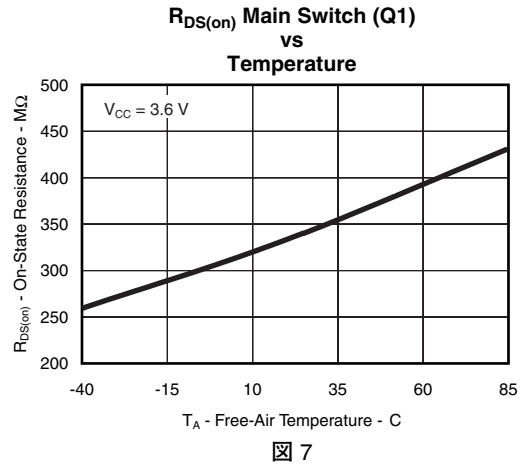
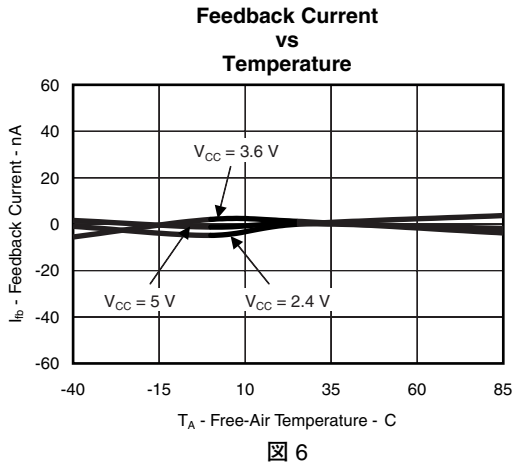
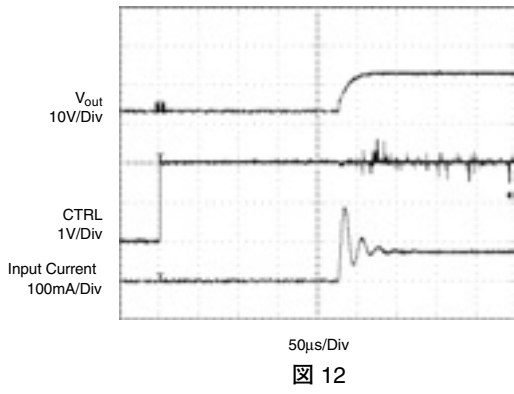


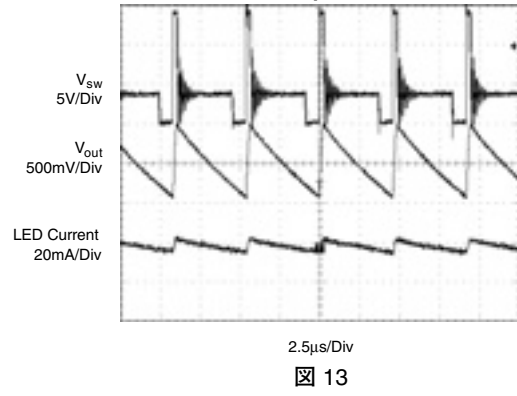
Figure 5



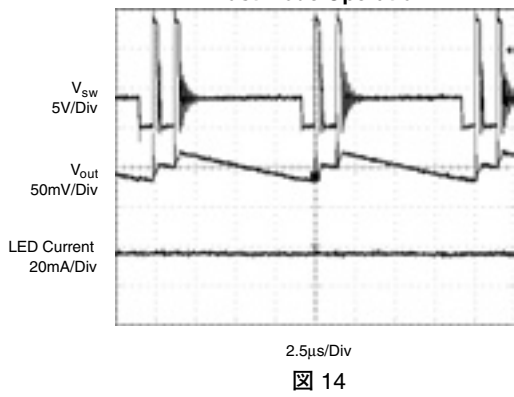
SOFTSTART



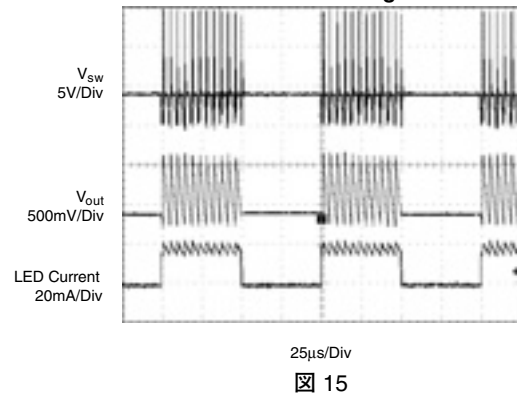
PFM Operation



Bust Mode Operation



PWM Dimming



詳細説明

動作

TPS61042は標準のブースト・コンバータと同じように動作しますが、出力電圧ではなく検出抵抗(R_S)端の電圧をレギュレーションします。このことにより、入力電圧や接続されるLEDの数に関係なくLED電流が精密にレギュレーションされます。過電圧保護(OVP)機能が備えられているため、TPS61042はLEDを駆動するのに最適な過電圧保護機能をもつ電流源として構成することができます。このデバイスは30V耐圧の内部スイッチをもっているため、最大27.5Vの出力電圧を生成することができます。内部MOSFETのスイッチ(Q1)電流は500mAです。このことにより、出力に直列に複数のLEDを接続することができます。LEDに直列接続される内部LED電流スイッチ(Q2)の最大電流定格は60mAで、シャットダウン時LEDはグラウンドから切り離されます。LEDスイッチは、LEDの輝度を直接コントロールするコントロール・ピン(CTRL)に印加されるPWM信号により駆動されます。このコントロール手法により、LEDの輝度はPWMのデューティ・サイクルのみに依存し、PWMの周波数や振幅には無関係となります。

ブースト・コンバータ

ブースト・コンバータは定ピーク電流コントロールのパルス周波数変調(PFM)方式で動作します。このコントロール方式により、全負荷電流範囲にわたって高効率を保たれ、またスイッチング周波数は最大1MHzであるため、小型の外付け部品を使用することができます。コンバータはR_S端の検出電圧をフィードバック・ピン(FB)でモニタしており、フィードバック電圧が基準電圧(標準252mV)より低下すると、メイン・スイッチがオンになり、電流は増加します。インダクタ電流が内部で設定されている500mA(typ)のピーク電流に達するとスイッチはオフになります。詳細については“ピーク電流コントロール”の項を参照してください。スイッチをオフにする2番目の規準は6μs(typ)の最大オン時間です。これにより極限状態でのコンバータの最大オン時間が制限されます。スイッチがオフになると、外付けのショットキー・ダイオードが順方向にバイアスされ、蓄積されているインダクタのエネルギーが出力に供給されます。メイン・スイッチは400ns(typ)の最小オフ時間が経過し、フィードバック電圧が再び基準電圧より下に低下するまでオフのままです。このピーク電流コントロール方式を使用して、コンバータはスイッチング周波数がインダクタ、入出力電圧、LED電流により決まる不連続モード(DCM)で動作します。LED電流が低いとスイッチング周波数が低下し、その結果全LED電流範囲にわたり効率が高くなります。このレギュレーション方式は、PWM方式の帰還制御と異なり、本質的に安定しているため、インダクタと出力コンデンサの値は広範囲に選択することができます。

ピーク電流コントロール(ブースト・コンバータ)

内部スイッチはインダクタ電流が500mA(Typ)のDC制限電流(I_{LIM})に達するまでオンになっています。内部に100ns(Typ)の電流制限の遅延時間があるため、実際の電流はDC制限電流のスレッシュホールドを少し越えてしまいます。標準のピーク制限電流は以下の式で計算することができます。

$$I_{P(\text{typ})} = I_{(\text{LIM})} + \frac{V_I}{L} \times 100 \text{ ns}$$

$$I_{P(\text{typ})} = 500 \text{ mA} + \frac{V_I}{L} \times 100 \text{ ns}$$

入力電圧が高くなるかインダクタ値が小さくなるにつれ、制限電流のオーバーシュートが大きくなります。

ソフトスタート

全てのインダクタ型昇圧コンバータは特別な予防策が取られていなければ起動時に高い突入電流を発生します。このことにより起動時に入力の電源(電池)に電圧降下が生じることがあり、その結果、不慮の、あるいは電池残量に対して早すぎるシステム・シャットダウンが起こってしまう可能性があります。

TPS61042は、最初の256スイッチ・サイクルの間I_{LIM}/4から始めて、次の256スイッチ・サイクルの間でI_{LIM}/2に制限電流を増加させ、次にI_{LIM}に制限電流を増加させる2段階の電流制限により、起動時の突入電流を制限しています。標準的な起動動作については図12を参照してください。

コントロール(CTRL)

CTRLピンには2つの機能があります。1つは、デバイスのイネーブル/ディスエーブルで、もう1つは、内部LEDスイッチ(Q2)のPWMコントロールです。PWM信号がCTRLピンに加えられていない場合、CTRLピンはデバイスに標準的なイネーブル・ピンとして使用できます。デバイスをイネーブルにするには、CTRLピンを最小500μs間“H”レベルにしておく必要があります。このデバイスはソフトスタート・サイクルで始動します。CTRLピンを32ms以上GNDレベルにしておくでデバイスはディスエーブルになり、LEDの漏れ電流が流れないようLED電流スイッチ(Q2)をオープンにしてGNDからLEDを切り離します。CTRLピンのタイミングについては図16を参照してください。

PWM信号がCTRLピンに加えられた時内部LEDスイッチ(Q2)はPWM信号により駆動されます。100Hzから50kHzの範囲のPWM信号を印加すると、LED電流はPWM信号のデューティ・サイクルによりパルス状になります。CTRLピンには $D = 1\% \sim 100\%$ のPWMデューティ・サイクルを入力することができます。1%より低いデューティ・サイクルも可能ですが、印加されたPWM信号のオフ時間が10msを越えるとデバイスがシャットダウンするという制約条件があります。

PWM信号がCTRLピンに加わると、LEDスイッチ(Q2)は即座にオンになります。内部のエラー・コンパレータは400nsの間ディセーブルです。この400nsのディセーブル時間による検出遅延は、LEDスイッチ(Q2)が閉じた後検出抵抗RS端に正しい電圧が安定して発生されるために必要です。

LED電流が高い精度と直線性で制御できるよう、コンバータのスイッチング周波数はCTRLピンに印加されるPWM周波数より高くなければなりません。

CTRLのタイミング図を図16に示します。デバイスをイネーブルにするには、CTRL信号は500 μ sの間“H”レベルでなければなりません。次に、PWM信号を加えますがパルス幅(tp)は t_{on} より大きくても小さくても構いません。デバイスをシャットダウン・モードにするには、CTRL信号は最低32msの間“L”レベルでなければなりません。デバイスがシャットダウン・モードになる前にCTRLピンが32msの間“L”レベルであることが必要ということにより、PWMディミング周波数は100Hzといった低い周波数にできます。CTRL信号が最小500 μ s間“H”レベルになった時デバイスは再びイネーブルになります。PWMデューティ・サイクル対LED電流特性については図11を参照してください。

このCTRLピンはターミネーションしておく必要があります(開放禁止)。

過電圧保護(OVP)

他の定電流源と同様に、出力インピーダンスが増加するか、または切断されると出力電圧は上昇します。出力電圧がメイン・スイッチ(Q1)の最大電圧定格30Vを越えないようにするため、過電圧保護回路が内蔵されています。出力電圧がOVPスレッシュホールド電圧を越えると、(Q1)はオフになります。出力電圧がOVPスレッシュホールド電圧より下に低下するまでコンバータのスイッチはオフのままです。出力電圧がOVPスレッシュホールド電圧より下にある限り、出力電圧が再びOVPスレッシュホールド電圧を越えるまでコンバータは正常動作を続けます。

低電圧ロックアウト (UVLO)

低電圧ロックアウト機能により、入力電圧が1.5V(Typ)より下の場合におけるデバイスの誤動作が防止されます。入力電圧が低電圧スレッシュホールドより低い限り、メインMOSFETスイッチ(Q1)とLEDスイッチ(Q2)がオープンでデバイスはオフのままです。

サーマル・シャットダウン

サーマル・シャットダウン機能がTPS61042に内蔵されており、標準接合部温度が160 $^{\circ}$ Cを越えるとデバイスはシャットダウンします。デバイスがシャットダウン・モードであると、メインMOSFETスイッチ(Q1)とLEDスイッチ(Q2)はともにオープン状態です。

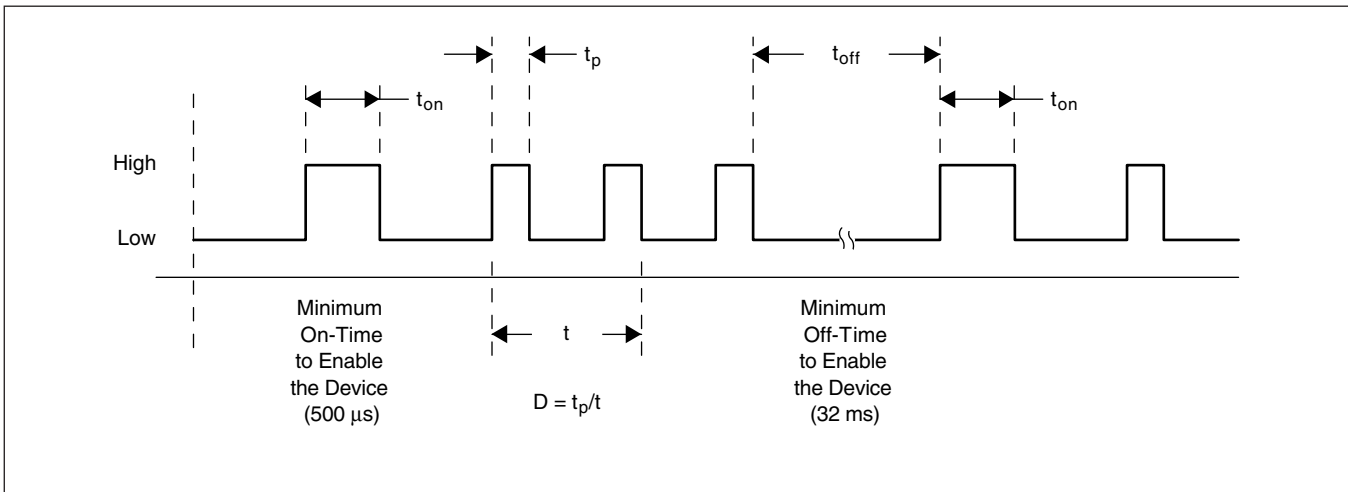


図16. CTRL Timing Diagram

アプリケーション情報

インダクタの選択、最大負荷電流、スイッチング周波数

TPS61042のPFMピーク電流コントロール方式は本質的に安定しています。インダクタ値はレギュレータの安定性には影響を与えません。インダクタの選択及び標準LED電流、アプリケーションの入出力電圧によりコンバータのスイッチング周波数が決まります。

最初のステップはコンバータが選択されているインダクタを使用して対応可能な最大負荷電流を計算することです。インダクタ値は最大有効負荷電流への影響は少なく、あまり重要ではありません。手始めとしてインダクタ値は4.7μHとします。アプリケーションでの条件にもよりますが、インダクタの値は1.0μHに下げることが可能です。インダクタの最大値はスイッチの最大オン時間の6μs(typ)により決まります。正常動作を行なうにはこの6μsの期間内に500mA(Typ)のピーク制限電流に達しなければなりません。コンバータの最大負荷電流はコンバータが連続導通モードになり始める動作点になります。コンバータはレギュレーションを維持するため常時不連続導通モードで動作しなければなりません。

インダクタ電流の立下り時間がコンバータの最小オフ時間(400ns Typ)に比べて大きいか、または小さいかにより、最大負荷電流は以下のように計算されます。

インダクタの立下り時間：

$$t_{\text{fall}} = \frac{i_p \times L}{V_{\text{out}} - V_{\text{in}}}$$

$t_{\text{fall}} \geq 400\text{ns}$ の場合、

$$I_{\text{load max}} = \eta \frac{i_p \times V_{\text{in}}}{2 \times V_{\text{out}}}$$

$t_{\text{fall}} \leq 400\text{ns}$ の場合、

$$I_{\text{load max}} = \eta \times \frac{i_p^2 \times L \times V_{\text{in}}}{(V_{\text{out}} - V_{\text{in}}) \times (2 \times i_p \times L + 2 \times 400 \text{ ns} \times V_{\text{in}})}$$

但し、

L = 選択したインダクタ値

η = コンバータの想定効率。標準的には70%~85%

$$i_p = 400 \text{ mA} + \frac{V_{\text{in}}}{2} \times 100 \text{ ns}$$

(“ピーク電流コントロール”の項で述べたピーク・インダクタ電流)

上記式にはコンバータが対応可能な予想最大負荷電流を計算することを可能とするコンバータの想定効率が含まれています。この効率は図2と図3に示されている効率グラフから取り出すことができますが、或いは概算として80%を使用することができます。

コンバータが目的とするLED電流に対応できるとすると、次のステップは、動作点でのコンバータのスイッチング周波数(1MHz以下)を計算することです。また、コンバータのスイッチング周波数は輝度コントロールが非直線性とならないようCTRLピンに印加されるPWM周波数より高くすべきです。コンバータにはスイッチ・ノード(SW)上にダブル・パルスやバースト・パルスがないとすると(図13、図14)、動作点でのスイッチング周波数は以下の式で計算できます。

$$f_{\text{s(ILOAD)}} = \frac{2 \times I_{\text{LOAD}} \times (V_{\text{O}} - V_{\text{I}} + V_{\text{F}})}{\left(I_{\text{L(min)}} + \frac{V_{\text{I}}}{2} \times 100 \text{ ns} \right)^2 \times L}$$

但し、

$I_{\text{(LIM)}}$ = 最小スイッチ制限電流(500mA Typ)

L = 選択したインダクタ値

$I_{\text{(LOAD)}}$ = 標準負荷(LED)電流

V_{F} = 整流ダイオードの順方向電圧(0.3V Typ)

インダクタ値が小さいとコンバータのスイッチング周波数が高くなりますが、効率は下がります。

選択したインダクタには、“ピーク電流コントロール”の項で計算したコンバータの最大ピーク電流を満たす飽和電圧があることが必要です。この計算には $I_{\text{(LIM)}}$ に600mAの最大値を使用してください。

もう1つの重要なインダクタのパラメータとして直流抵抗があります。直流抵抗が低いとコンバータの効率は高くなります。インダクタの選択には表1と図22から図27を参照してください。

インダクタ値	メーカー	寸法
10μH	Murata LQH43CN100K01	4,5 mm × 3,2 mm × 2,6 mm
4.7μH	Murata LQH32CN4R7M11	3,2 mm × 2,5 mm × 2,0 mm
10μH	Coilcraft DO1605T-103MX	5,5 mm × 4,1 mm × 1,8 mm
4.7μH	Sumida CDRH3D16-4R7	3,8 mm × 3,8 mm × 1,8 mm
3.3μH	Sumida CMD4D11- 3R3	3,5 mm × 5,3 mm × 1,2 mm
4.7μH	Sumida CMD4D11-4R7	3,5 mm × 5,3 mm × 1,2 mm
3.3μH	Sumida CMD4D11- 3R3	3,5 mm × 5,3 mm × 1,2 mm
4.7μH	Coiltronics SD12-4R7	5,2 mm × 5,2 mm × 1,2 mm
3.3μH	Coilcraft LPO1704-472M	6,6 mm × 5,5 mm × 1,0 mm
4.7μH	Coilcraft LPO1704-332M	6,6 mm × 5,5 mm × 1,0 mm

表1. 使用可能なインダクタ

出力コンデンサの選択とライン・レギュレーション

出力電圧により良好なフィルタを施すには、低ESRの出力コンデンサを推奨します。セラミック・コンデンサはESR値が低いのですが、アプリケーションによってはタンタル・コンデンサも使用することができます。

出力コンデンサの選択値はコンバータの出力電圧リップルに直接影響を与え、そのことがライン・レギュレーションに影響します。出力電圧リップルが大きいとライン・レギュレーションが大きくなり、それは入力電圧が変動するとLED電流が変化することを意味します。LED電流の少しの変化でLEDの輝度に大きな変動が生じるかどうかは、LEDのメーカーやアプリケーションによります。1%/V(Typ)以下の優れたライン・レギュレーションを必要とするアプリケーションでは1μF以上の出力コンデンサを使用しなければなりません。

出力コンデンサの選択には表2と図22から図27を参照してください。

コンバータにはスイッチ・ノード(SW)上にダブル・パルスやバースト・パルスがないとすると、出力電圧リップルは以下の式で計算できます(図13、図14参照)。

$$\Delta V_O = \frac{I_O}{C_O} \times \left(\frac{1}{f_s(L_{LOAD})} - \frac{\left(I_{L(min)} + \frac{V_I}{2} \times 100ns \right) \times L}{V_O + V_F V_I} \right) + I_P \times ESR$$

但し、

$I_{(LIM)}$ = 最小スイッチ制限電流(400mA Typ)

L = 選択したインダクタ値

$I_{(LOAD)}$ = 標準負荷電流

f_s = 標準負荷電流時のスイッチング周波数(先に計算した値)

V_F = 整流ダイオードの順方向電圧(0.3V Typ)

C_O = 選択した出力コンデンサ値

ESR = 出力コンデンサのESR値

入力コンデンサの選択

入力電圧に良好なフィルタを施すには、低ESRのセラミック・コンデンサを推奨します。ほとんどのアプリケーションでは4.7μFのセラミック入力コンデンサで差し支えありません。入力電圧により良好なフィルタを施すため、この値を増やすことができます。入力コンデンサの選択には表2と図22から図27を参照してください。

DEVICE	コンデンサ	電圧定格	メーカー	コメント
TPS61040/41	4.7μF/X5R/0805	6.3V	Taiyo Yuden JMK212BY475MG	C _I
	10μF/X5R/0805	6.3V	Taiyo Yuden JMK212BJ106MG	C _I
	100nF		任意	C _O
	220nF		任意	C _O
	470nF		任意	C _O
	1.0μF/X7R/1206	25V	Taiyo Yuden TMK316BJ105KL	C _O
	1.0μF/X7R/1206	35V	Taiyo Yuden GMK316BJ105KL	C _O
	4.7μF/X5R/1210	25V	Taiyo Yuden TMK325BJ475MG	C _O

表2. 使用可能な入出力コンデンサ

ダイオードの選択

高効率を実現するにはショットキー・ダイオードを使用しなければなりません。ダイオードの電流定格は“ピーク電流コントロール”の項で計算したコンバータのピーク電流定格を満足する必要があります。この計算では $I_{(LIM)}$ には最大値を使用してください。ショットキー・ダイオードの選択には表3と図22から図27を参照してください。

効率

アプリケーションの総効率は個別のアプリケーション条件に依存し、主としてインダクタの選択により決まります。インダクタ値が低いとスイッチング周波数が増加し、スイッチング損失も増え効率が低下します。インダクタの直流抵抗が低いと銅損は小さく、効率は高くなります。従って、効率は選択したインダクタにより一般的に±5%変動します。図2と図3はアプリケーションごとの効率についてのガイドラインとして有用です。この図の曲線は僅か1.2mmの高さの4.7μHのインダクタを

メーカー	逆電圧
ON Semiconductor MBR0530	30V
ON Semiconductor MBR0520	20V
Toshiba CRS02	30V
Zetex ZHCS400	40V

表3. 使用可能なダイオード

使用して4つのLEDに電源供給した場合の標準的な効率を示しています。図2と図3の効率曲線は、コンバータの総効率ではなくLEDへの電力供給の効率を表しており、以下の式で計算されます。

$$\eta = \frac{V_{LED} \times I_{LED}}{V_I \times I_I}$$

LED電流の設定

コンバータは電流検出抵抗(R_S)端の電圧を安定化させることによりLED電流をレギュレーションします。検出抵抗端の電圧は内部基準電圧 $V_{(FB)} = 252\text{mV}$ にレギュレーションされます。

LED電流は以下の式で計算することができます。

$$I_{LED} = \frac{V_{FB}}{R_S} = \frac{0.252\text{ V}}{R_S}$$

電流のプログラミングは、LEDの輝度をCTRLピンに加えられる固定またはPWM信号によりコントロールする場合に使用されます。CTRLピンのPWM信号を使用する場合、LEDの輝度はPWMのデューティ・サイクルのみに依存し、PWMの周波数ないし振幅には無関係であるためシステムが簡素化されます。

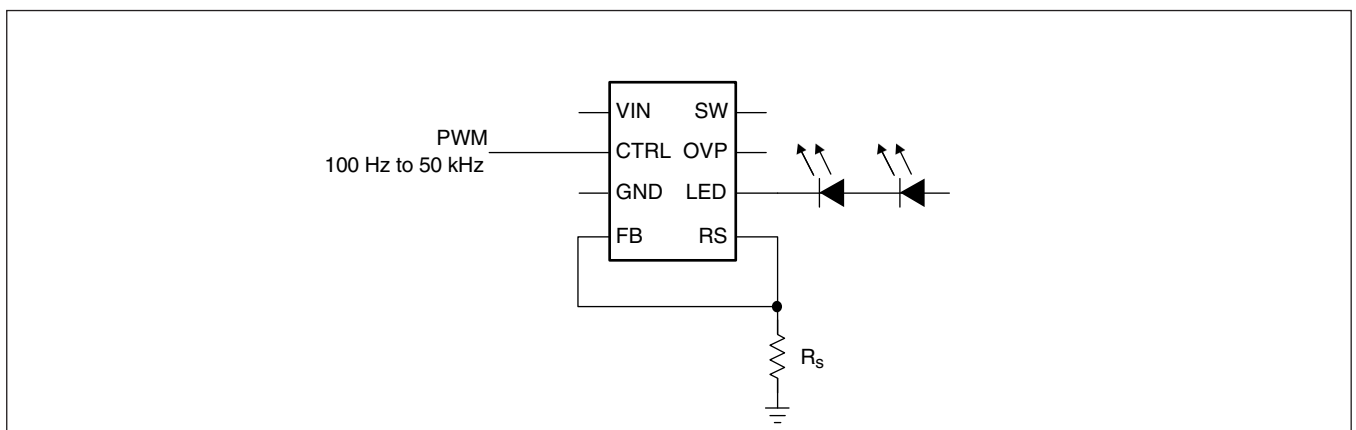


図17. Setting the LED Current

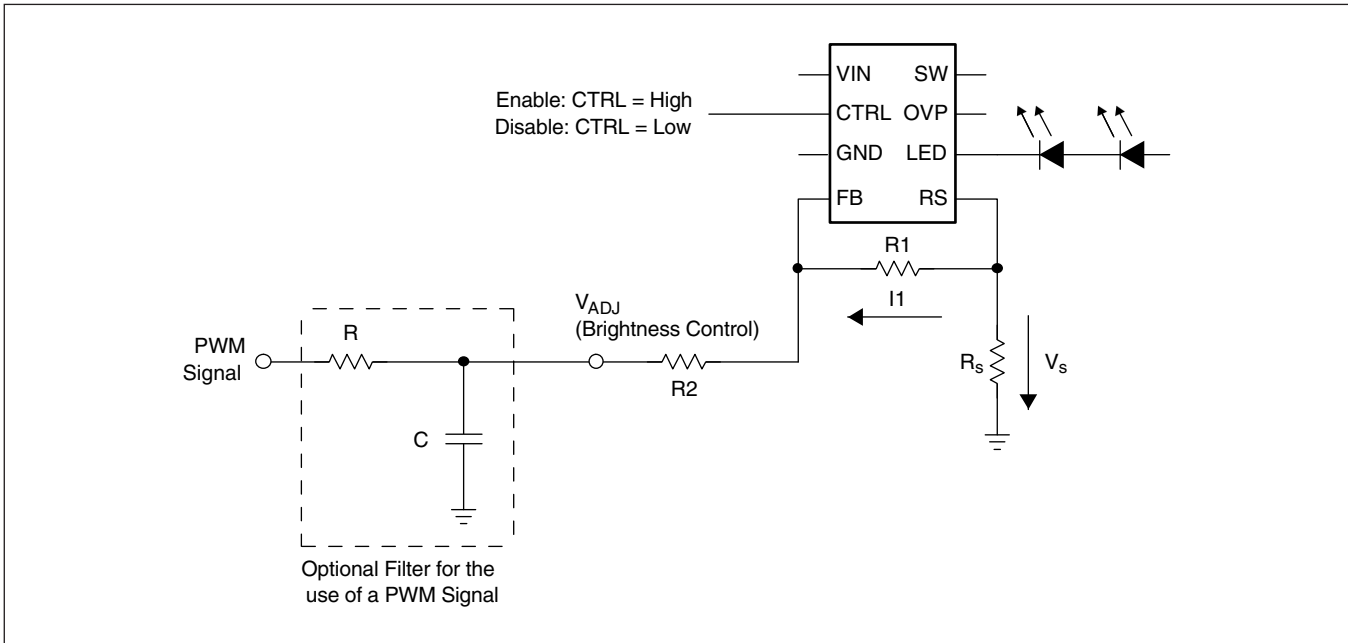


図18. Setting the LED Current

その一方、LEDの輝度をコントロールするのにアナログ信号も使用することができます。

図18で、LED電流はR2に加わる電圧(V_{adj})、R1、R2、検出抵抗(R_s)で決まります。この構成では、LED電流は先の構成でのパルスではなく線形にコントロールされます。抵抗値を選択するには以下のステップが必要です。

1. LEDをオフにする電圧 $V_{adj(max)}$ を選択→ $V_{adj(max)}$
(例：3.3V)
2. LEDを完全にオンにする電圧 $V_{adj(min)}$ を選択→ $V_{adj(min)}$
(例：0.0V)
3. 最大LED電流 $I_{O(max)}$ 及び最小LED電流 $I_{O(min)}$ を選択→
(例： $I_{O(max)} = 20\text{mA}$, $I_{O(min)} = 0\text{mA}$)
4. LEDが完全にオンになっている時フィードバック電流 $I1$ を
 $3\mu\text{A} \sim 10\mu\text{A}$ にするようR2を計算

$$R2 = \frac{V_{ref} - V_{adj(min)}}{I1}$$

5. R1を計算

$$R1 = \frac{V_{ref} \times \frac{I_{O(max)} \times R2 + V_{adj(min)} - I_{O(min)} \times R2 - V_{adj(max)}}{V_{adj(max)} \times I_{O(max)} + V_{ref} \times I_{O(min)} - V_{adj(min)} \times I_{O(min)} - V_{ref} \times I_{O(max)}}$$

6. 最大LED電流時の検出電圧(V_s)を計算

$$V_s = V_{ref} \times 1 + \left(\frac{R1}{R2} \right) - \frac{R1}{R2} \times V_{adj(min)}$$

7. 必要とされる検出抵抗(R_s)を計算

$$R_s = \frac{V_s}{I_{O(max)}}$$

セパレート・イネーブルを用いたPWMコントロール

コントロール・ピン(CTRL)は1つのピンでPWM輝度コントロール機能だけでなくイネーブル機能も兼備しています。一部のシステムでは独立したイネーブル機能が必要です。このことを実現する1つの方法が前の項の図18に示されている輝度コントロール構成を使用することです。

別の手法を図19、図20、図21にも示します

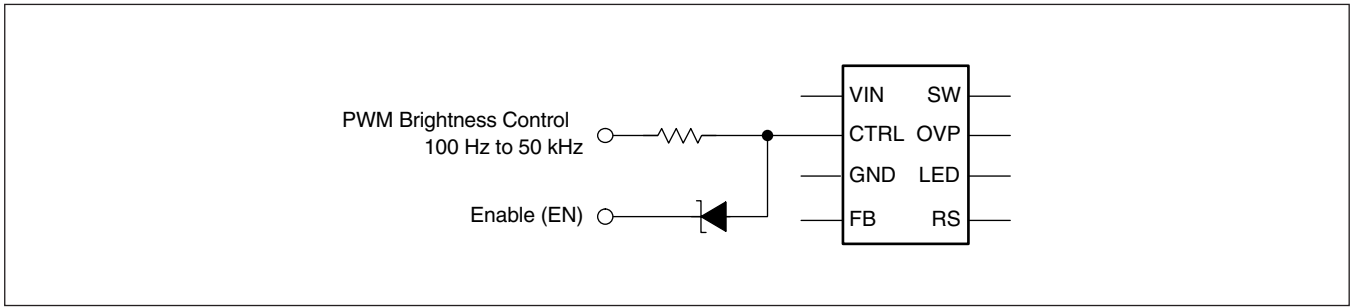


図19. Separate Enable and PWM control using a Schottky diode

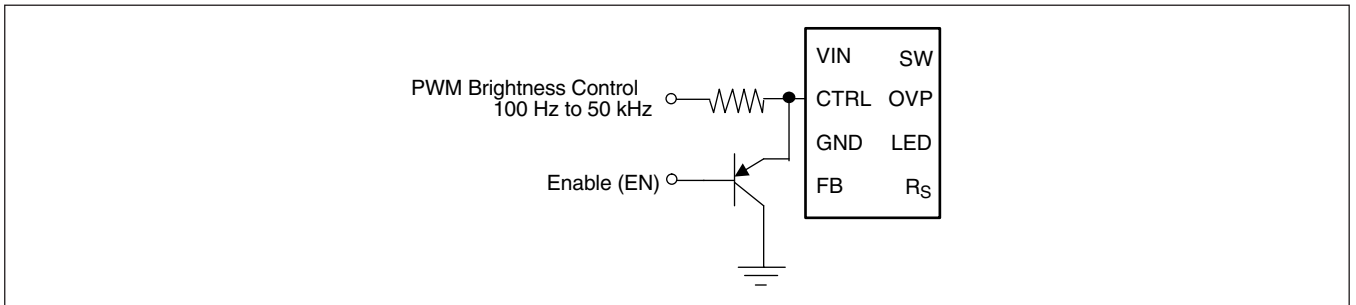


図20. Separate Enable and PWM control using a Transistor

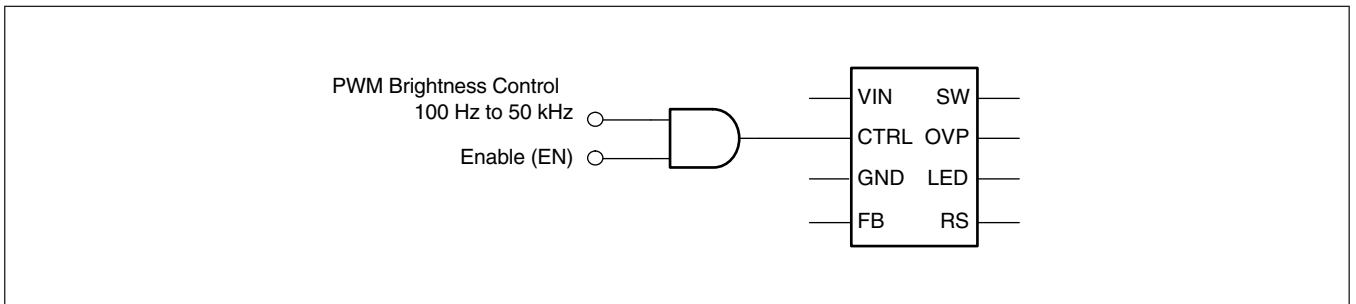


図21. Separate Enable and PWM control using an AND gate

レイアウトについての考察

すべてのスイッチング電源、特に高いピーク電流及び高いスイッチング周波数の時のレイアウトは設計での重要なステップとなります。レイアウトが注意深く行われていないと、レギュレータにノイズの問題やデューティ・サイクルのジッタが生じる恐れがあります。

入力コンデンサは入力電圧に良好なフィルタを施すよう入力ピンにできるだけ近づけて配置しなければなりません。インダクタやダイオードは他の回路へのノイズ結合を最小限に抑えるためできるだけスイッチ・ピンの近くに配置することが必要です。フィードバック・ピンやフィードバック回路はハイインピーダンスの回路であるため、フィードバック回路はインダクタから離して配線しなければなりません。

熱についての考察

TPS61042は放熱特性に優れたQFNパッケージで供給されています。このパッケージにはパッケージの放熱能力を改善するサーマル・パッドが使用されています。QFN/SON PCB Attachmentアプリケーション・ノート (SLUA271)を参照してください。

QFNパッケージの接合部/周囲間熱抵抗 $R_{\theta JA}$ はPCBのレイアウトに大きく依存します。サーマル・ビアと幅広いPCB配線を使用することにより熱抵抗 $R_{\theta JA}$ は改善します。通常の動作条件ではサーマル・パッドにはPCBのビアは不要ですが、サーマル・パッドはPCBに半田付けしなければなりません。

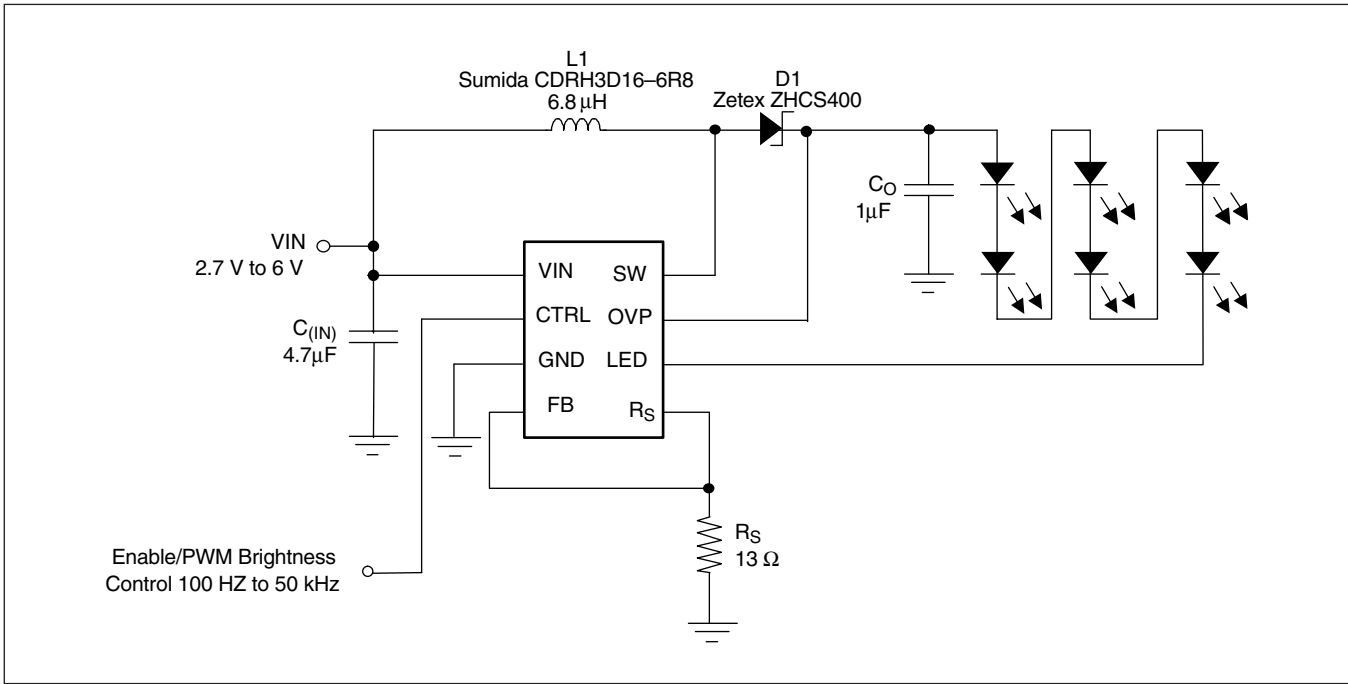


Figure 22. TPS61042 Powering 6 LEDs, Efficiency = 84% @ $V_I = 3.6\text{ V}/19\text{ mA}$

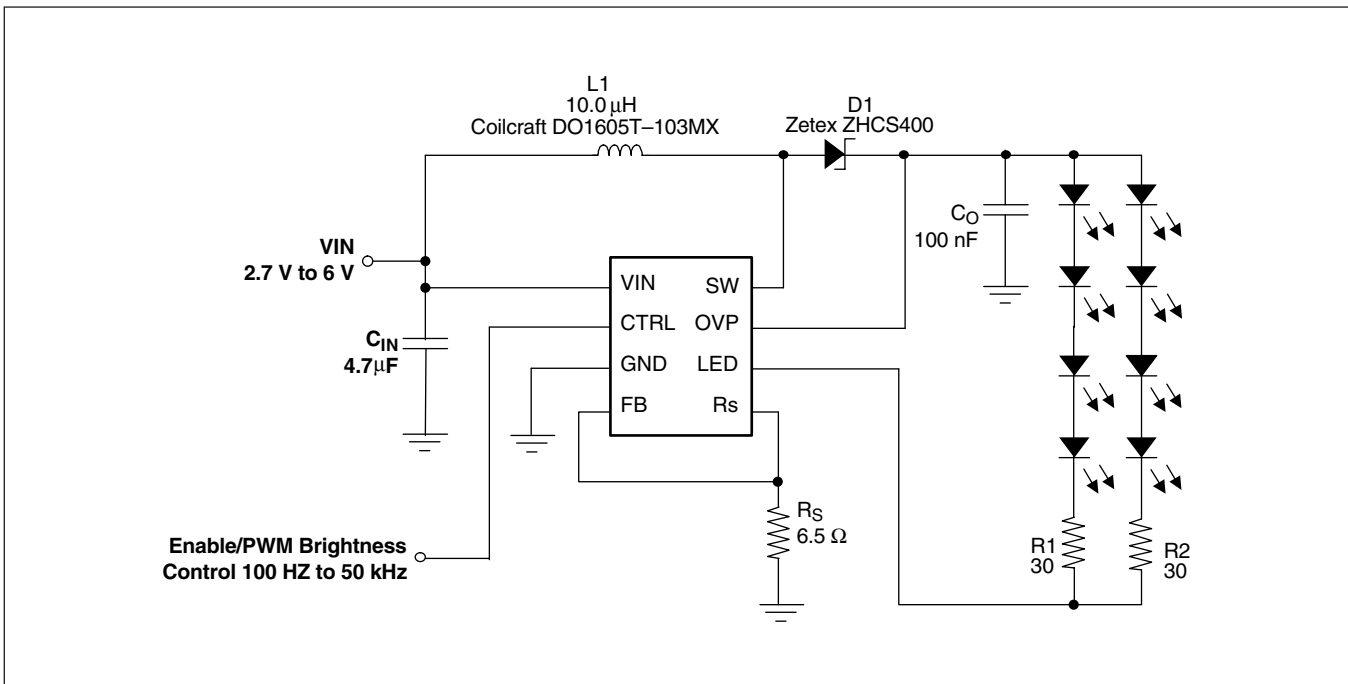


Figure 23. TPS61042 Powering 8 LEDs, Efficiency = 81% @ $V_I = 3.6\text{ V}/18.6\text{ mA}$

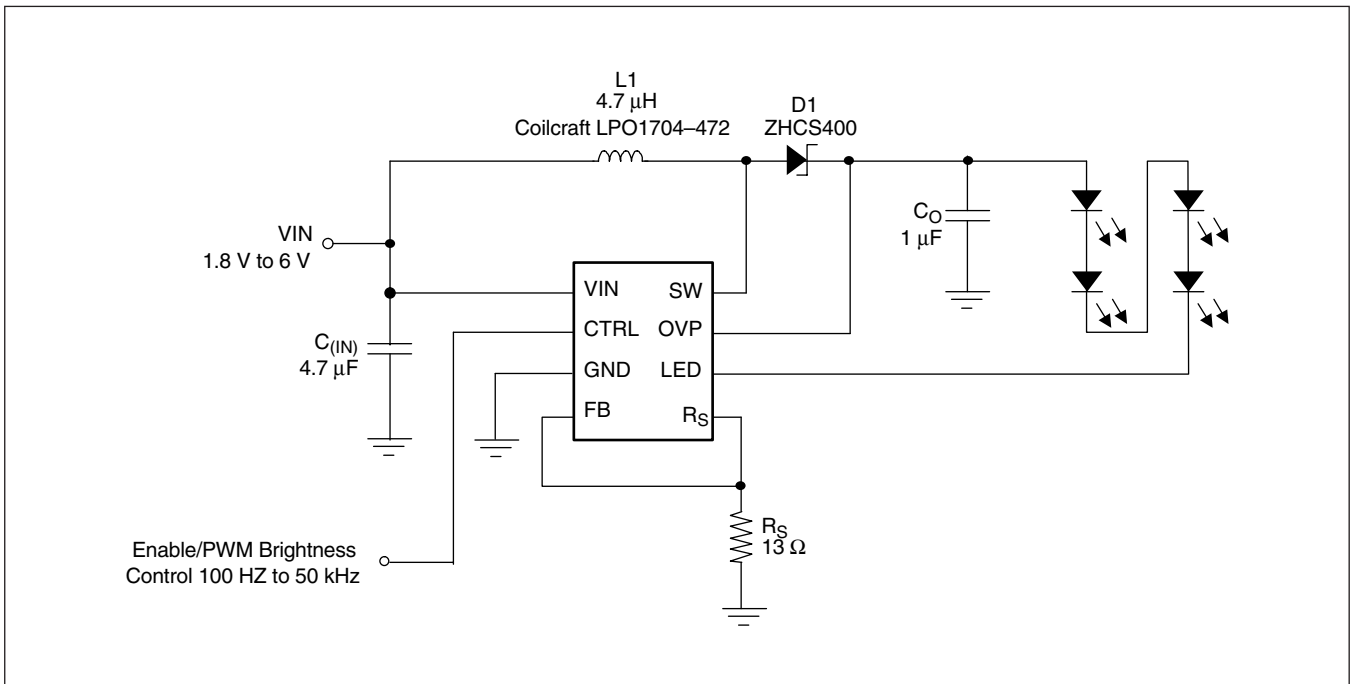


Figure 24. TPS61042 With 1,0 mm Total System Height. Efficiency = 82.7% @ $V_I = 3.0$ V/19 mA

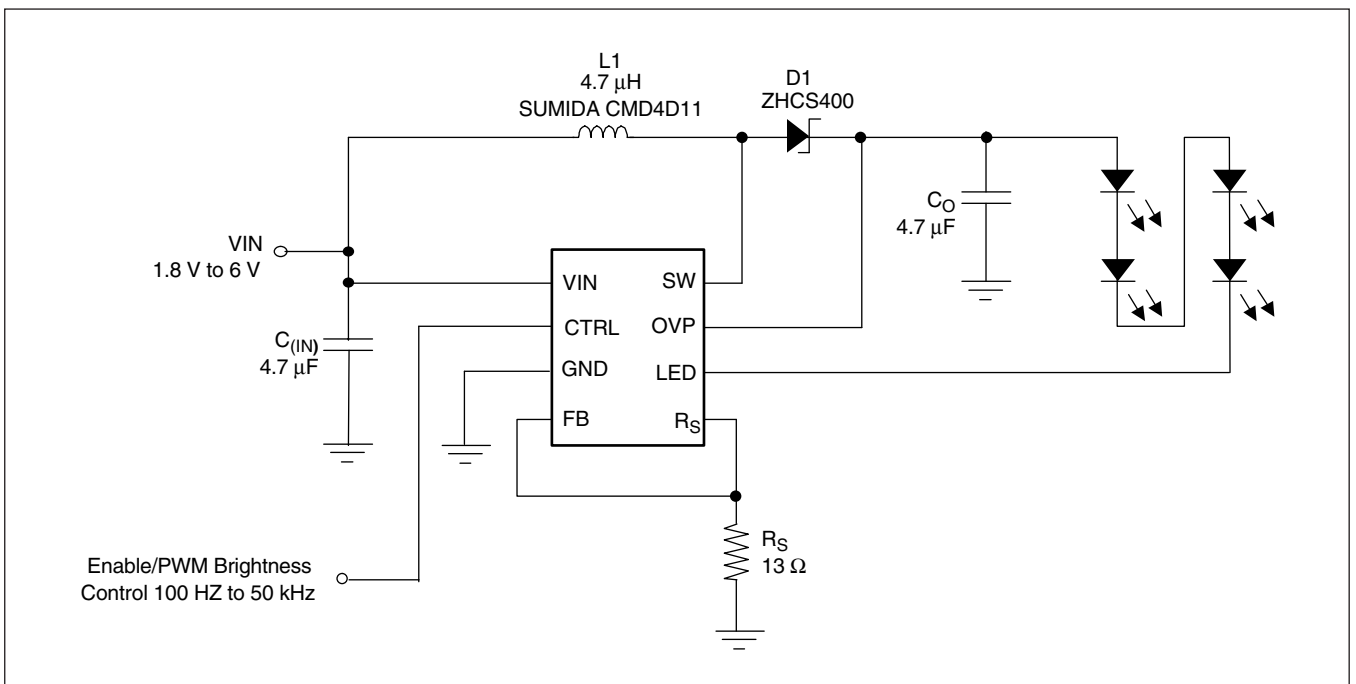


Figure 25. TPS61042 With Low LED Ripple Current and Higher Accuracy Using a 4.7 μ F Output Capacitor

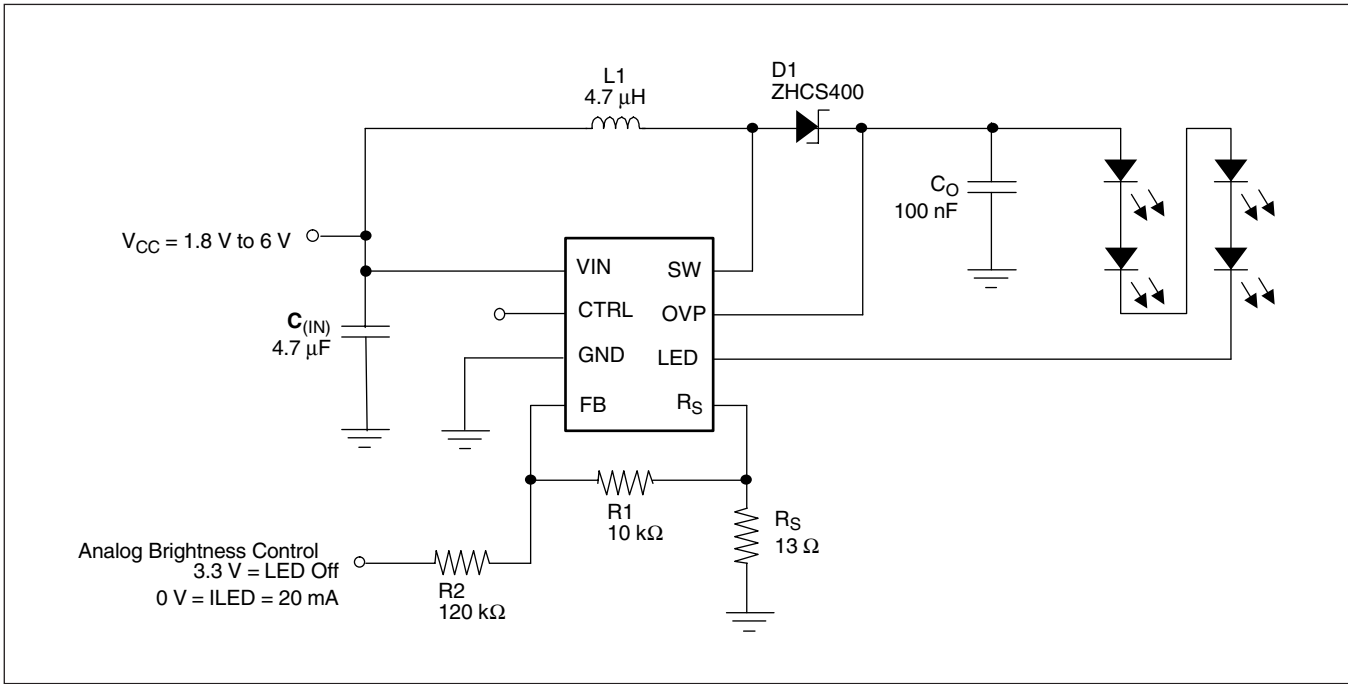


図26. Adjustable Brightness Control Using an Analog Voltage

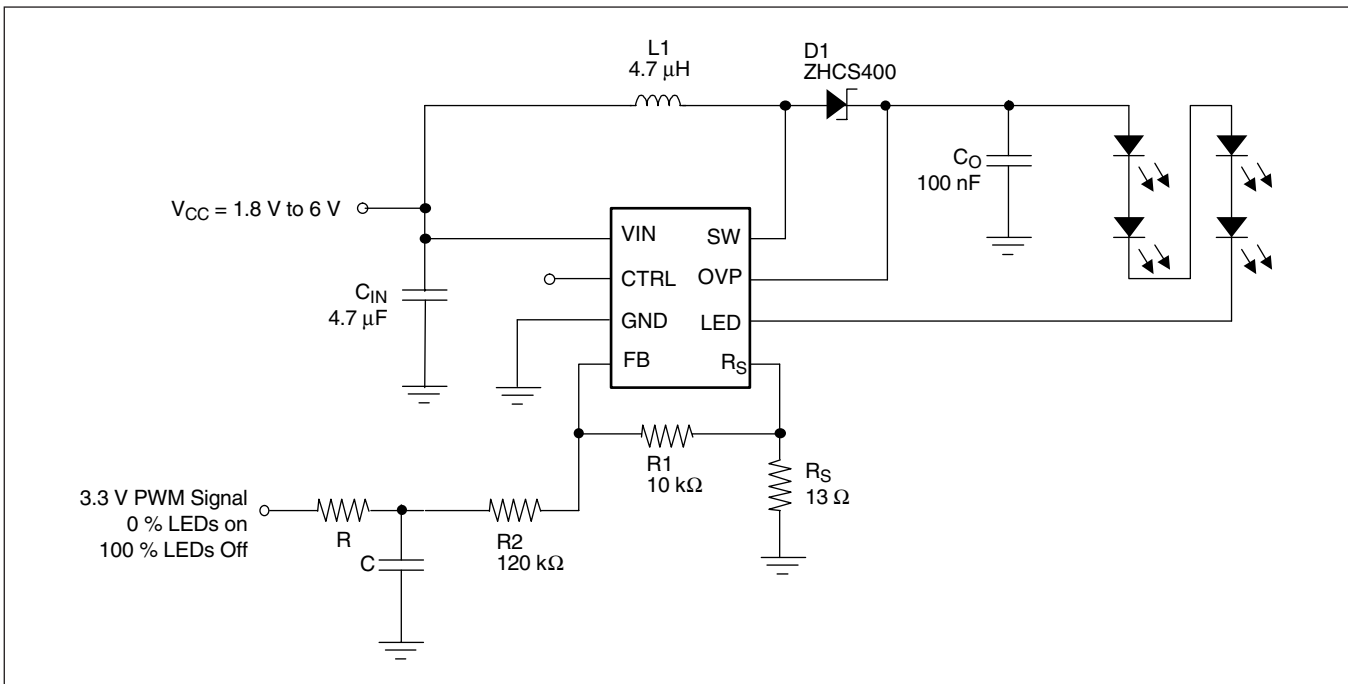


図27. Alternative Adjustable Brightness Control Using PWM Signal

■パッケージに関しては、最新の正規英語版をご参照ください。

(SLVS441a/Dec.2002)

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社(以下TIJといいます)及びTexas Instruments Incorporated(TIJの親会社、以下TIJおよびTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます)は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかをご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIとの間に取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIの標準契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしておりません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは是認するということの意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、且つその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、且つ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

なお、日本テキサス・インスツルメンツ株式会社半導体集積回路製品販売用標準契約約款をご覧ください。

<http://www.tij.co.jp/jsc/docs/stdterms.htm>

Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位(外装から取り出された内装及び個装)又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で(導電性マットにアースをとったもの等)、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。(但し、結露しないこと。)

- 直射日光があたる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
 - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
 4. 機械的衝撃
 - 梱包品(外装、内装、個装)及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
 5. 熱衝撃
 - んだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。(個別推奨条件がある時はそれに従うこと。)
 6. 汚染
 - んだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質(硫黄、塩素等ハロゲン)のある環境で保管・輸送しないこと。
 - んだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。(不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。)

以上