

# ヒカップ・モードを備えた2相デュアル出力 非同期整流式昇圧コントローラ

## 特長

- 広い入力電圧範囲: 5.5V~60V
- 2相シングル/デュアル出力動作に構成可能
- 滑らかな2次スロープ補償と動的スロープ回復を備えたピーク電流モード制御
- 最大デューティ・サイクルを調整可能
- 最小オン時間を調整可能
- ヒカップ・モードによる過電流保護
- 電流検出制限値を調整可能
- 出力過電圧保護
- プログラマブルかつ位相ロック可能な動作周波数 (50kHz~425kHz)
- 調整可能なソフトスタート電流ランピング
- ±1%精度の電圧リファレンス内蔵
- ゲート・ドライバのための10V LDOレギュレータ内蔵
- 2本のRUNピンと2つのパワーグッド・モニタ
- 昇圧、SEPIC、フライバックのための柔軟なトポロジ

## アプリケーション

- 車載システム、テレコム・システム、工業用電源

## 概要

LTC<sup>®</sup>7840は、NチャンネルパワーMOSFETを駆動する、2相デュアル出力、固定周波数電流モードの非同期整流式昇圧コントローラです。この非同期整流式トポロジでは、出力電圧は外付け部品を選択によって決まります。

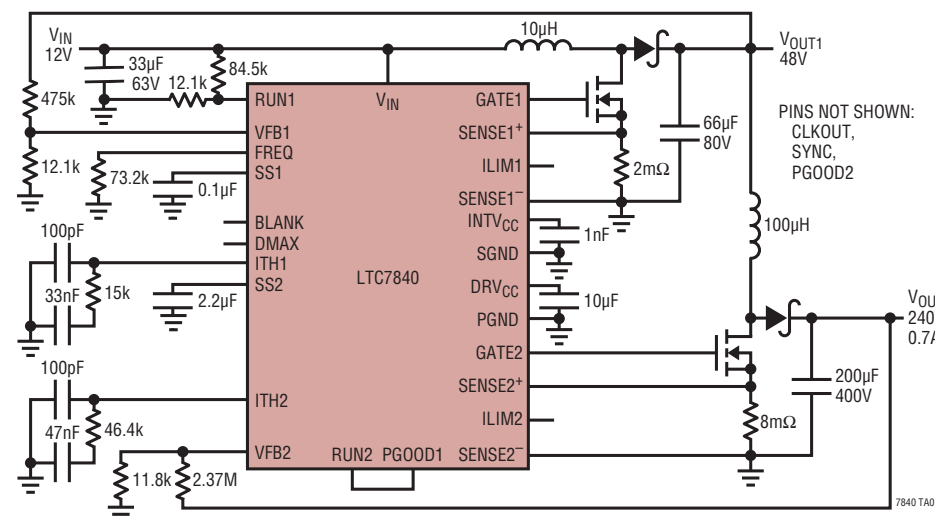
入力電源電圧範囲が5.5V~60Vと広いため、大きな入力電圧サージにも対応できます。LTC7840は2相シングル出力またはデュアル出力コントローラとして構成できます。SEPICおよびフライバック・トポロジにも構成できます。スイッチング周波数はFREQピン電圧で設定するか、外部クロックに同期させます。LTC7840は高精度の1.2Vリファレンスを内蔵しています。本デバイスは、2本のRUNピンと2つのパワーグッド・出力インジケータを備えています。

LTC7840は、オンチップ・ゲート・ドライバのための低電圧ロックアウト保護を備えた10V LDOを内蔵しています。最大デューティ・サイクルとブランキング時間はそれぞれD<sub>MAX</sub>ピンとBLANKピンの電圧で設定できます。ヒカップ・モードは、障害発生時にシステムを保護します。

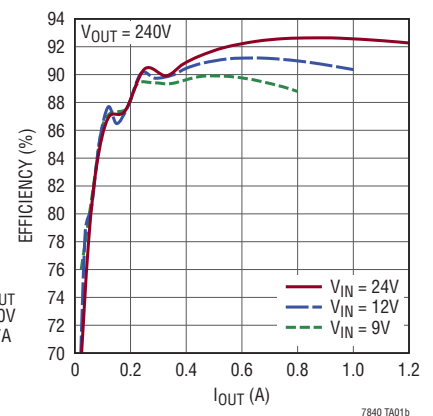
LTC7840は、熱特性が改善された28ピンTSSOPパッケージ (FE28) または28ピンQFNパッケージ (UFD28) で供給されます。

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。

## 標準的応用例



効率と出力電流



# LTC7840

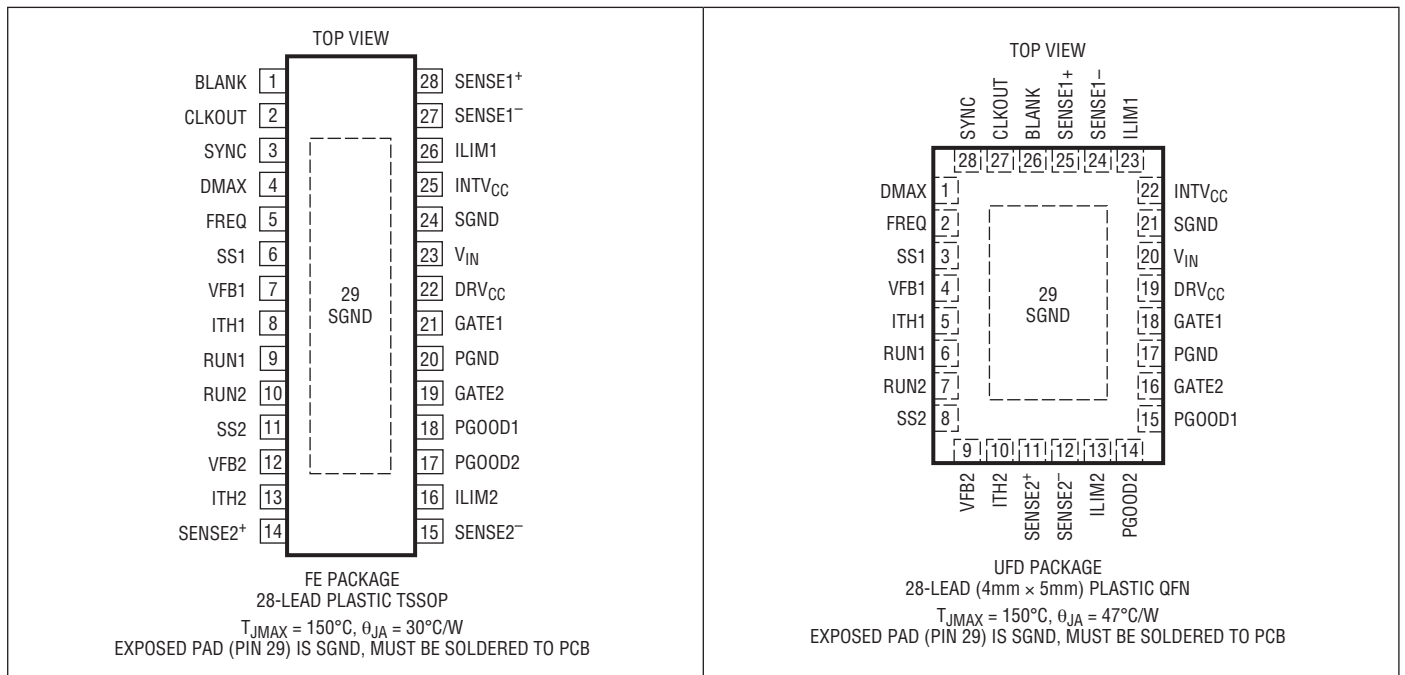
## 絶対最大定格

(Note 1, 2)

入力電源電圧 ( $V_{IN}$ ) .....	-0.3V~65V
RUN1、RUN2の電圧 .....	-0.3V~6V
SENSE1 <sup>+</sup> 、SENSE2 <sup>+</sup> の電圧 .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub>
D <sub>MAX</sub> 、BLANKの電圧 .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub>
PGOOD1、PGOOD2の電圧 .....	-0.3V~6V
VFB1、VFB2の電圧 .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub>
SS1、SS2の電圧 .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub>
ITH1、ITH2の電圧 .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub>

ILIM1、ILIM2の電圧 .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub>
FREQ、SYNCの電圧 .....	-0.3V~INTV <sub>CC</sub>
DRV <sub>CC</sub> のピーク出力電流 .....	100mA
動作ジャンクション温度範囲 (Note 3)	
LTC7840E .....	-40°C~125°C
LTC7840I .....	-40°C~125°C
LTC7840H .....	-40°C~150°C
保存温度範囲 .....	-65°C~150°C
リフローのピーク・ボディ温度 .....	260°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
LTC7840EFE#PBF	LTC7840EFE#TRPBF	LTC7840 FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC7840IFE#PBF	LTC7840IFE#TRPBF	LTC7840 FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC7840HFE#PBF	LTC7840HFE#TRPBF	LTC7840 FE	28-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C
LTC7840EUF#PBF	LTC7840EUF#TRPBF	7840	28-Lead Plastic (4mm × 5mm) QFN	-40°C to 125°C
LTC7840IUF#PBF	LTC7840IUF#TRPBF	7840	28-Lead Plastic (4mm × 5mm) QFN	-40°C to 125°C
LTC7840HUF#PBF	LTC7840HUF#TRPBF	7840	28-Lead Plastic (4mm × 5mm) QFN	-40°C to 150°C

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

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

## 電気的特性

(Note 2, 3) ●は、規定動作ジャンクション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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 2\text{V}$ 、 $SS1 = SS2 = \text{オープン}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
<b>メイン制御ループ</b>							
$V_{IN}$	Input Voltage Range		5.5		60	V	
$I_Q$	Input DC Supply Current Normal Operation Shutdown	(Note 5) $V_{IN} = 12\text{V}$ , $V_{RUN} = 2\text{V}$ , No Switching $V_{RUN} = 0\text{V}$		3 40	5 80	mA $\mu\text{A}$	
$UVLO\_DRVCC$	$DRV_{CC}$ Undervoltage Lockout Threshold	$DRV_{CC}$ Rising $DRV_{CC}$ Falling		4.4 3.9		V V	
$UVLO\_INTVCC$	$INTV_{CC}$ Undervoltage Lockout Threshold	$INTV_{CC}$ Rising $INTV_{CC}$ Falling		3.3 3		V V	
$V_{FB1}, V_{FB2}$	Regulated Feedback Voltage	$I_{TH1,2}$ Voltage = 1V (Note 6)	●	1.188	1.2	1.212	V
$I_{FB1}, I_{FB2}$	Feedback Current	(Note 6)		$\pm 5$	$\pm 50$	nA	
$D_{MAX}$	Maximum Duty Cycle	$V_{D_{MAX}} = 0\text{V}$ (Note 8) $V_{D_{MAX}} = \text{Float}$ $V_{D_{MAX}} = INTV_{CC}$		96 84 75		% % %	
$V_{OVL}$	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at $V_{FB1}, V_{FB2}$		8.5	10.5	12.5	%
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 5.5\text{V}$ to $60\text{V}$ (Note 6)		0.002	0.01		%/V
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 6) In Servo Loop; $\Delta I_{TH}$ Voltage = 1V to 0.7V In Servo Loop; $\Delta I_{TH}$ Voltage = 1V to 1.3V	● ●	0.01 -0.01	0.1 -0.1	% %	
$g_{m1}, g_{m2}$	EA Transconductance	$I_{TH1,2}$ Voltage = 1V; Sink/Source $5\mu\text{A}$ (Note 6)		0.8		mmho	
$I_{LIM1}, I_{LIM2}$	Current Limit Setting Current	$I_{LIM1,2}$ Voltage = 0.3V		9.5	10	10.5	$\mu\text{A}$
$V_{ITH1}, V_{ITH2(PSKIP)}$	Pulse Skip Mode $I_{TH}$ Voltage	$I_{TH}$ Voltage Rising (Note 6) Hysteresis		0.5 40		V mV	
$I_{SS1,2}$	Soft Start Charge Current	$V_{TK/SS1,2} = 0\text{V}$		10		$\mu\text{A}$	
$V_{RUN1}, V_{RUN2}$	RUN Pin On Threshold	$V_{RUN1,2}$ Rising	●	1.1	1.22	1.35	V
$V_{RUN1,2} \text{ HYS}$	RUN Pin ON Hysteresis			80		mV	
$I_{RUN1,2} \text{ HYS}$	RUN Pin Current Hysteresis			4.5		$\mu\text{A}$	
<b>電流検出</b>							
$I_{SENSE+}$	Current Sense Pin Bias Current			-10		$\mu\text{A}$	
$I_{SENSE-}$	Current Sense Pin Bias Current	$V_{ITH} = 1.4\text{V}$		-20		$\mu\text{A}$	
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$I_{LIM1,2} = \text{Float}$	●	70	75	80	mV
$I_{MISMATCH}$	Channel-to-Channel Current Mismatch	$I_{LIM} = \text{Float}$			5	%	
<b>ゲート・ドライバ</b>							
$R_{UP1,2}$	Driver Pull-Up $R_{DS(ON)}$	GATE High		2		$\Omega$	
$R_{DOWN1,2}$	Driver Pull-Down $R_{DS(ON)}$	GATE Low		1.0		$\Omega$	
$t_{ON(MIN)1}$	Minimum On-Time	$V_{BLANK} = 0\text{V}$ (Note 7)		120		ns	
$t_{ON(MIN)2}$	Minimum On-Time	$V_{BLANK} = \text{Float}$ (Note 7)		160		ns	
$t_{ON(MIN)3}$	Minimum On-Time	$V_{BLANK} = INTV_{CC}$ (Note 7)		200		ns	
<b><math>DRV_{CC}</math> リニア電圧レギュレータ</b>							
$DRV_{CC}$	Internal LDO Output Voltage for Gate Driver	$12\text{V} < V_{IN} < 60\text{V}$		9.6	10	10.4	V
$\Delta DRV_{CC}(\text{Load})$	$DRV_{CC}$ Load Regulation	$I_{CC} = 0$ to $20\text{mA}$		0.5	2	%	

## 電氣的特性

(Note 2、3) ●は、規定動作ジャンクション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、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 2\text{V}$ 、 $SS1 = SS2 = \text{オープン}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>INTV<sub>CC</sub> リニア電圧レギュレータ</b>						
INTV <sub>CC</sub>	Internal LDO Output Voltage for Control Circuit		3.65	3.8	3.95	V
<b>発振器とフェーズ・ロック・ループ</b>						
f <sub>NOM</sub>	Nominal Frequency	V <sub>FREQ</sub> = 1.03V (Note 3)	● 185 160	200 200	215 240	kHz kHz
f <sub>RANGE</sub>	Frequency Range		50		425	kHz
f <sub>SYNC</sub>	SYNC Frequency Range		50		450	kHz
V <sub>SYNC</sub>	SYNC Input Threshold	V <sub>SYNC</sub> Rising V <sub>SYNC</sub> Falling	1.6		0.3	V V
Φ2 – Φ1	Channel 2 to Channel 1 Phase Delay			180		Deg
<b>パワーグッド出力</b>						
V <sub>PGL</sub>	PGOOD Voltage Low	I <sub>PGOOD</sub> = 2mA		0.1	0.3	V
I <sub>PGOOD</sub>	PGOOD Leakage Current	V <sub>PGOOD</sub> = 3V			1	μA
V <sub>PG</sub>	PGOOD Trip Level	V <sub>FB1,FB2P</sub> with Respect to Set Output Voltage V <sub>FB1,FB2P</sub> Ramping Up V <sub>FB1,FB2P</sub> Ramping Down		10 -10		% %
T <sub>DELAY</sub>	V <sub>PGOOD</sub> High to Low Delay Time	(Note 9)		135		μs

**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可能性がある。

**Note 2:** デバイスのピンに流れ込む電流は全て正。デバイスのピンから流れ出す電流は全て負。注記がない限り、全ての電圧はグラウンドを基準にしている。

**Note 3:** LTC7840Eは0°C~85°Cのジャンクション温度範囲で仕様に適合することが確認されている。-40°C~125°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。LTC7840Iは-40°C~125°Cの動作ジャンクション温度の全範囲で動作することが確認されている。LTC7840Hは-40°C~150°Cの動作温度の全範囲で動作することが確認されている。ジャンクション温度が高くと、動作寿命は短くなる。125°Cを超えるジャンクション温度では動作寿命はデレレーティングされる。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗および他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

**Note 4:** LTC7840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。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可能性がある。

**Note 5:** 通常動作時の電源電流は、外付けMOSFETのゲートを充電するのに必要な電流に支配される。この電流は、電源電圧と、使用する外付けMOSFETによって変化する(アプリケーション情報を参照)。

**Note 6:** LTC7840は、V<sub>TH1,2</sub>を規定の電圧にサーボ制御し、結果として得られたV<sub>FB1,FB2</sub>を測定する帰還ループ内でテストされる。

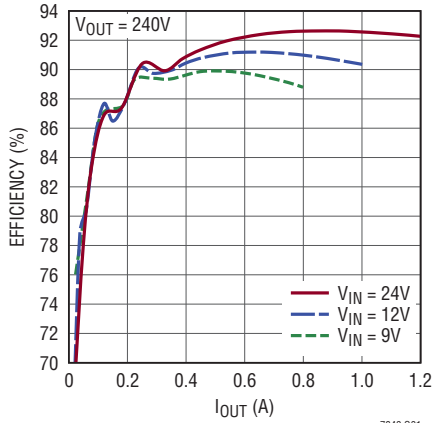
**Note 7:** 最小オン時間の条件は、I<sub>MAX</sub>の30%以上のインダクタ・ピークtoピーク・リップル電流に対して規定されている(アプリケーション情報のセクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照)。

**Note 8:** 最大デューティ・サイクルの制限値は、設定されたスイッチング周波数の12倍で動作する内部クロックから算出される。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。

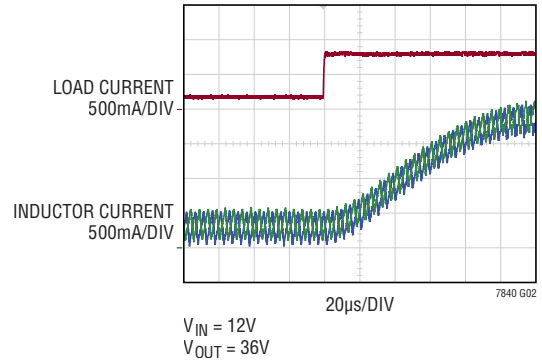
**Note 9:** 立ち上がり時間と立下がり時間は10%と90%のレベルを使用して測定されている。遅延時間は50%レベルを使用して測定されている。

## 代表的な性能特性

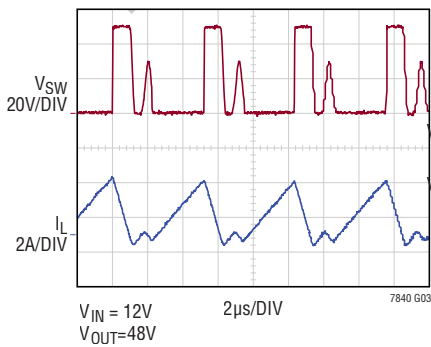
出力効率



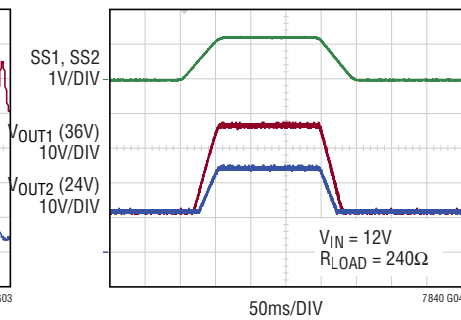
2相シングル出力負荷過渡応答  
(0.2A~0.8A)  
(回路図は最後のページを参照)



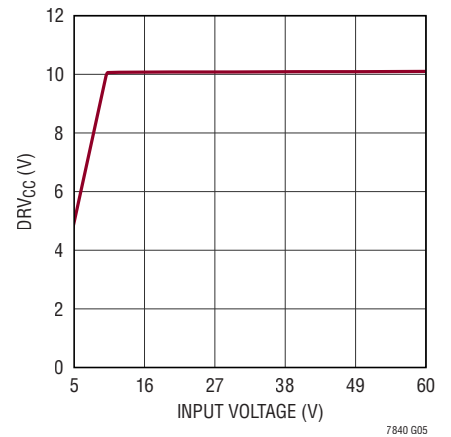
軽負荷 (300mA) でのスイッチ・ノード電圧とインダクタ電流



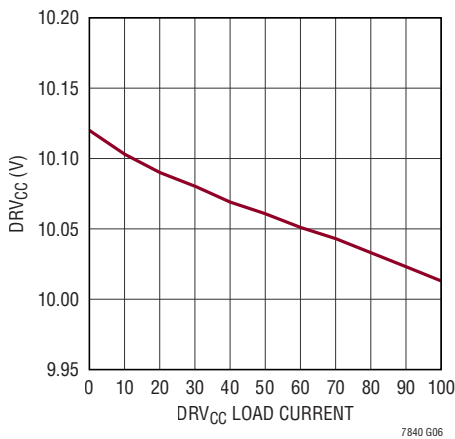
外部ランピングによる出力電圧のアップおよびダウンのトラッキング



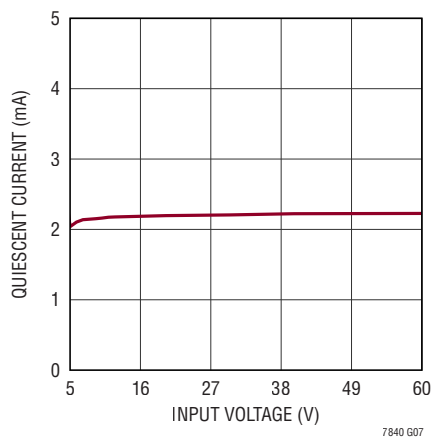
DRV<sub>CC</sub> のライン・レギュレーション



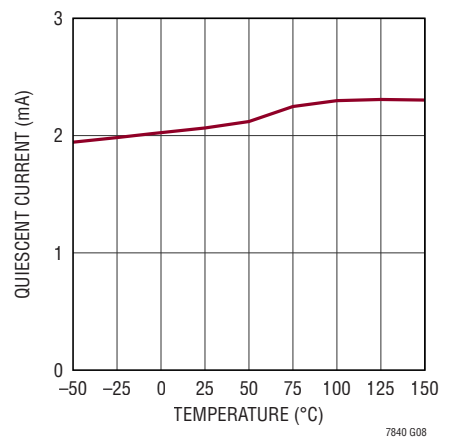
DRV<sub>CC</sub> の負荷レギュレーション



自己消費電流と入力電圧

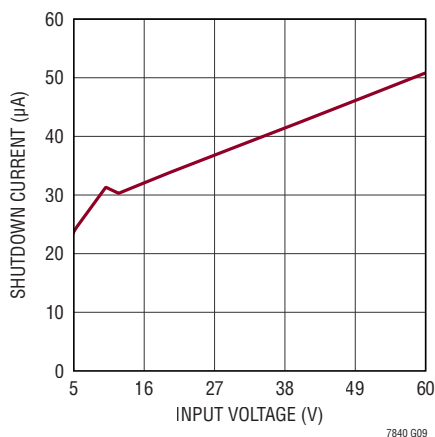


自己消費電流と温度



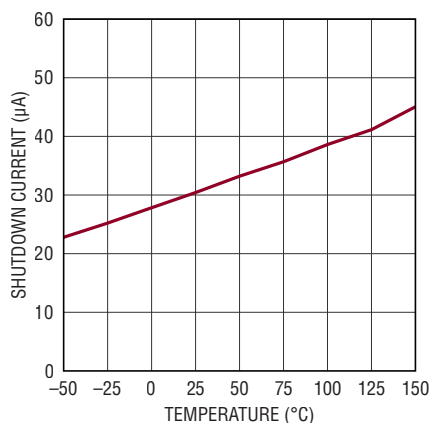
## 代表的な性能特性

シャットダウン電流と入力電圧

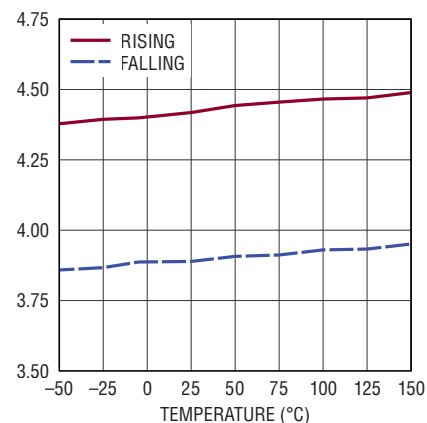


7840 G09

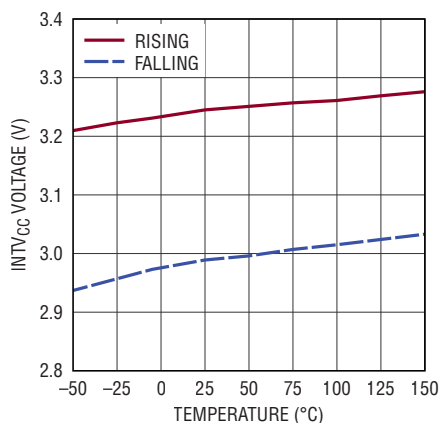
シャットダウン電流と温度



7840 G10

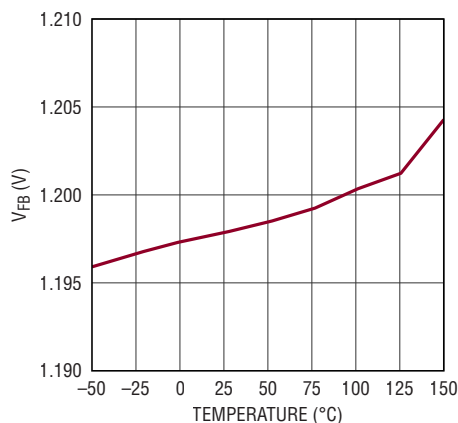
DRV<sub>CC</sub> UVLO 閾値と温度

7840 G11

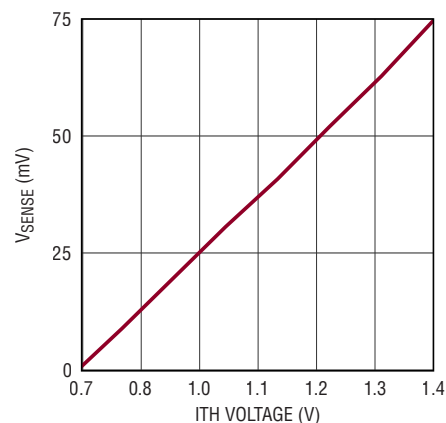
INTV<sub>CC</sub> UVLO 閾値と温度

7840 G12

帰還電圧と温度

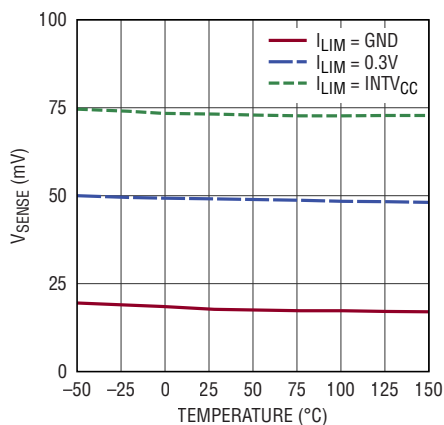


7840 G13

電流検出閾値と ITH 電圧  
(I<sub>LIM</sub> ピンはフローティング)

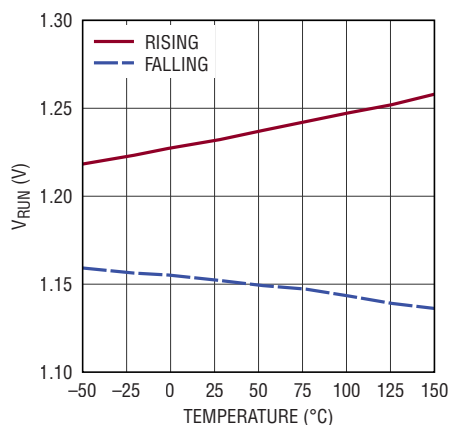
7840 G14

電流検出閾値と温度



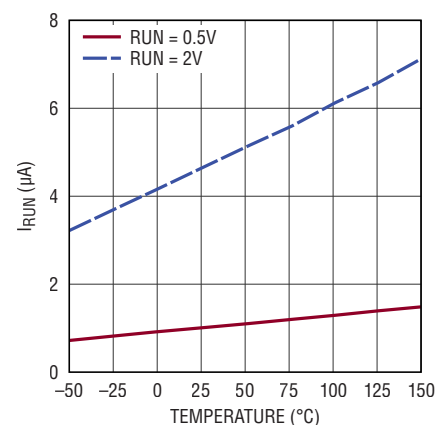
7840 G15

RUN の閾値と温度



7840 G16

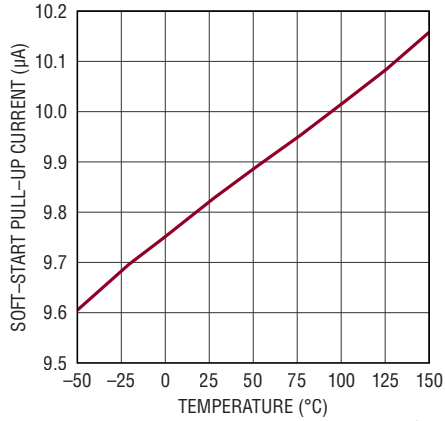
RUN のソース電流と温度



7840 G17

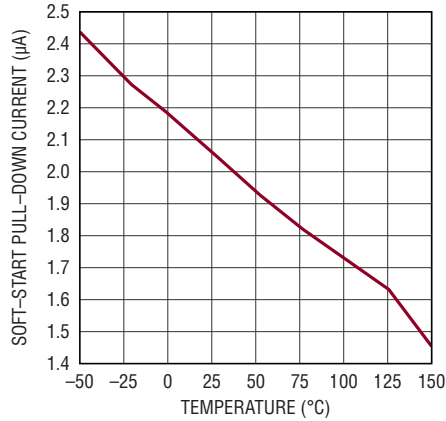
## 代表的な性能特性

SSピンのプルアップ電流と温度



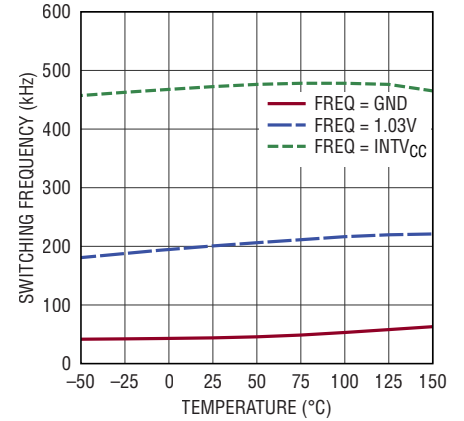
7840 G18

SSピンのプルダウン電流と温度



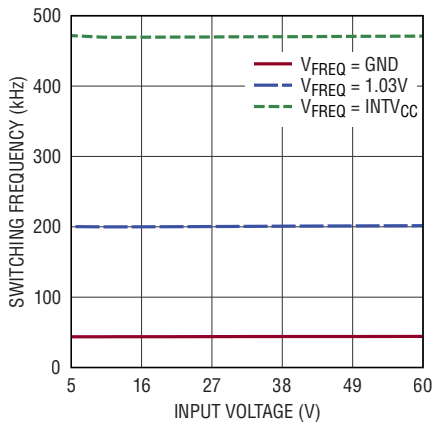
7840 G19

スイッチング周波数と温度



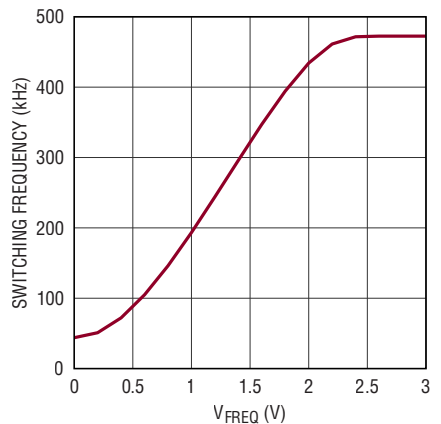
7840 G20

スイッチング周波数と入力電圧



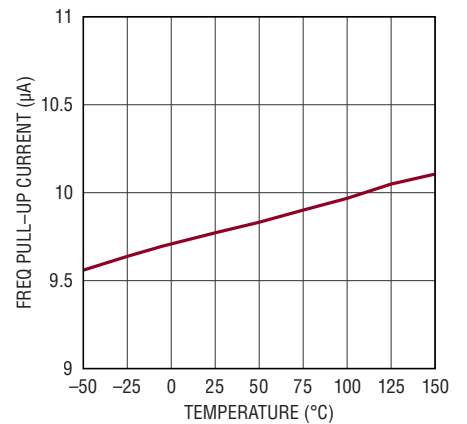
7840 G21

スイッチング周波数とFREQピン電圧



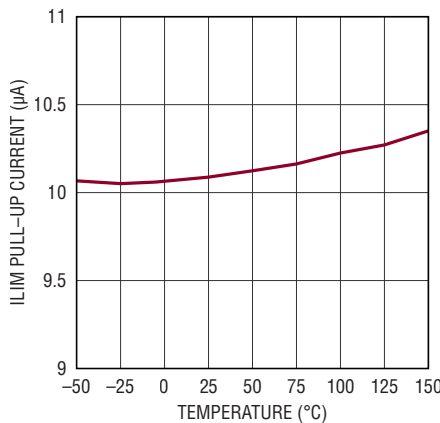
7840 G22

FREQピンのプルアップ電流と温度



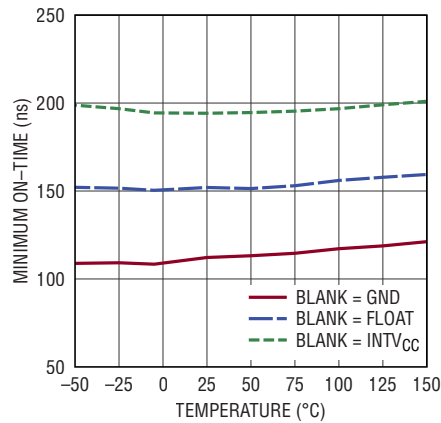
7840 G23

ILIMピンのプルアップ電流と温度



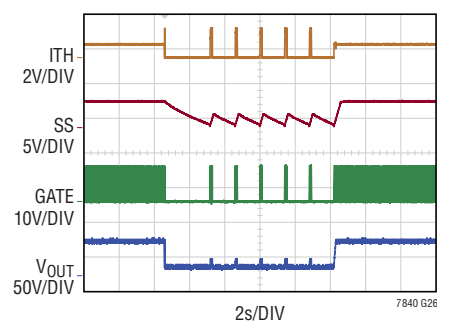
7840 G24

最小オン時間と温度



7840 G25

ヒックアップ・モードの過電流保護と回復 (1μFのSSコンデンサ)



7840 G26



## ピン機能 (TSSOP/QFN)

**RUN1 (ピン9 / ピン6) :** チャンネル1の実行制御入力。このピンの電圧を1.22Vより高くするとチャンネル1はオンします。一方、このピンの電圧を1.14Vより低くするとチャンネル1はシャットダウンします。このピンには1.0 $\mu$ Aのプルアップ電流が流れます。RUNピンの電圧を1.22Vより高くすると、更に4.5 $\mu$ Aのプルアップ電流がこのピンに追加されます。

**RUN2 (ピン10 / ピン7) :** チャンネル2の実行制御入力。このピンの電圧を1.22Vより高くするとチャンネル2はオンします。一方、このピンの電圧を1.14Vより低くするとチャンネル2はシャットダウンします。このピンには1.0 $\mu$ Aのプルアップ電流が流れます。RUNピンの電圧を1.22Vより高くすると、更に4.5 $\mu$ Aのプルアップ電流がこのピンに追加されます。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン25 / ピン22) :** 3.8V内部LDOの出力。低電圧アナログ回路およびデジタル回路には、この電圧から電力が供給されます。1nFの低ESRセラミック・コンデンサを使用して、このピンをSGNDにバイパスします。

**ILIM1 (ピン26 / ピン23) :** チャンネル1の電流コンパレータの検出電圧範囲入力ピン。このピンからは10 $\mu$ Aの高精度電流が流れ出します。SGNDへの抵抗でこのピンの電圧を設定することで、最大電流検出閾値を75mV未満の任意の電圧に設定できます。別の方法として、0.5V未満のDC電圧をこのピンに印加しても最大電流検出閾値を調整できます。このピンをフローティングにすると、電流コンパレータの最大検出電圧は75mVに設定されます。

**ILIM2 (ピン16 / ピン13) :** チャンネル2の電流コンパレータの検出電圧範囲入力ピン。このピンからは10 $\mu$ Aの高精度電流が流れ出します。SGNDへの抵抗でこのピンの電圧を設定することで、最大電流検出閾値を75mV未満の任意の電圧に設定できます。別の方法として、0.5V未満のDC電圧をこのピンに印加しても最大電流検出閾値を調整できます。このピンをフローティングにすると、電流コンパレータの最大検出電圧は75mVに設定されます。

**D<sub>MAX</sub> (ピン4 / ピン1) :** 最大デューティ・サイクル。このピンで最大デューティ・サイクルを設定します。このピンをフローティングにすると、デューティ・サイクルは84%に設定されます。このピンをINTV<sub>CC</sub>に接続するとデューティ・サイクルは75%に設定され、SGNDに接続すると96%に設定されます。

**VFB1 (ピン7 / ピン4) :** チャンネル1のエラー・アンプの帰還入力。このピンは、チャンネル1の出力に接続した外付け抵抗分圧器のセンター・タップに接続します。

**VFB2 (ピン12 / ピン9) :** チャンネル2のエラー・アンプの帰還入力。このピンは、チャンネル2の出力に接続した外付け抵抗分圧器のセンター・タップに接続します。

**FREQ (ピン5 / ピン2) :** 発振周波数制御入力。このピンからは10 $\mu$ Aの高精度電流が流れ出します。このピンとグラウンドの間に接続された抵抗によって、周波数をプログラムする電圧が設定されます。別の方法として、このピンをDC電圧で駆動して内部発振器の周波数を変化させることもできます。

**GATE1 (ピン21 / ピン18) :** チャンネル1のゲート駆動出力。LTC7840は、高電圧MOSFETを駆動するために、PGNDに対して10Vのゲート駆動電圧を出力します。

**GATE2 (ピン19 / ピン16) :** チャンネル2のゲート駆動出力。LTC7840は、高電圧MOSFETを駆動するために、PGNDに対して10Vのゲート駆動電圧を出力します。

**DRV<sub>CC</sub> (ピン22 / ピン19) :** 10V内部LDOの出力。ゲート・ドライバにはこの電圧から電力が供給されます。4.7 $\mu$ F以上の低ESRセラミック・コンデンサを使用して、このピンをPGNDにバイパスします。

**ITH1 (ピン8 / ピン5) :** チャンネル1の電流制御閾値およびエラー・アンプの補償点。チャンネル1の電流コンパレータの作動閾値は、この制御電圧に応じて増加します。

**ITH2 (ピン13 / ピン10) :** チャンネル2の電流制御閾値およびエラー・アンプの補償点。チャンネル2の電流コンパレータの作動閾値は、この制御電圧に応じて増加します。

**SGND (ピン24 / ピン21 および露出パッド) :** 信号グラウンド・ピン。全ての小信号部品と補償部品はこのグラウンドに接続する必要があります。

**PGND (ピン20 / ピン17) :** 電源のグラウンド・ピン。このピンは、下側NチャンネルMOSFETのソースと、V<sub>IN</sub>およびDRV<sub>CC</sub>バイパス用コンデンサの負端子に近づけて接続します。

## ピン機能 (TSSOP/QFN)

**BLANK (ピン1 / ピン26)**: ブランキング時間ピン。このピンをフローティングにすると、最小オン時間は公称 160ns に設定されます。このピンを INTV<sub>CC</sub> に接続すると、最小オン時間は 200ns に設定され、SGND に接続すると 120ns に設定されます。

**SENSE1+ (ピン28 / ピン25)**: チャンネル1の電流コンパレータの正端子。このピンは通常、パワーMOSFETのソースと直列に接続する検出抵抗に接続します。

**SENSE2+ (ピン14 / ピン11)**: チャンネル2の電流コンパレータの正端子。このピンは通常、パワーMOSFETのソースと直列に接続する検出抵抗に接続します。

**SENSE1- (ピン27 / ピン24)**: チャンネル1の電流コンパレータの負端子。このピンは通常、検出抵抗の下(グラウンド)側に接続します。

**SENSE2- (ピン15 / ピン12)**: チャンネル2の電流コンパレータの負端子。このピンは通常、検出抵抗の下(グラウンド)側に接続します。

**SS1 (ピン6 / ピン3)**: ソフトスタート入力。このピンと SGND の間に接続したコンデンサにより、チャンネル1の出力電圧の上昇率/下降率が設定されます。10 $\mu$ Aの内部ソフトスタート電流がこのピンを充電します。ヒカップ・モードのタイミングもこのピンで設定します。このピンと SGND の間に 0.1 $\mu$ F 以上のコンデンサを接続する必要があります。

**SS2 (ピン11 / ピン8)**: ソフトスタート入力。このピンと SGND の間に接続したコンデンサにより、チャンネル2の出力電圧の上昇率/下降率が設定されます。10 $\mu$ Aの内部ソフトスタート電流がこのピンを充電します。ヒカップ・モードのタ

イミングもこのピンで設定します。このピンと SGND の間に 0.1 $\mu$ F 以上のコンデンサを接続する必要があります。

**SYNC (ピン3 / ピン28)**: PLLの同期入力。50kHz~450kHzの外部クロックを印加すると、動作周波数はそのクロックに同期します。PLL補償回路網がデバイスに組み込まれています。このピンには内部に100k $\Omega$ のプルダウン抵抗があります。外部クロック信号は、電圧レベルが1.6Vを超えた場合アクティブ・ハイと見なされ、0.3V未満の場合アクティブ・ローと見なされます。

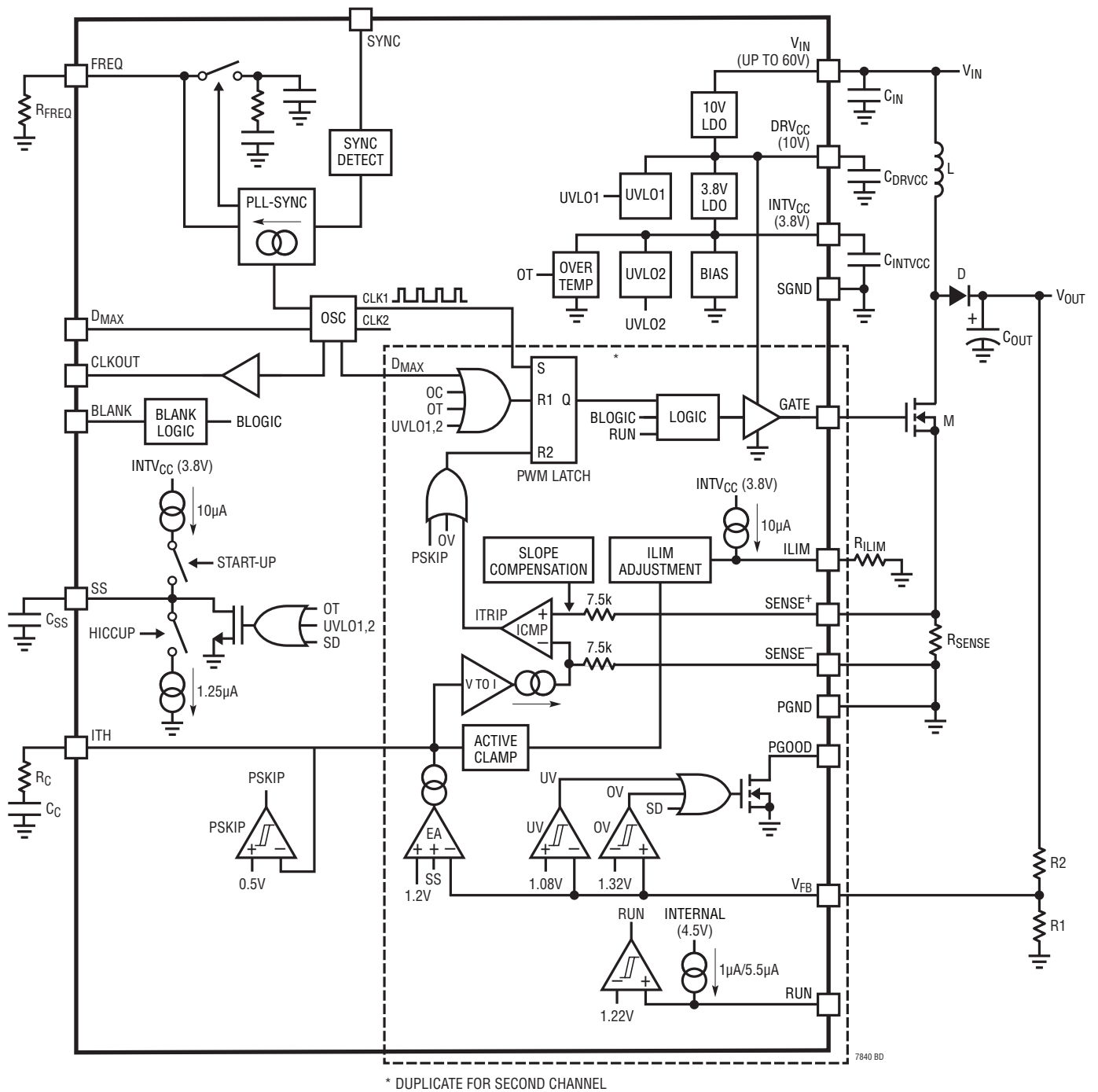
**PGOOD1 (ピン18 / ピン15)**: チャンネル1のパワーグッド・インジケータ出力。135 $\mu$ sの内部パワーバッド・マスク・タイマーがタイムアウトした後に、チャンネル1の出力が10%レギュレーション $\pm$ 10%の範囲を超えた場合、グラウンド電位にするオープンドレイン・ロジックです。

**PGOOD2 (ピン17 / ピン14)**: チャンネル2のパワーグッド・インジケータ出力。135 $\mu$ sの内部パワーバッド・マスク・タイマーがタイムアウトした後に、チャンネル2の出力がレギュレーション $\pm$ 10%の範囲を超えた場合、グラウンド電位にするオープンドレイン・ロジックです。

**V<sub>IN</sub> (ピン23 / ピン20)**: 主入力電源。コンデンサ(0.1 $\mu$ F~1 $\mu$ F)を使用して、このピンをPGNDにバイパスします。

**CLKOUT (ピン2 / ピン27)**: クロック出力ピン。多相システムで複数のLTC7840 ICをデジチェーン接続するのに使うクロック出力です。チャンネル1からクロック出力までの位相シフトは90°です。

ブロック図



## 動作

### 制御ループ

LTC7840は、2つのチャンネルの位相が180°ずれて動作する、定周波数電流モードの昇圧コントローラです。通常動作時は、外付けの各MOSFETがオンするのは、対応するチャンネルのクロックがRSラッチをセットしたときであり、オフするのはメインの電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットしたときです。ICMPがRSラッチをリセットするときのピーク・インダクタ電流は、各エラー・アンプEAの出力である $I_{TH}$ ピンの電圧によって制御されます。このエラー・アンプは、VFBピンの出力帰還信号を1.2V内部リファレンスと比較し、 $I_{TH}$ ピンに誤差信号を生成します。負荷電流が増加すると、1.2Vのリファレンスに対して帰還がわずかに減少し、その結果、 $I_{TH}$ 電圧は、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に釣り合うまで上昇します。MOSFETがオフした後、次のクロック・サイクルが開始するまで、インダクタ電流は昇圧ダイオードを通して出力コンデンサと負荷に流れます。

### カスケード接続したLDOによるゲート・ドライバと制御回路への電力供給

LTC7840は、カスケード接続した2つのPMOS出力段低ドロップアウト・レギュレータ(LDO)を内蔵しています。1つはゲート・ドライバの電源(DRV<sub>CC</sub>)用、もう1つは低電圧アナ

ログおよびデジタル制御回路の電源(INTV<sub>CC</sub>)用です。図1に、この電源アーキテクチャのブロック図を示します。

どちらのLDOの出力も、外部電源から電圧を印加することはできません。LDOの出力に外部から電圧を印加した場合、2つの故障モードが発生する可能性があります。図1に示すように、2つのLDOレギュレータのPMOS出力トランジスタと並列にボディ・ダイオードが存在します。DRV<sub>CC</sub>またはINTV<sub>CC</sub>電源がV<sub>IN</sub>電源より前に起動した場合、外部のDRV<sub>CC</sub>またはINTV<sub>CC</sub>電源からボディ・ダイオードを通して入力コンデンサとV<sub>IN</sub>ピンに大電流が流れます。この大電流はICを壊滅させる可能性があります。

V<sub>IN</sub>電源がDRV<sub>CC</sub>またはINTV<sub>CC</sub>電源より前に起動した場合、または低インピーダンスの電圧源によってDRV<sub>CC</sub>またはINTV<sub>CC</sub>ピンにレギュレーション電圧より低い電圧を印加した場合、LDOは自身の出力電圧を引き上げようとするため、この電流がLTC7840に過剰な消費電力を生じさせ、熱的過負荷の原因となることがあります。

また、マルチチップ・パラレル・アプリケーションで、LDOの出力ピンを互いに接続しないようにします。2つ以上のLDO出力を互いに接続した場合、最も高い電圧のレギュレータが全てのゲート・ドライバと制御回路の電流を供給しますが、

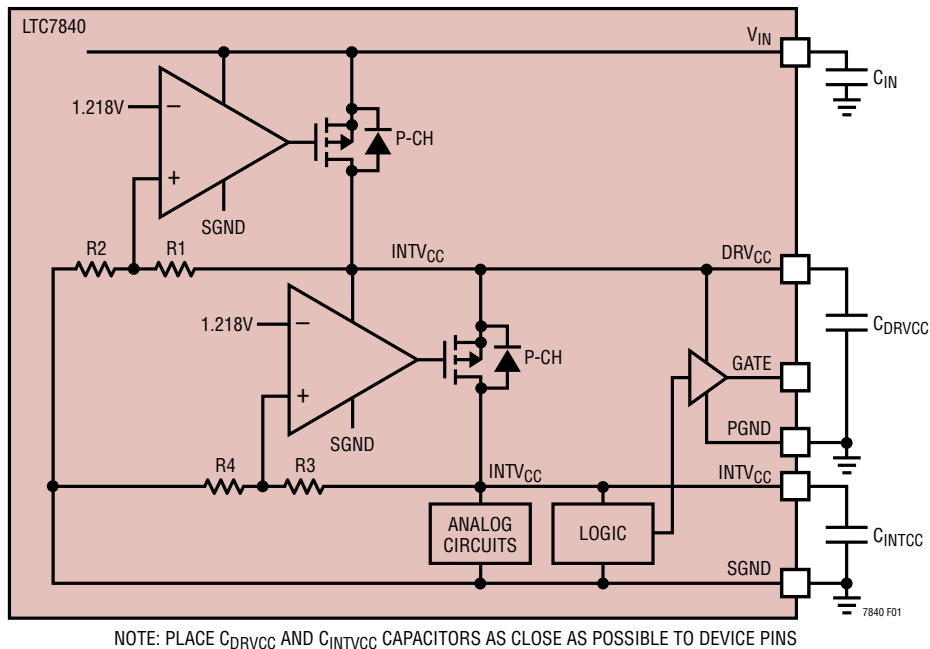


図1. カスケード接続したLDOによるゲート・ドライバと制御回路への電力供給

## 動作

その他のレギュレータはオフになります。これにより、最も高い出力電圧のLDOに熱的負荷が掛かり、最大ダイ温度を超える可能性があります。マルチチップ・パラレル・アプリケーションでは、各LDO出力は、各ICのできるだけ近くでそれぞれのグラウンド・ピンに個別にバイパスする必要があります。

### ゲート・ドライバの電源LDO (DRV<sub>CC</sub>)

第1のLDOの10V出力(DRV<sub>CC</sub>)の電力はV<sub>IN</sub>から供給され、パワーMOSFETのゲート・ドライバに電力を供給します。DRV<sub>CC</sub>ピンは、ICピンのできるだけ近くに配置した4.7μF以上のセラミック・コンデンサ(X5Rまたはそれ以上の特性)でPGNDにバイパスする必要があります。各チャンネルの2つのパワーMOSFETを並列接続して出力電力レベルを増加させる場合、または50nCを超えるQ<sub>g</sub>を持つ1つのMOSFETを使う場合、バイパス・コンデンサを10μF以上に増やすことを推奨します。

低電圧ロックアウト(UVLO)回路は、不適切なゲート駆動を伴う動作からパワーMOSFETを保護するためにDRV<sub>CC</sub>レギュレータ出力を監視します。LTC7840の場合、UVLOの立ち上がり閾値は4.4V、ヒステリシスは500mV(標準)です。低V<sub>IN</sub>アプリケーションでは、低閾値(< 3.5V)のMOSFETが使えます。高V<sub>IN</sub>アプリケーションでは、UVLOの閾値を高く設定できます(図5参照)。LTC7840は、6VのV<sub>GS</sub>でR<sub>DS(ON)</sub>定格値を示す高電圧パワーMOSFETに最適化されています。

### 低電圧アナログおよびデジタルの電源LDO (INTV<sub>CC</sub>)

LTC7840内の第2のLDOは、DRV<sub>CC</sub>から電力の供給を受け、低電圧アナログおよびデジタル制御回路の電源として動作します。このLDOの出力電圧(INTV<sub>CC</sub>)は3.8Vです。INTV<sub>CC</sub>ピンは、ICピンのできるだけ近くに配置した1nFのセラミック・コンデンサ(X5Rまたはそれ以上の特性)でSGNDにバイパスする必要があります。このLDOを外部回路の電源として使うことは想定していません。

### 熱に関する検討事項とパッケージの選択肢

LTC7840は2種類のパッケージで提供しています。熱特性が改善された28ピンTSSOPパッケージ(TE28)の熱抵抗R<sub>TH(JA)</sub>は30°C/W、4mm×5mm 28ピンQFNパッケージ

(UFD28)の熱抵抗は47°C/Wです。TSSOPパッケージのピン・ピッチは0.65mmであり、QFNパッケージのピン・ピッチは0.5mmです。

DRV<sub>CC</sub> LDOは最大100mAの電流を供給できます。結果として、ICの最大ジャンクション温度を超過しないように注意する必要があります。ジャンクション温度は、次の式で見積もることができます。

$$I_{Q(TOT)} = I_Q + Q_{G(TOT)} \cdot f$$

$$P_{DISS} = V_{IN} \cdot (I_Q + Q_{G(TOT)}) \cdot f$$

$$T_J = T_A + P_{DISS} \cdot R_{TH(JA)}$$

全自己消費電流(I<sub>Q(TOT)</sub>)は、静的な電源電流(I<sub>Q</sub>)とパワーMOSFETのゲート容量を充電するのに必要な電流から成ります。Q<sub>G(TOT)</sub>の値は、MOSFETデータシートの代表的な性能特性のセクションに記載されているV<sub>GS</sub>対Q<sub>G</sub>のプロットから求めます。必要な値が10VのDRV<sub>CC</sub>ゲート駆動電圧での値であるのに対して、電氣的仕様に示された値は15V等の高いV<sub>GS</sub>で測定されている場合があります。

熱的解析の例として、入力電圧範囲5.5V~24V、出力電圧72V(1.5A時)の2相昇圧コンバータを検討します。スイッチング周波数は150kHz、最大周囲温度は70°Cです。このアプリケーションで使うパワーMOSFETはルネサス製HAT2267H(V<sub>GS</sub> = 10VでR<sub>DS(ON)</sub> = 13mΩ(標準))です。V<sub>GS</sub>対Q<sub>G</sub>のプロットから、V<sub>GS</sub> = 10Vでの全ゲート電荷量は30nCです(全ゲート電荷量の温度係数は小さいです)。各相に1つのパワーMOSFETを使います。QFNパッケージを選択する場合、以下の式が適用されます。

$$I_{Q(TOT)} = 3\text{mA} + 2 \cdot 30\text{nC} \cdot 150\text{kHz} = 12\text{mA}$$

$$P_{DISS} = 24\text{V} \cdot 12\text{mA} = 288\text{mW}$$

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 288\text{mW} \cdot 30^\circ\text{C/W} = 78.64^\circ\text{C}$$

この例では、ジャンクション温度の上昇はわずか8.64°Cです。これらの式は、ゲート充電電流がICの自己消費電流を通常は支配すること、およびパッケージの選択と基板の放熱がソリューションの熱的性能に大きく影響することを示しています。

最大ジャンクション温度を超えないようにするには、連続モード(重負荷)動作時のICの入力電源電流を最大V<sub>IN</sub>で

## 動作

確認しておく必要があります。信頼性が確認されている範囲にジャンクション温度を維持するため、動作周波数とパワーMOSFETのサイズとの間のトレードオフを考慮する必要があります。1つの方法として、ICの総消費電力を低減するために、図3に示す外部レギュレータを使うことができます。また、赤外線カメラまたは温度プローブを使って最終的なPCBの熱的解析を実行することでこれらの計算値を検証することが重要です。

### サーマル・シャットダウン保護

過熱条件(外部または内部)の際、ダイ温度が $170^{\circ}\text{C}$ を超えた場合、内部温度モニタはゲート・ドライバをシャットダウンしソフトスタート・コンデンサをリセットします。このサーマル・センサーは、高温での誤動作を防止するため $10^{\circ}\text{C}$ のヒステリシスを持っています。LTC7840の内部サーマル・センサーは、瞬間的な過熱時にデバイスを保護するためのものです。しかし、最大動作ジャンクション温度の規定値を超えた状態で連続的に動作させるとデバイスが劣化する可能性があります。

### 低電源電圧での動作

最小入力電圧が $5.5\text{V}$ であるLTC7840は、 $6\text{V}$ の $V_{\text{GS}}$ で $R_{\text{DS(ON)}}$ 定格値を示す高電圧パワーMOSFETを必要とする用途に適しています。LTC7840のゲート・ドライバはPMOSプルアップおよびNMOSプルダウン素子で構成され、パワーMOSFETのスイッチング時に全 $\text{DRV}_{\text{CC}}$ 電圧をゲートに印加できます。一方で、最適なパワーMOSFETを選択するために最小ゲート駆動電源電圧( $\text{DRV}_{\text{CC}}$ )を決定する際は注意する必要があります。最小ゲート駆動電圧に影響する可能性がある重要なパラメータは最小入力電圧( $V_{\text{IN(MIN)}}$ )、LDOドロップアウト電圧、パワーMOSFETの $Q_{\text{G}}$ 、動作周波数です。

入力電圧( $V_{\text{IN}}$ )が低下して $\text{DRV}_{\text{CC}}$  LDOがドロップアウト状態になった場合、最小ゲート駆動電圧は次の式で計算できます。

$$V_{\text{DRVCC}} = V_{\text{IN(MIN)}} - V_{\text{DROPOUT}}$$

LDOのドロップアウト電圧は、全ゲート駆動電流とICの自己消費電流(通常 $3\text{mA}$ )の関数です。図2に、LDOのドロップアウト電圧と出力電流の曲線を示します。

LDOを流れる全自己消費電流( $I_{\text{Q(TOT)}}$ )は、コントローラの自己消費電流( $3\text{mA}$ )と全ゲート駆動電流の合計です。

$$I_{\text{Q(TOT)}} = I_{\text{Q}} + Q_{\text{G(TOT)}} \cdot f$$

計算が完了した後、パワーMOSFETが適切にオンしていることを確認するため、ゲート駆動波形とゲート・ドライバ電源電圧( $\text{DRV}_{\text{CC}}$ から $\text{PGND}$ )を全動作条件(低 $V_{\text{IN}}$ 、公称 $V_{\text{IN}}$ 、高 $V_{\text{IN}}$ 、軽負荷～重負荷)にわたって測定することが重要です。パワーMOSFETのデータシートを参照し、 $V_{\text{GS}}$ の測定値に対する実際の $R_{\text{DS(ON)}}$ を求めます。また、赤外線カメラまたは温度プローブを使って部品の温度を測定することで温度計算値を検証します。

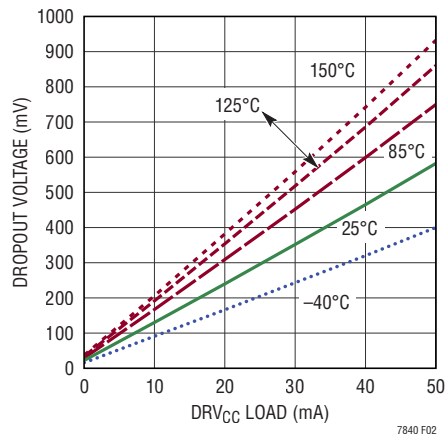


図2.  $\text{DRV}_{\text{CC}}$  LDOのドロップアウト電圧と電流

## 動作

### 高電源電圧での動作

入力電圧が高い場合、LTC7840の内部LDOが大電力を消費し、最大ジャンクション温度を超過する可能性があります。動作周波数が高い場合、またはチャンネルあたり複数のパワーMOSFETを使う場合、ジャンクション温度が上昇することがあります。上記の熱計算式がジャンクション温度の過度な上昇を示す場合、通常、外部バイアスを使ってICの消費電力を下げるすることができます(図3参照)。

例えば、利用可能な12Vのシステム・レールは、LTC7840に電力を供給するためには、24Vの主入力電源レールよりも適しています。バイアス電力は別のスイッチングまたはLDOレギュレータからも供給できます。図3に、LDOレギュレータの例を示します。LDOレギュレータの出力電圧は、10Vより高くなるように、しかし、LTC7840とQ1(図3参照)の間で消費電力を分担できる程度に低くなるように、適切なツェナー・ダイオードを選択することで設定できます。

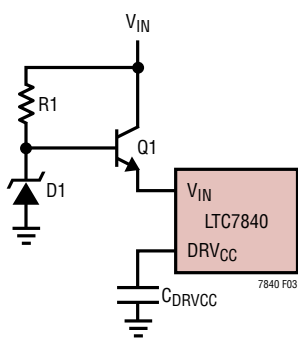


図3. 外部バイアス電源によるLTC7840の使い方

### 出力電圧の設定

出力電圧は次の式に従って抵抗分圧器で設定されます。

$$V_{\text{OUT}} = 1.2\text{V} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

外付け抵抗分圧器は出力に接続します(図4参照)。通常、抵抗R1は、通常動作中にV<sub>FB</sub>ピンから流れ出る電流によって生じる出力電圧誤差が分圧器の電流と比べて無視でき

るような抵抗を選択します。エラー・アンプの入力バイアス電流による出力電圧誤差を0.5%未満にする場合、R1の最大値は約30kΩになります。

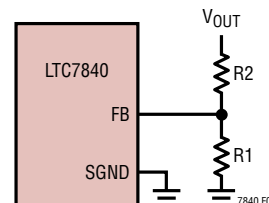


図4. 抵抗分圧器による出力電圧の設定

### シャットダウンと起動(RUN1、RUN2、SS1、SS2の各ピン)

LTC7840の2つのチャンネルは、RUN1ピンとRUN2ピンを使って個別にシャットダウンすることができます。これらのピンのどちらかを1.14Vより下げると、そのチャンネルのメイン制御ループはシャットダウンします。両方のピンをローにすると、両方のチャンネルと、DRVCCおよびINTVCCレギュレータを含むほとんどの内部回路がディスエーブルされます。どちらかのRUNピンを解放すると、1μAの内部電流によってRUNピンの電圧が上昇し、コントローラをイネーブルすることができます。別の方法として、RUNピンを外からプルアップするか、またはロジックで直接駆動することもできます。これらのピンの絶対最大定格である6Vを超えないように注意する必要があります。

また、RUN1ピンとRUN2ピンはV<sub>IN</sub>低電圧条件を検出するためにも使えます。図5に示す回路は一例です。どちらかのRUNピンの電圧が1.22Vを上回ると、いくらかのヒステリシスを与えるためにプルアップ電流が1μAから5.5μAに切り替わります。次の式に示すように、外付け分圧器の抵抗値を調整することで立上がり閾値とヒステリシス量の両方を設定できます。

$$V_{\text{IN(ON)}} = 1.22\text{V} \left( 1 + \frac{R_A}{R_B} \right) - 1\mu\text{A} \cdot R_A$$

$$V_{\text{IN(OFF)}} = 1.22\text{V} \left( 1 + \frac{R_A}{R_B} \right) - 5.5\mu\text{A} \cdot R_A$$

## 動作

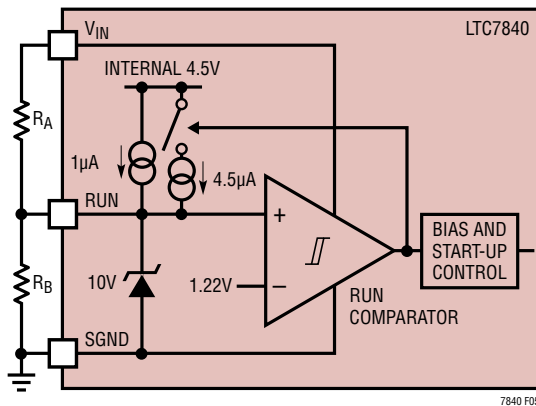


図5. RUNピンを使った入力電圧のターンオンとターンオフの閾値の設定

各チャンネルの出力電圧 $V_{OUT}$ の起動は、それぞれのSSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンス電圧より低いと、LTC7840は $V_{FB}$ の電圧を1.2Vのリファレンス電圧ではなくSSピンの電圧に制御します。このため、外付けコンデンサをSSピンからSGNDに接続することにより、SSピンを使ってソフトスタート期間を設定することができます。10 $\mu$ Aの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SSピンの電圧が0Vから1.2V(以上)に直線的に上昇するにつれて、出力電圧 $V_{OUT}$ もゼロからその最終値まで滑らかに上昇します。ソフトスタート時間は、次の式で見積もることができます。

$$t_{\text{START-UP}} = C_{\text{SS}} \cdot \frac{1.2\text{V}}{10\mu\text{A}} \\ = 0.12 \cdot C_{\text{SS}}$$

SSピンは、オープンドレインのNMOSプルダウン・トランジスタを内蔵しています。このプルダウン・トランジスタは、RUNピンがローにされた場合、INTV<sub>CC</sub>ピンまたはDRV<sub>CC</sub>ピンの電圧が低電圧ロックアウト閾値を下回った場合、過熱条件になった場合のいずれかでオンします。

### 周波数の選択とフェーズ・ロック・ループ (FREQピンとSYNCピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズとの兼ね合いによって決まります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや容量が必

要になります。LTC7840のコントローラのスイッチング周波数はFREQピンを使って選択することができます。SYNCピンが外部クロック信号源によって駆動されていない場合は、FREQピンを使用してコントローラの動作周波数を50kHz～425kHzに設定することができます。FREQピンから10 $\mu$ Aの高精度電流が流れ出しているため、SGNDとの間に接続した1本の抵抗を使ってコントローラのスイッチング周波数を設定することができます。図6の曲線は、FREQピンの電圧とスイッチング周波数の関係を示します。

LTC7840にはフェーズ・ロック・ループ(PLL)が組み込まれており、SYNCピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。LTC7840はPLLのループ・フィルタ回路網も内蔵しています。PLLは50kHz～450kHzの範囲内の任意の周波数にロックできます。外部クロックにロックするまでのコントローラの初期スイッチング周波数を同期周波数と同じ値に設定するために、周波数設定抵抗は必ず接続してください。このようにすることでロックイン時間を最小限に短縮できます。また、同期信号が失われた場合でも動作周波数は基本的に変化しません。SYNCピンは、グラウンドに接続された100k $\Omega$ の抵抗を内蔵しています。

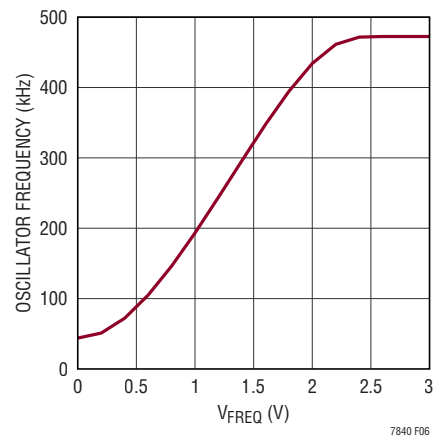


図6. スwitchング周波数とFREQピン電圧

### パワーグッド・インジケータ (PGOOD1ピン、PGOOD2ピン)

どちらの帰還電圧も1.2Vのリファレンス電圧の $\pm 10\%$ の範囲から外れると、それぞれのPGOODピンはローになります。チャンネルがソフトスタートまたはUVLO中の場合も、PGOODピンはローに引き下げられます。RUNピンの電圧が



## 動作

1.14Vより低くなると、両方のPGOODピンがローになります。帰還電圧がリファレンス電圧の±10%の範囲内に入ると、PGOODピンは直ちにパワーグッドを示します。ただし、帰還電圧が±10%の範囲から外れると、135μsの内部パワーバッド・マスクが生じます。PGOODピンは、外付け抵抗によって最大6Vの電源にプルアップできます。

### マルチチップ動作 (CLKOUTピン)

LTC7840は、CLKOUTピンを使って複数のICをデジタイチェーン接続することで、大電流多相アプリケーションに対応できます。4相設計の場合、追加のパワー段を同期させるためにマスタ・コントローラのCLKOUT信号をスレーブ・コントローラのSYNC入力に接続する事で、大電流シングル出力に対応できます。入力コンデンサから流れるピーク電流は使用相数で実効的に分担され、電力損失は実効電流の2乗に比例するため、入力容量のESR要件と効率の低下は大幅に緩和されます。2段シングル出力電圧構成を使うと、入力経路の電力損失を75%低減し、入力コンデンサの実効電流の要求定格値を根本的に低減できます。

LTC7840では、チャンネル1とチャンネル2は位相が180°ずれているのに対し、CLKOUT信号はチャンネル1に対して位相が90°ずれています。CLKOUT信号のデューティ・サイクルは50%です。

### 多相アプリケーションでのLTC7840のトランスコンダクタンス( $g_m$ )エラー・アンプの使い方

LTC7840のエラー・アンプは、トランスコンダクタンス( $g_m$ )アンプです。これは、DCゲインは高いが出力インピーダンスも高いことを意味しています(このエラー・アンプの出力は差動入力電圧に比例した電流です)。この種類のエラー・アンプは、複数のチップのアンプを並列に接続できるため、多相ソリューションの実装工程を大幅に簡単にします。この場合、複数のLTC7840のFBピンは、 $I_{TH}$ ピンと同様、互いに接続できます(図7参照)。この合成エラー・アンプの $g_m$ は、単純に1つのアンプのトランスコンダクタンスの $n$ 倍( $g_{m(TOT)} = n \cdot 800\mu S$ 、ここで $n$ は並列接続したアンプ数)です。 $I_{TH}$ ピンから電流コンパレータの入力までの伝達関数は、チャンネル間とチップ間の両方で正確になるように注意深く設計されています。このようにして、インダクタのピーク電流の一致は正確に保たれています。

エラー・アンプのバッファ出力は電流コンパレータの入力の閾値を決定します。ゼロ・ピーク電流を表す $I_{TH}$ 電圧は0.7Vであり、電流制限を表す電圧は1.4V(ゼロ・デューティ・サイクルの場合)から2.1V(100%デューティ・サイクルの場合)です。LTC7840は、デューティ・サイクル全体にわたってインダクタ最大ピーク電流が一定に保たれるように、スロープ補償信号を回復させるための回路を備えています。

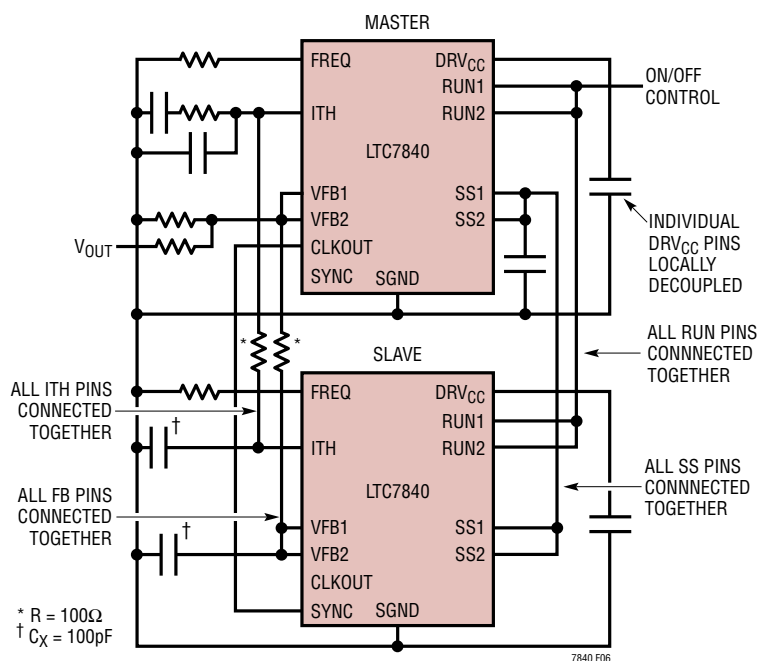


図7. 多相動作のためのLTC7840のエラー・アンプ構成

## 動作

複数のLTC7840コントローラを使う多相アプリケーションでは、PCB上のグラウンド電流がIC間の制御線の動作を妨げ、誤動作を引き起こす可能性があります。これらのアプリケーションでは、100Ωの抵抗を介してFBピンを互いに接続する必要があります。また、各スレーブのFBピンは、グラウンドに接続した100pFのコンデンサでスレーブごとにデカップリングする必要があります(図7参照)。

### 軽負荷時のパルス・スキップ動作

負荷電流が減少するにつれて、ループは $I_{TH}$ 電圧を下げ、それに伴いインダクタのピーク電流は低下します。負荷電流が減少し続けた場合、コントローラは自動的に不連続モード(DCM)に入ります。インダクタのピーク電流は、コントローラの最小オン時間に達するまで下げることができます。負荷電流が更に減少すると、 $I_{TH}$ 電圧が0.5Vに達するまで低下し続けた後、コントローラは、出力レギュレーションを維持するためにパルス・スキップ・モードに入ります。内部パルス・スキップ・モード・コンパレータは50mVのヒステリシスを持っています。

### プログラマブルなブランキングと最小オン時間

LTC7840のBLANKピンを使うと、SENSEピンでの立上がりエッジのブランキング量を設定できます。最小オン時間は、BLANKピンをSGNDに接続すると120nsに設定され、フローティングにすると160nsに設定され、INTV<sub>CC</sub>に接続すると200nsに設定されます。電流コンパレータとロジック回路の伝搬遅延は本質的に小さいため、最小オン時間の大部分はこの立上がりエッジ・ブランキングから成ります。

立上がりエッジ・ブランキングの目的は、パワーMOSFETのターンオンの立上がりエッジでのSENSEピンのノイズを除去することです。パワーMOSFETのターンオン中、ゲート駆動電流、SWノードの全ての寄生容量の放電、昇圧ダイオードの電荷の回復、高di/dt経路の寄生直列インダクタンスの全てが、電流コンパレータの誤動作の原因となり得るオーバーシュートと高周波ノイズに寄与します。LTC7840は広い用途に対応しているため、内部立上がりエッジ・ブランキン

グ時間を1つの値に固定すると、想定される最も長い遅延時間が必要になります。ブランキング時間を設定する方法を提供することで、SENSEピンのフィルタ処理をアプリケーションごとに最適化できます。図8に、プログラマブルな立上がりエッジ・ブランキング時間の、昇圧コンバータの最小オン時間に対する効果を示します。

### プログラマブルな最大デューティ・サイクル

一定の周波数と小さな出力リップル電圧を維持するため、シングルエンド昇圧(またはフライバック、SEPIC)コンバータは、サイクルごとに特定の最小時間でスイッチをターンオフする必要があります。このオフ時間はインダクタから出力コンデンサおよび負荷へのエネルギーの伝達を可能にし、過剰なリップル電流および電圧を抑制します。昇圧およびSEPICコンバータ等のインダクタを利用したトポロジ向けに、特に低い $V_{IN}$ から高い $V_{OUT}$ を生成する用途で、最大デューティ・サイクルを100%にできるだけ近付けることが必要な場合があります。しかし、トランスを利用したソリューションの場合、1次側スイッチのオフ時間中に $V \cdot \text{sec}$ のリセットが必要のため、最大デューティ・サイクルを100%近くにすることは好ましくありません。

これらの様々なアプリケーションの条件を満たすため、LTC7840は、最大デューティ・サイクルを簡単に設定する方法を備えています。D<sub>MAX</sub>ピンをSGNDに接続すると最大デューティ・サイクルは96%に制限されます。このピンをフローティングにするとデューティ・サイクルは84%に制限され、INTV<sub>CC</sub>に接続すると75%に制限されます。図9に、最大デューティ・サイクル制限の、昇圧コンバータのSWノード波形に対する効果を示します。

LTC7840は、設定したスイッチング周波数の12倍で動作する発振器を内蔵しています。この発振器の基本周波数を分周するのにデジタル・カウンタを使っています。最大デューティ・サイクルの制限値はこのデジタル・カウンタから得ているため、最大デューティ・サイクルはプロセスの許容誤差や温度では変動しません。

## 動作

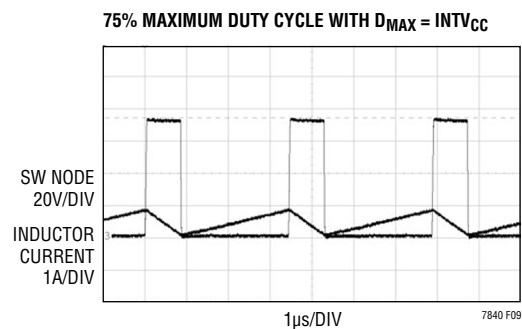
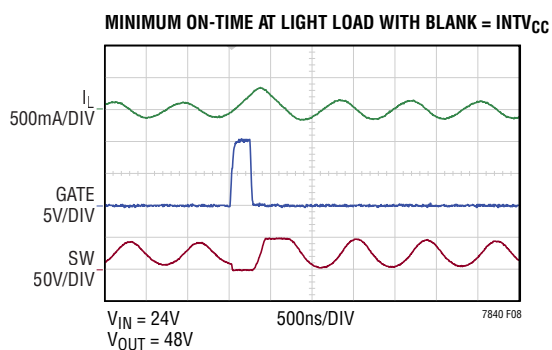
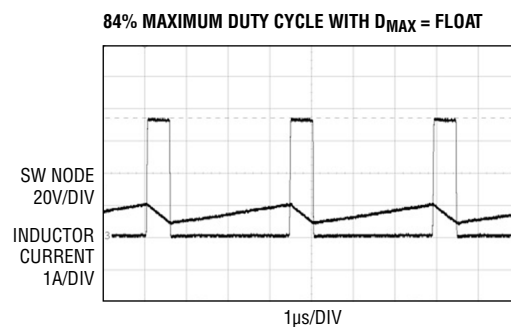
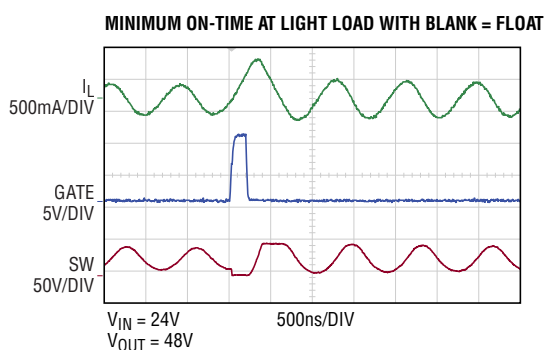
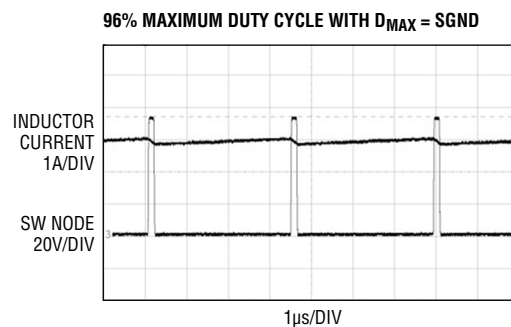
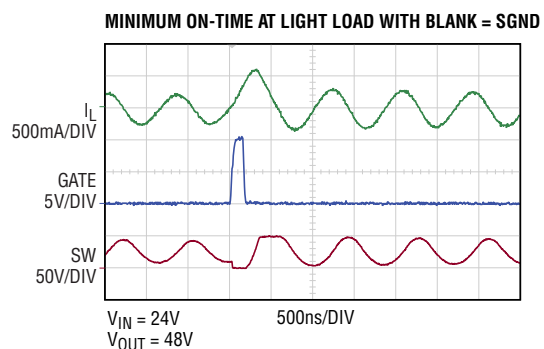


図8. 最小オン時間に対する立上がりエッジ・ブランキングの効果

図9. 各種デューティ・サイクル制限値でのSWノード波形

## 動作

### SENSE<sup>+</sup>ピンとSENSE<sup>-</sup>ピン

LTC7840は立上がりエッジ・ブランキング機能を備えているため、外付けRCフィルタがなくても正常に動作します。しかし、外付けRCフィルタを使う場合、フィルタ部品はICのSENSE<sup>+</sup>およびSENSE<sup>-</sup>ピンの近くに配置する必要があります(図10参照)。正負の検出ノードのパターンは互いに平行させ、検出抵抗の下側のケルビン接続まで配線する必要があります(図11参照)。基板上的他の場所で電流を検出するように配線すると、寄生インダクタンスと容量が電流検出素子に追加され、検出ピンの情報が劣化して、設定した電流制限機能が誤動作することがあります。誤ってSENSE<sup>-</sup>ラインをグラウンド・プレーンにPCBビアで接続しないようにします。これは、予測できない挙動を引き起こす可能性があります。

検出抵抗は、短い幅広のPCBパターンを使ってパワーMOSFETのソースとグラウンド・ノードに接続する必要があります(図11参照)。この経路はスイッチ、昇圧ダイオード、出力コンデンサ、検出抵抗で形成される高di/dtループの一部であるため、検出抵抗の下側の端子は、理想的には出力コンデンサの負端子に直接隣接させるようにします。インダクタの電流は三角波であるため、インダクタの配置はそれほど重要ではありません。

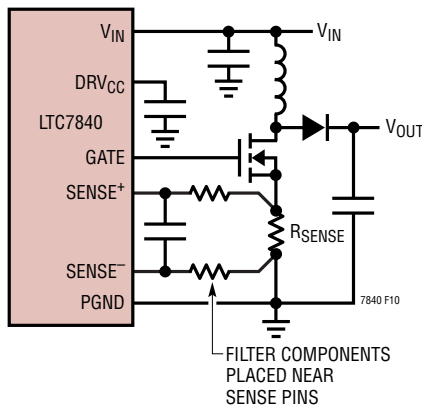


図10. 電流検出フィルタ部品の適切な配置

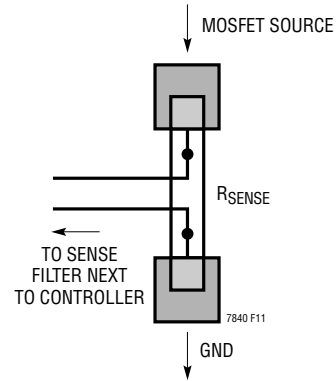


図11. ケルビン接続を使ったSENSE<sup>+</sup>およびSENSE<sup>-</sup>パターンと検出抵抗の接続

### 出力過電圧保護

過電圧コンパレータ(OV)は、過渡的なオーバーシュート(> 10%)や、出力に過電圧が生じる可能性がある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。そのような場合、過電圧条件が解消されるまで外付けパワーMOSFETはターンオフされます。

### 過電流保護(ILIM1ピン、ILIM2ピン、ヒカップ・モード)

LTC7840は、各チャンネルのインダクタの最大電流制限値を設定するため、それぞれILIM1ピンとILIM2ピンを備えています(ILIM1ピンとILIM2ピンの機能参照)。各ILIMピンの電圧を使って、内部I<sub>TH</sub>クランプ電圧が生成されます。負荷電流の増加と共に、I<sub>TH</sub>電圧は増加し、より大きなインダクタ電流が負荷に流れることができますようになります。負荷電流が増え続けると、I<sub>TH</sub>電圧は最終的にクランプ電圧に達し、インダクタ電流はそれ以上増えることができなくなります。この状況を、コントローラは過電流イベントと見なします。このイベントが16スイッチング周期持続すると、コントローラはヒカップ・モードに入ります。I<sub>TH</sub>電圧をGNDに下げると、外付けパワーMOSFETはターンオフされます。インダクタ電流は徐々に低下してゼロになります。この瞬間、SSピンとSGNDの間に接続したソフトスタート・コンデンサが1.25μA

## 動作

の電流で放電されます。SSピンの電圧が0Vに達すると、I<sub>TH</sub>ピンは解放され、コントローラはソフトスタートを再度試みます(シャットダウンと起動参照)。ソフトスタート期間中、ヒカップ・モードは無効になります。ヒカップ・モードの機能を実現するため、SSピンとSGNDの間に0.1μF以上のソフトスタート・コンデンサを接続する必要があります。スリープ時間は、次の式で見積もることができます。

$$t_{\text{SLEEP}} = C_{\text{SS}} \cdot \frac{1.5\text{V}}{1.25\mu\text{A}} = 1.2 \cdot C_{\text{SS}}$$

シャットダウンと起動のセクションで見積もった起動時間と比較すると、スリープ時間は約10倍です。

16スイッチング周期タイマーがタイムアウトする前に過電流条件が連続2スイッチング周期以上の間解消された場合、16スイッチング周期タイマーはゼロにリセットされ、出力は内部ソフトスタート機能を使って滑らかに回復し出力オーバー

シュートは軽減されます。この機能がない場合、出力コンデンサは電流制限の最大電流で充電されるため、最小限度の出力コンデンサを使うアプリケーションでは、出力オーバーシュートの原因になることがあります。

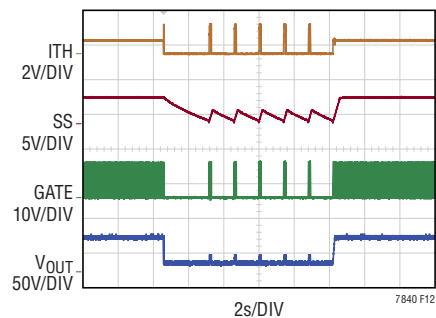


図12. ヒカップ・モードの過電流保護と回復

## アプリケーション情報

LTC7840は、2相固定周波数電流モードの非同期整流式昇圧コントローラです。このトポロジでは、出力電圧はICの電圧に制限されません。LTC7840は、以下のように様々な構成が可能です。

- 各相が独立して動作する2相デュアル出力昇圧コンバータ
- 片方の相の出力がもう片方の相の入力に接続する2相デュアル出力昇圧コンバータこの2段昇圧構成の結果、非常に高い出力電圧が得られます。
- 2相シングル出力昇圧コンバータ
- SEPICトポロジ
- その他のアプリケーション

入力電圧範囲が5.5V～60Vと広いため、大きな入力電圧サージにも対応できます。選択可能な立上がりエッジ・ブランキング時間により、パワーMOSFETのターンオンの立上がりエッジでのSENSEピンのノイズを極限まで除去します。プログラマブルな最大デューティ・サイクルにより、LTC7840を使って各種トポロジを柔軟に構成できます。最大電流制限は、検出抵抗値に基づいて調整できます。軽負荷アプリケーションの場合、 $I_{TH}$ が0.5Vを下回ると、出力レギュレーションを維持するためにコントローラは止むを得ずサイクルをスキップします。LTC7840の各チャンネルは、チャンネルの出力電圧がレギュレーション範囲内にあるかどうかを示すためにパワーグッド・インジケータ出力を備えています。LTC7840は1相、2相、4相動作に構成できます。SYNCピンを使用すると、ICを外部クロックに同期させることができます。外部クロックがない場合、本コントローラのスイッチング周波数はFREQピンの電圧で設定できます。LTC7840はヒックアップ・モードによる過電流保護機能を備えています。本コントローラは出力過電圧保護機能も備えています。

一般に、外付け部品の選択は負荷と入力電源の特性によって決定されます。次に、パワーMOSFETを選択します。最後に、入力と出力のコンデンサを選択します。

## デューティ・サイクルに関する検討事項

連続導通モード(CCM)で動作する昇圧コンバータの場合、メイン・スイッチのデューティ・サイクルは次の式で表されます。

$$D = \left( \frac{V_O + V_F - V_{IN}}{V_O + V_F} \right) = t_{ON} \cdot f$$

ここで、 $V_F$ は昇圧ダイオードの順方向電圧です。CCMで動作する任意のアプリケーションの最小オン時間は次の式で表されます。

$$t_{ON(MIN)} = \frac{1}{f} \left( \frac{V_O + V_F - V_{IN(MAX)}}{V_O + V_F} \right)$$

与えられた入力電圧範囲と出力電圧に対して、アプリケーションの最小オン時間が制御ICの最小オン時間にどれほど接近するかを知ることは重要です。LTC7840の最小オン時間は、BLANKピンを使って120nsから200nsに設定できます。

## 最小オン時間の制約

昇圧コンバータでは、コントローラの最小オン時間での動作中に2つの定常条件が起こり得ます。第1の条件は、入力電圧が出力電圧に近い場合です。 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近付くと、インダクタの両端の電圧はスイッチのオフ時間中にゼロに近付きます。この動作条件の下では、コンバータは不安定になり、可聴周波数での発振によって大きなリップル電圧が出力に現れることがあります。入力電圧が出力電圧に近付くまたは上回る可能性があるアプリケーションの場合、昇圧コンバータの代わりにSEPICまたは昇降圧トポロジを使うことを検討します。

第2の条件は、コントローラの最小オン時間での動作中に起こり得る、軽負荷での深い不連続モードです。負荷電流が減少するにつれて、スイッチのオン時間は、コントローラの最小オン時間の制限値に達するまで減少します。出力電流が更に減少すると、出力レギュレーションを維持するためにサイクルを省略するパルス・スキップ・モードに入ります。このモードは通常は安定しています。

## アプリケーション情報

### 最大デューティ・サイクルの制約

もう1つの極端な動作状態は、入力電圧が低く出力電圧が高い場合に、高デューティ・サイクルのときに発生します。この場合、最大デューティ・サイクルは次の式で表されます。

$$D_{MAX} = \left( \frac{V_O + V_F - V_{IN(MIN)}}{V_O + V_F} \right)$$

シングルエンド昇圧コンバータは、入力インダクタから出力コンデンサへのエネルギーの伝達を可能にするためサイクルごとに最小限のオフ時間を必要とします。この最小限のオフ時間は、コンバータの最大デューティ・サイクルと言い換えることができます。上記の式は、与えられた最小入力または最大デューティ・サイクルに対して最大出力電圧を求めるために整理できます。

$$V_{O(MAX)} = \frac{V_{IN}}{1 - D_{MAX}} - V_F$$

上記の  $D_{MAX}$  の式は、アプリケーション回路の最大デューティ・サイクルを決定するための最初の指針として使えます。しかし、インダクタ内の損失、入力および出力コンデンサ、パワー MOSFET、検出抵抗、コントローラ(ゲート駆動損失)の全てがデューティ・サイクルの増加に寄与します。これらの損失の影響で、与えられた最小入力電圧に対する最大出力電圧は減少することになります。

アプリケーション回路に対して初期の計算が完了した後、回路が正常に動作することを検証するため、その回路のプロトタイプを作成し、全入力電圧範囲、軽負荷～重負荷、全温度範囲にわたって測定することが重要です。

### ピークおよび平均入力電流

LTC7840の制御回路は、パワー MOSFETのソースの抵抗によって入力電流を計測するため、パワー MOSFETを正しく計測するために出力電流を入力電流に反映させる必要があります。

ります。出力電力は理想的には入力電力と等しいという事実に基づいて、最大平均入力電流は以下のようになります。

$$I_{IN(MAX)} = \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

各インダクタのピーク電流は次のとおりです。

$$I_{IN(PK)} = \frac{1}{n} \cdot \left( 1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

ここで、 $n$ は相数、 $\chi$ はインダクタのパーセント表示のピーク to ピーク・リップル電流を表します。例えば、設計目標が30%のインダクタ・リップル電流を得ることである場合、 $\chi = 0.30$  となり、ピーク電流は平均値よりも15%大きくなります。

### インダクタの選択

入力電圧範囲、動作周波数、リップル電流が与えられると、次の式を使ってインダクタの値を求めることができます。

$$L = \frac{V_{IN(MIN)} \cdot D_{MAX}}{\Delta I_L \cdot f}$$

ここで、

$$\Delta I_L = \frac{\chi \cdot I_{O(MAX)}}{n \cdot (1 - D_{MAX})}$$

$\Delta I_L$ に大きな値を選択すると小さな値のインダクタを使うことができます。しかし、出力電圧リップルの増加、コア損失の増加、入力および出力コンデンサのリップル電流定格の増加をもたらします。妥当な出発点は、30%のインダクタ・リップル電流( $\chi = 0.3$ )です。この場合、 $\Delta I_L$ は次の式で表されます。

$$\Delta I_L = \frac{0.3 \cdot I_{O(MAX)}}{n \cdot (1 - D_{MAX})}$$

インダクタの飽和電流定格は、過負荷条件中の最も厳しいインダクタ・ピーク電流より大きい必要があります。

## アプリケーション情報

$I_{O(MAX)}$ が最大定格負荷電流である場合、最大電流制限値 ( $I_{O(CL)}$ )には通常  $I_{O(MAX)}$ より、ある係数(例えば30%)だけ大きな値を選びます。

$$I_{O(CL)} = 1.3 \cdot I_{O(MAX)}$$

これを入力電流に反映し(最大出力電流は測定値)、リップル電流を考慮すると、インダクタの最小飽和電流定格は次の式で表されます。

$$I_{L(SAT)} \geq \frac{1}{n} \cdot \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{1.3 \cdot I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

インダクタの飽和電流定格は最小入力電圧(結果的に最大デューティ・サイクルおよび最大入力電流になります)、最大出力電流、想定最大コア温度で決定する必要があります。ほとんどの市販インダクタの飽和電流定格は、高温で低下します。安全に動作することを検証するため、インダクタのコア/巻線の温度を次の条件で評価することを推奨します。1) 最も厳しい動作条件、2) 最大許容周囲温度、3) 最終的な筐体内に取り付けて電力供給。熱特性評価は、熱電対をコア/巻線に直接接触させることで、または熱電対を巻線自体に埋め込むことで行うことができます。

シングルエンド昇圧コンバータは、短絡保護されていないこと、出力短絡条件では出力電流は入力電源の供給能力によってのみ制限されることに注意します。短絡保護された昇圧コンバータを必要とするアプリケーションには、SEPICまたはフォワード・コンバータ・トポロジを使うことを考慮します。

## パワー MOSFET の選択

通常動作条件下のLTC7840の場合、 $DRV_{CC}$ 電圧で設定されるピークtoピークのゲート駆動レベルは10Vです。パワー MOSFETの選択基準には $R_{DS(ON)}$ 、全ゲート電荷量 $Q_G$ 、ドレイン - ソース間ブレークダウン電圧 $BV_{DSS}$ 、最大連続ドレイン電流 $I_{D(MAX)}$ 、熱抵抗 $R_{TH(JA)}$ (接合 - 周囲)および $R_{TH(JC)}$ (接合 - ケース)が含まれます。

LTC7840のゲート・ドライバはPMOSプルアップおよびNMOSプルダウン素子で構成され、パワー MOSFETのスイッチング時に全 $DRV_{CC}$ 電圧をゲートに印加できます。一方で、最小ゲート駆動電圧でもパワー MOSFETを完全にオンさせるのに十分であることを慎重に確認する必要があります。MOSFETのデータシートを注意深く調べ、MOSFETの $R_{DS(ON)}$ が公称 $DRV_{CC}$ 電圧(10V)以下の電圧に対して仕様規定されていることを確認します。

アプリケーションでの実際の最大スイッチ電圧に関連したMOSFETの $BV_{DSS}$ 仕様にも細心の注意を払います。シングルエンド・プローブと高帯域幅オシロスコープを使って直接ドレイン端子上でMOSFETのスイッチング波形を確認します。ドレイン電圧のリングングがMOSFETの $BV_{DSS}$ に近付いていないことを確認します。高い周波数での過度なリングングは通常、高 $di/dt$ 電流経路内(MOSFET、昇圧ダイオード、出力コンデンサ、検出抵抗、これらの部品を接続するPCBパターンを含む)の直列インダクタンスが大きすぎることを示しています。

MOSFET Q1のゲートには、ピンの寄生インダクタンスと不適切なPCBレイアウトが原因で、MOSFETのターンオンおよびターンオフ中に過渡電圧スパイクが印加されることがあります。これらの電圧スパイクはLTC7840のGATEピンの絶対最大定格電圧を超える可能性があります。GATEピンの絶対最大定格電圧は-0.3V~11Vです。従って、MOSFETのゲートの近くに外部バッファを追加することを推奨します(図13参照)。

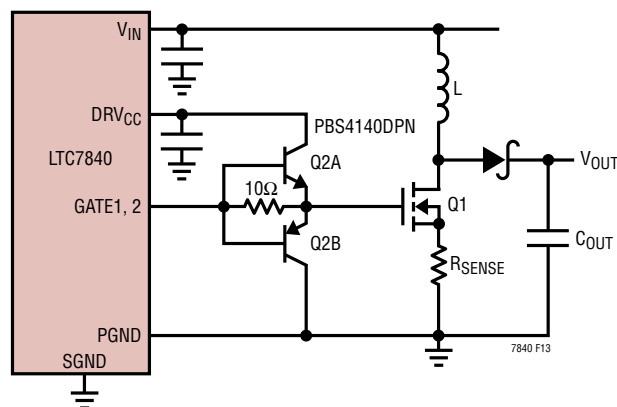


図13. 外部バッファ回路



## アプリケーション情報

最後に、MOSFET メーカーのデータシートでアバランシェ・エネルギー定格 (EAS) を調べます。一部の MOSFET はボディ・ダイオードのアバランシェに対して評価されておらず、 $V_{DS}$  がデバイスの  $BV_{DSS}$  を数分の 1V 上回っただけで壊滅します。アバランシェに対して評価された MOSFET は、ターンオフ遷移中のデバイスの  $BV_{DSS}$  付近での高い周波数のドレイン・ソース・リングングにも十分耐えることができます。

### パワー MOSFET のスイッチングおよび伝導損失とジャンクション温度の計算

パワー MOSFET のジャンクション温度を計算するには、デバイスによって消費される電力を知る必要があります。この消費電力はデューティ・サイクル、負荷電流、ジャンクション温度自体 ( $R_{DS(ON)}$  の正の温度係数に起因) の関数です。結果的に、かなり正確な値を求めるには通常何らかの反復計算が必要です。

$n$  相の多相昇圧コンバータの MOSFET によって消費される電力は次のとおりです。

$$P_{FET} = \left( \frac{I_{O(MAX)}}{n \cdot (1 - D_{MAX})} \right)^2 \cdot R_{DS(ON)} \cdot D_{MAX} \cdot \rho_T + k \cdot V_{OUT}^2 \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{n \cdot (1 - D_{MAX})} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

上記の式の第 1 項はデバイス内の  $I^2R$  損失、第 2 項はスイッチング損失を表します。定数  $k = 1.7$  は、ゲート駆動電流に反比例する経験的な係数であり、電流の逆数の次元を持っています。

$\rho_T$  の項は MOSFET の  $R_{DS(ON)}$  の温度係数に相当し、通常は  $0.4\%/^{\circ}C$  です。図 14 に、標準的なパワー MOSFET の正規化された  $R_{DS(ON)}$  の温度に対する変化を示します。

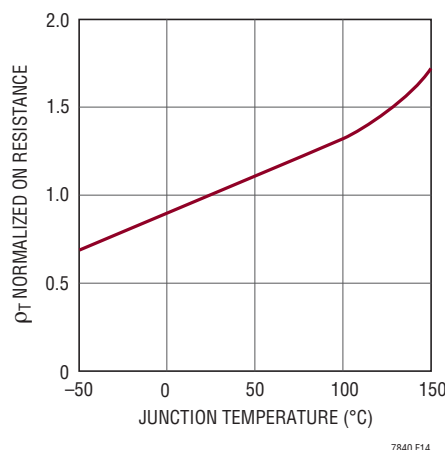


図 14. パワー MOSFET の正規化された  $R_{DS(ON)}$  と温度

パワー MOSFET で消費される既知の電力から、次式を使ってジャンクション温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P_{FET} \cdot R_{TH(JA)}$$

この式で使われている  $R_{TH(JA)}$  にはデバイスの  $R_{TH(JC)}$  およびケースから周囲温度までの熱抵抗 ( $R_{TH(CA)}$ ) が通常含まれます。次に  $T_J$  のこの値を反復計算に使用された元の仮定値と比べることができます。

伝導損失を減らすため、非常に小さな  $R_{DS(ON)}$  を持つパワー MOSFET を選択したくなります。しかし、その場合、全ゲート電荷量  $Q_G$  は大抵かなり大きく、スイッチング損失とゲート駆動損失を増加させます。スイッチング損失は出力電圧の 2 乗に比例して増加するため、出力電圧が小さいアプリケーションでは一般に MOSFET の伝導損失が大きくなり、出力電圧が大きいアプリケーションでは一般に MOSFET のスイッチング損失が大きくなります。出力電圧が大きい場合、最大効率通常  $R_{DS(ON)}$  が大きく  $Q_G$  が小さい MOSFET を使うことで得られます。各種 MOSFET の性能を比較するために、上記の式を 2 つの要素 (伝導とスイッチング) に簡単に分け、スプレッドシートに入力することもできます。

## アプリケーション情報

## 電流制限の設定

LTC7840は、チャンネル1とチャンネル2の電流コンパレータの最大検出電圧を調整するためにそれぞれILIM1ピンとILIM2ピンを備えています。ILIMピンからは10 $\mu$ Aの高精度電流が流れ出します。SGNDへの抵抗でILIMピンの電圧を設定することで、ピーク電流検出閾値を75mV未満の任意の電圧に設定できます。別の方法として、0.5V未満のDC電圧をILIMピンに印加しても最大電流検出閾値を調整できます。ILIMピンをフローティングにするか、ILIMピンに0.5Vを上回る電圧を印加すると、電流コンパレータの最大検出電圧は75mVに設定されます。

最大負荷電流より30%大きい電流制限値を選んだ昇圧コンバータの場合、MOSFETと検出抵抗のピーク電流は次の式で表されます。

$$I_{SW(MAX)} = I_{R(SENSE)} = \frac{1}{n} \cdot \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{1.3 \cdot I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

検出抵抗の値は、次のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{V_{SENSE(MAX)} \cdot n \cdot (1 - D_{MAX})}{1.3 \cdot \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot I_{O(MAX)}}$$

ここでも、係数nは使用相数、 $\chi$ はインダクタのパーセント表示のリップル電流を表します。「1.3」は、電流制限が最大負荷電流 $I_{O(MAX)}$ をどれだけ上回るかを示す係数です。例えば、電流制限が最大負荷電流を50%上回る必要がある場合、係数の1.3を1.5に置き換えます。

検出抵抗で消費される平均電力は、次のように簡単に計算できます。

$$P_{R(SENSE)} = \left(\frac{1.3 \cdot I_{O(MAX)}}{n \cdot (1 - D_{MAX})}\right)^2 \cdot R_{SENSE} \cdot D_{MAX}$$

この式は、検出抵抗が温度係数を持たないものと仮定しています。無視できない温度係数を持つ抵抗を選んだ場合、最も厳しい条件の最大抵抗値をこの式に代入します。

抵抗の温度は次の式を使って計算できます。

$$T_D = T_A + P_{R(SENSE)} \cdot R_{TH(JA)}$$

## 出力ダイオードの選択

効率を最大にするには、順方向の電圧降下が小さく、逆方向のリーク電流が小さな高速スイッチング・ダイオードが必要です。昇圧コンバータの出力ダイオードは、スイッチのオフ時間中に電流を流します。ダイオードが耐える必要がある逆方向ピーク電圧は、レギュレータの出力電圧と同じです。通常動作の順方向電流の平均値は出力電流と等しく、ピーク電流は次の式で与えられるピーク・インダクタ電流と同じです。

$$I_{IN} = \frac{I_{OUT} \cdot V_{OUT}}{V_{IN}}$$

平均ダイオード電流は出力電流と同じですが、デューティ・サイクルが非常に大きい(低 $V_{IN}$ から高 $V_{OUT}$ を生成する)アプリケーションでは、ピーク・ダイオード電流は平均ダイオード電流の数倍の高さになることがあります(図15参照)。この場合、ダイオード・メーカーのデータシートを調べ、ピーク電流定格が上記の式のピーク電流を上回っていることを確認します。また、ダイオードでの消費電力を計算する場合、平均出力電流ではなくピーク電流で測定した順方向電圧( $V_F$ )の値を使います。過剰な電力はダイオードの直列抵抗で消費されます。この式で平均出力電流と順方向電圧を使った場合、この過剰な消費電力が考慮されません。この過剰な消費電力はダイオードの電流定格、パッケージ・タイプ、放熱方法を定める際に重要です。

## アプリケーション情報

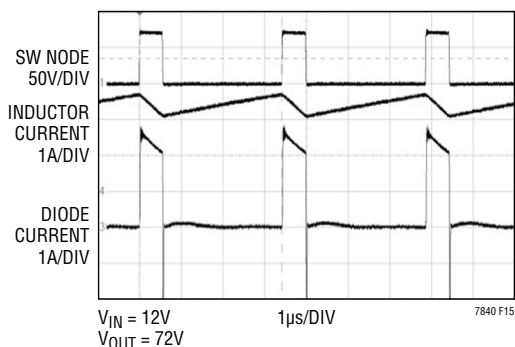


図15. 高デューティ・サイクル・アプリケーションのダイオード電流波形

近似的に、ダイオードの電力損失は次の式で表されます。

$$P_D = I_{D(\text{PEAK})} \cdot V_{F(\text{PEAK})} \cdot (1 - D_{\text{MAX}})$$

ダイオードのジャンクション温度は次のとおりです。

$$T_J = T_A + P_D \cdot R_{\text{TH}(JA)}$$

この式で使われる  $R_{\text{TH}(JA)}$  には、デバイスの  $R_{\text{TH}(JC)}$  および基板温度から筐体内の周囲温度までの熱抵抗が通常含まれます。適切なダイオードの選択と回路性能の検証が完了したら、熱設計が適切であることを確認するために、温度プローブまたは赤外線カメラを使い全動作条件にわたってパワー部品の温度を測定します。

また、過剰なリングングと電力損失の増加を防止するため、ダイオードのリード長が短くなっており、スイッチ・ノードが適切にレイアウトされていることを確認します。

## 出力コンデンサの選択

昇圧コンバータ・アプリケーションの適切な出力コンデンサの組み合わせを選択する場合、ESR (等価直列抵抗)、ESL (等価直列インダクタンス) およびバルク容量が与える影響について考慮する必要があります。図16に、代表的な昇圧コンバータの出力電圧リップル波形に対するこれらのパラメータの影響を示します。

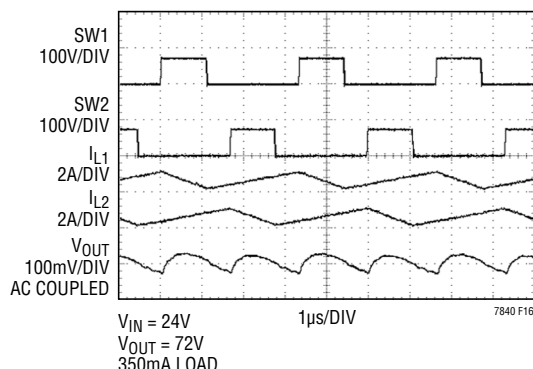


図16. 昇圧コンバータのスイッチング波形

部品の選択は、(出力電圧のパーセンテージで表した)最大許容リップル電圧と、このリップルをESRステップと充放電  $\Delta V$  の間でどのように分割するかを検討から始めます。簡略化のため、最大出力リップルとして2%を選択し、ESRステップと充放電  $\Delta V$  の間で等分します。このパーセント表示のリップルは、アプリケーションの条件に応じて変化しますが、以下に示す式は簡単に手直しすることができます。

多相動作の主な利点は、昇圧ダイオードが出力コンデンサに供給する電流のピーク値を低減できることです。その結果、出力コンデンサのESR条件は緩和されます。全リップル電圧への影響が1%の場合、出力コンデンサのESRは次式を使って求めることができます。

$$ESR_{\text{COUT}} \leq \frac{0.01 \cdot V_{\text{OUT}}}{I_{D(\text{PEAK})}}$$

ここで、

$$I_{D(\text{PEAK})} = \frac{1}{n} \cdot \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{O(\text{MAX})}}{1 - D_{\text{MAX}}}$$

係数  $n$  は相数、係数  $\chi$  はインダクタのパーセント表示のリップル電流を表します。

## アプリケーション情報

バルク容量(全出力リップルへの影響は1%と仮定します)については、必要な最小容量は次の式で概算されます。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0.01 \cdot n \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

多くの設計で、必要なESRを得るためにあるタイプのコンデンサを使い、バルク容量を満足させるために別のタイプのコンデンサを使うことが必要になります。例えば、低ESRセラミック・コンデンサを使うとESRステップを最小限に抑えることができます。他方、電解コンデンサを使うと必要なバルク容量を得ることができます。

出力コンデンサの電圧定格は、コンデンサの最高温度を考慮するための十分なデレーティングを行った状態で、最大出力電圧より大きい必要があります。

出力コンデンサのリップル電流は方形波であるため、コンデンサのリップル電流要件はデューティ・サイクル、相数、最大出力電流で決まります。図17に、デューティ・サイクルの関数として正規化された出力コンデンサ・リップル電流を示します。出力コンデンサのリップル電流定格を選択するため、最初に、出力電圧と入力電圧範囲に基づいてデューティ・サイ

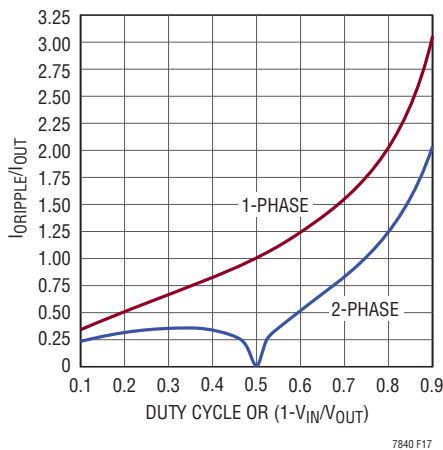


図17. 昇圧コンバータの正規化された出力コンデンサ・リップル電流(RMS)

クル範囲を決めます。図17に関して、最大負荷電流のパーセンテージで表した、最も厳しい条件の正規化された最大リップル電流を選択します。

出力リップル電流は、出力電圧に並列接続された各種コンデンサの間で分担されます。セラミック・コンデンサ(特にX5RとX7R)は一般に低ESRとして知られていますが、これらのコンデンサは比較的大きな電圧係数を持っています。従って、全リップル電流がセラミック・コンデンサを流れるものと仮定するのは危険です。大きなバルク容量を持つという理由でアルミ電解コンデンサが一般に選ばれますが、これらは比較的大きなESRを持っています。結果的に、リップル電流の一部がこのコンデンサを流れることになります。あるコンデンサの実効値定格を上回るリップル電流が流れ込むと、そのコンデンサは発熱して、実効的な容量が減少し、その信頼性に悪影響を及ぼします。上記の式を使って出力コンデンサの構成を決定した後、熱的性能に問題がないことを検証するために、個々のコンデンサのケース温度を測定します。

### 入力コンデンサの選択

昇圧コンバータの入力コンデンサの電圧定格は最大入力電圧を余裕をもって上回る必要があります。セラミック・コンデンサは過電圧状態には比較的耐えることができますが、アルミ電解コンデンサはそうではありません。入力コンデンサに過度のストレスを与える可能性のある過電圧トランジェントに関して、入力電圧の特性を必ず評価してください。

入力コンデンサの値は信号源インピーダンスの関数で、一般に、信号源インピーダンスが高いほど必要な入力容量が大きくなります。必要な入力容量の大きさは、デューティ・サイクルの影響を大きく受けます。高いデューティ・サイクルで動作する大出力電流アプリケーションは、DC電流とリップル電流の両方の点で、入力電源に大きな負担を負わせることがあります。

多相昇圧コンバータの入力リップル電流は連続しており、2つ以上のインダクタで分担されるため、(出力リップル電流と比較して)相対的に小さくなります。一方で、特に高デュー

## アプリケーション情報

ティ・サイクルのアプリケーションでは、入力コンデンサに大きなストレスがかかる可能性があります。図 18 に、次の式で表される正規化された入力リップル電流を示します。

$$I_{\text{NORM}} = \frac{V_{\text{IN}}}{L \cdot f}$$

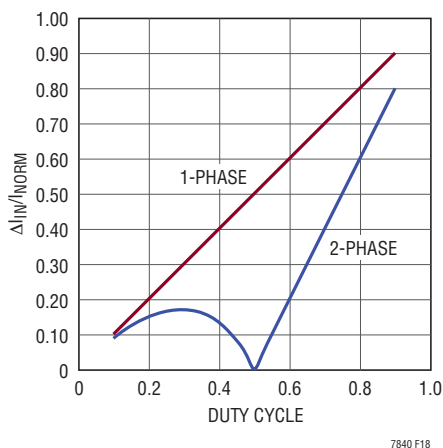


図 18. 正規化されたピークtoピーク入力リップル電流

### ソフト・スタート(SSピン)コンデンサの選択

LTC7840は、過電流の場合にシステムを保護するため、ヒカップ・モードを備えています。ヒカップ・モードのタイミングはソフトスタート・コンデンサの放電によって設定されるため、SSピンとSGNDの間に0.1μF以上のコンデンサを接続する必要があります。起動時に、SSピンから10μAの電流が流れ出し、ソフトスタート・コンデンサを充電します。ヒカップ・モードは、SSピンの電圧が1.32V (1.2V内部リファレンスより10%高い)に上がるまで無効です。適切に設定されたシステムの場合、出力の帰還電圧はSSピンの電圧に追従し、やがて1.2Vに達します。この瞬間、コンバータの出力電圧はレギュレーション目標値に達し、システムは定常状態に入ります。目標出力電圧が高い場合、または負荷が重い場合、ソフトスタート・コンデンサを大きくしてSSピン電圧の上昇速度を遅くする必要があります。さもないと、コンバータの出力電圧はSSピン電圧の変化に追従できません。その一方で、

システムは最大電流制限で動作し続けます。この状況を、コントローラは過電流イベントと見なします。SSピンの電圧が1.32Vに達すると、ヒカップ・モードを有効にし、出力電圧が目標値に達していなくてもコンバータをスリープモードに遷移させます。この場合、システムは正常には起動できません。

### 負荷過渡応答の確認

レギュレータのループ応答は、負荷電流の過渡応答を調べることで確認できます。スイッチング・レギュレータは、DC(抵抗性)負荷電流のステップに反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 $V_{\text{OUT}}$ は $\Delta I_{\text{LOAD}} \cdot (\text{ESR})$ に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESRは $C_{\text{OUT}}$ の等価直列抵抗です。更に、 $\Delta I_{\text{LOAD}}$ により $C_{\text{OUT}}$ の充放電が始まって帰還誤差信号が発生し、レギュレータを強制的に電流変化に適応させて $V_{\text{OUT}}$ を定常値に回復させます。この回復期間に、安定性に問題があることを示す過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか、 $V_{\text{OUT}}$ をモニタすることができます。

$I_{\text{TH}}$ ピンを備えているので、制御ループの動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通したクロズドループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立上がり時間、およびセトリングは、クロズドループ応答を正確に反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相余裕やダンピング・ファクタは、このピンに現れるオーバーシュートのパーセンテージを使用して概算できます。このピンの立上がり時間を調べるにより、帯域幅も概算できます。

$I_{\text{TH}}$ の直列 $R_C \cdot C_C$ フィルタにより、支配的なポール - ゼロ・ループ補償が設定されます。昇圧およびフライバック・コンバータの伝達関数は、十分な位相余裕を確保するためにループ・クロスオーバー周波数を通常大幅に低減する必要があります。RHP(右半平面)ゼロを含みます。最終的なプリント回路基板のレイアウトが完了し、特定の出力コンデンサの種類と値が決まったら、 $R_C \cdot C_C$ フィルタの値は通常、過渡応答を最適化するために多少(推奨値の0.5~2倍)変更できます。実効的なESRとバルク容量はループのゲインと位相に大きく影響するため、出力コンデンサの構成は前もって選択し

## アプリケーション情報

ておく必要があります。最大負荷電流の20%~80%の出力電流パルス(立上がり時間 = 1 $\mu$ s~10 $\mu$ s)によって発生する出力電圧波形とI<sub>TH</sub>ピンの波形により、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができます。パワーMOSFETと負荷抵抗を出力コンデンサの両端に直接接続して、適切な信号発生器でゲートを駆動するのが、高速負荷ステップを作り出す実用的な方法です。出力電流のステップ変化によって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相余裕を決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、I<sub>TH</sub>ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。ループのゲインはR<sub>C</sub>を大きくすると増加し、ループの帯域幅はC<sub>C</sub>を小さくすると広がります。C<sub>C</sub>を減少させると同じ比率でR<sub>C</sub>を増加させるとゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリングの様子はクロズドループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。図19に、適切に補償された昇圧コンバータの負荷ステップ応答を示します。

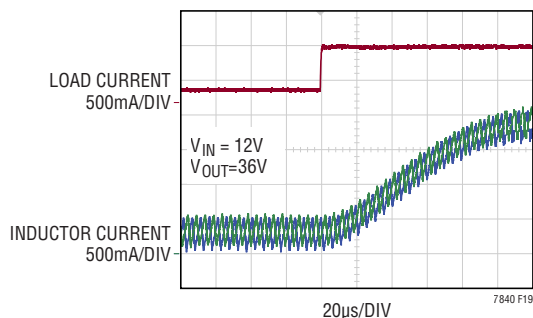


図19. 適切に補償された昇圧コンバータの負荷ステップ応答

## プリント回路基板レイアウトのチェックリスト

プリント回路基板をレイアウトするときには、以下のチェックリストを使用して本コンバータが正しく動作するようにします。

1. 低電力アプリケーションの場合、2層プリント回路基板で十分です。しかし、より大きい電力レベルの場合、多層プリント回路基板を推奨します。グランド・プレーンを使い、回路の下に適切に部品を配置することは、スイッチング・ノイズが動作に影響しないようにする最も簡単な方法です。
2. MOSFETとダイオードからの電力の放散を促進するために、パワー部品に最も近い層にグランド・プレーンを配置します。これらの部品からPCBへの熱の拡散を最大限に高めるために、MOSFETとダイオードのために電源プレーンを使います。
3. 全てのパワー部品を狭い領域に配置します。こうすることで大電流ループのサイズを最小限にします。検出抵抗、パワーMOSFET、昇圧ダイオード、出力コンデンサによって構成される高di/dtループはできるだけ小さく保ち、EMIを防止する必要があります。
4. 入力コンデンサ、出力コンデンサ、電流検出抵抗を、グランド・プレーンに接続されたパッド間の距離が最小になるように配置します。INTV<sub>CC</sub>、DRV<sub>CC</sub>、V<sub>IN</sub>のコンデンサをLTC7840のできるだけ近くに配置します。
5. DRV<sub>CC</sub>のデカップリング・コンデンサを、ICと同じ層の上でDRV<sub>CC</sub>ピンとPGNDピンのできるだけ近くに配置します。低ESR(X5Rまたはそれ以上の特性)の4.7 $\mu$ F~10 $\mu$ Fのセラミック・コンデンサを使う必要があります。
6. グラウンドに接続する全てのパッドには、グランド・プレーンへのローカル・ビアを使います。パワー部品には複数のビアを使います。

## アプリケーション情報

7. 小信号部品は、基板上の高周波数のスイッチング・ノードから離して配置します。LTC7840のピン配置は、部品配置を簡単にするために慎重に設計されています。全てのパワー部品は、全ての小信号部品から離して、ICの片側に配置できます。
8. パッケージ底面にある露出領域は、内部でSGNDに接続されています。
9. MOSFETも、検出抵抗と同じ基板層に配置する必要があります。MOSFETのソースは、短い幅広のPCBパターンを使って検出抵抗に接続する必要があります。
10. 出力抵抗分圧器は、下側の抵抗をVFBピンとSGNDの間に接続した状態で、ICのできるだけ近くに配置する必要があります。上側の抵抗を出力コンデンサの上側端子に接続するPCBパターンは、高周波数の全てのスイッチング・ノードから離す必要があります。
11. インダクタは、ピーク電流モード制御トポロジでは電流源のように動作するため、基板上での配置は高di/dt部品ほど重要ではありません。
12. SENSE<sup>+</sup>とSENSE<sup>-</sup>のPCBパターンは、検出抵抗までの間、最小間隔で互いに平行させて配線する必要があります。これらのパターンは、レイアウト内の高周波数の全てのスイッチング・ノードから離す必要があります。これらのPCBパターンも、寄生PCB抵抗での電圧降下による検出誤差を避けるため、検出抵抗のパッドの内側にケルビン接続する必要があります。
13. 検出抵抗とSENSE<sup>+</sup>およびSENSE<sup>-</sup>ピンの間に外付けRCフィルタを使う場合、これらのフィルタ部品はICのSENSE<sup>+</sup>およびSENSE<sup>-</sup>ピンのできるだけ近くに配置する必要があります。SENSE<sup>-</sup>ラインは、電流検出抵抗が接地されている点でのみグラウンドに接続されていることを確認します。
14. MOSFETのドレイン・ノード(SW1、SW2)は、敏感な小信号ノード(特に反対チャンネルの電流検出信号)から離して配置します。これらのSWノードは、グラウンドに対して1V/nsを超えるスルー・レートを持つことがあります。そのため、LTC7840の出力側に配置する必要があります。
15. デバイス端子間のドレイン - ソース電圧を個別に直接測定することで、パワーMOSFETへのストレスを確認します。MOSFETの最大電圧定格を超える可能性がある誘導性リングングに注意します。このリングングが回避できず、デバイスの最大定格を超える場合、より高い電圧定格のMOSFETを選択するか、スナバを使うことを検討します。
16. LTC7840を外部クロックに同期させる場合、ロジック・ゲート等の低インピーダンス源を使ってSYNCピンを駆動すると共に、リード線をできるだけ短くします。

## アプリケーション情報

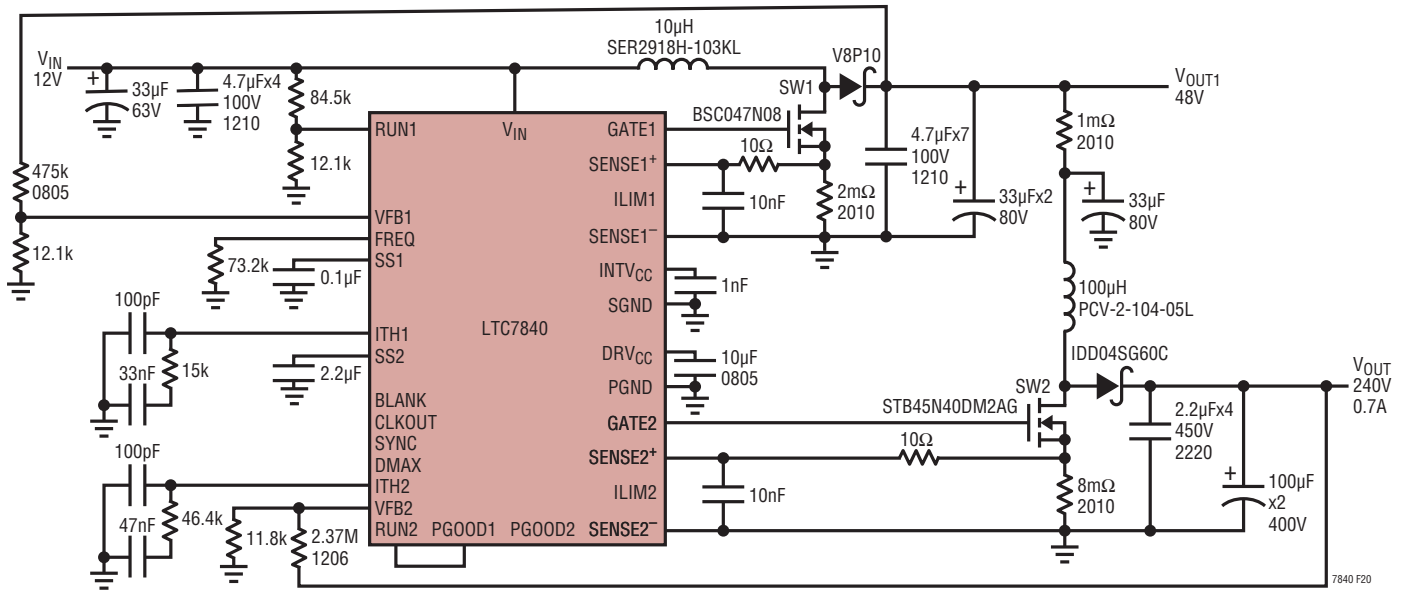


図20. 12V入力、240V/0.7A出力の2段昇圧コンバータ

### 設計例

図20に、2段昇圧コンバータを示します。LTC7840の2つのチャンネルがカスケード接続、すなわち、チャンネル1の出力がチャンネル2の入力に接続されています。チャンネル1の出力電圧は48V、チャンネル2の出力電圧は240Vです。チャンネル1の入力電圧範囲は9V~36Vです。チャンネル1の入力電圧が12Vの場合、チャンネル2の最大出力電流は0.7Aです。

1. デューティ・サイクル範囲は次のように計算できます。

$$D_{MAX1} = \left( \frac{V_{O1} + V_F - V_{IN1}}{V_{O1} + V_F} \right) = \left( \frac{48V + 0.5V - 12V}{48V + 0.5V} \right) = 75.3\%$$

$$D_{MIN1} = \left( \frac{48V + 0.5V - 36V}{48V + 0.5V} \right) = 25.8\%$$

$$D_{MAX2} = \left( \frac{V_{O2} + V_F - V_{O1}}{V_{O2} + V_F} \right) = \left( \frac{240V + 0.5V - 48V}{240V + 0.5V} \right) = 80\%$$

- 動作周波数を150kHz(周期は6.67µs)に選択します。図6から、FREQピンからSGNDへの抵抗は73.2kΩとします。
- チャンネル2の最大DC入力電流は次のように計算できます。

$$I_{IN2(MAX)} = \frac{I_{O2(MAX)}}{1 - D_{MAX2}} = \frac{0.7A}{1 - 0.8} = 3.5A$$

チャンネル1の最大DC入力電流は次のように計算できます。

$$I_{IN1(MAX)} = \frac{I_{O1(MAX)}}{1 - D_{MAX1}} = \frac{I_{IN2(MAX)}}{1 - D_{MAX1}} = \frac{3.5A}{1 - 0.753} = 14.17A$$

- リップル電流を40%に選ぶと、各インダクタのピーク電流は次のように計算できます。

$$I_{L1(PK)} = \left( 1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot I_{IN1(MAX)} = \left( 1 + \frac{0.4}{2} \right) \cdot 14.17A = 17A$$

$$I_{L2(PK)} = \left( 1 + \frac{\chi}{2} \right) \cdot I_{IN2(MAX)} = \left( 1 + \frac{0.4}{2} \right) \cdot 3.5A = 4.2A$$



## アプリケーション情報

5. インダクタのピークtoピーク・リップル電流は、次のように計算できます。

$$\Delta I_{L1} = 40\% \cdot I_{IN1(MAX)} = 0.4 \cdot 14.17A = 5.67A$$

$$\Delta I_{L2} = 40\% \cdot I_{IN2(MAX)} = 0.4 \cdot 3.5A = 1.4A$$

6. 従って、インダクタの値は、次のように計算できます。

$$L1 = \frac{V_{IN1}}{\Delta I_{L1} \cdot f} \cdot D_{MAX1} = \frac{12V}{5.67A \cdot 150kHz} \cdot 0.753$$

$$= 10.62\mu H$$

$$L2 = \frac{V_{IN2}}{\Delta I_{L2} \cdot f} \cdot D_{MAX2} = \frac{48V}{1.4A \cdot 150kHz} \cdot 0.8$$

$$= 183\mu H$$

7. 電流制限値を最大負荷電流より30%大きくする場合、インダクタの飽和電流定格は次の値を上回る必要があります。

$$I_{L1(SAT)} \geq 1.3 \cdot I_{L1(PK)} = 1.3 \cdot 17A = 22.1A$$

$$I_{L2(SAT)} \geq 1.3 \cdot I_{L2(PK)} = 1.3 \cdot 4.2A = 5.46A$$

許容できるリップルで高い効率を得るため、チャンネル1のインダクタの選択値は10 $\mu$ Hであり、製品番号はSER2918H-103KLです。このインダクタの飽和電流定格は28Aです。チャンネル2のインダクタの選択値は100 $\mu$ Hであり、製品番号はPCV-2-104-05Lです。

8. このアプリケーション向けに選択したチャンネル1のパワーMOSFETはInfineon製BSC047N08です。このMOSFETの $R_{DS(ON)}$ の代表値は $V_{GS} = 10V$ で3.9m $\Omega$ です。 $BV_{DSS}$ の最大定格は80V、最大連続ドレイン電流は100Aです。全ゲート電荷量の代表値は52nCです( $V_{GS} = 0V \sim 10V$ )。このアプリケーション向けに選択したチャンネル2のパワーMOSFETはSTMicroelectronics製STB45N40DM2AGです。このMOSFETの $R_{DS(ON)}$ の代表値は $V_{GS} = 10V$ で63m $\Omega$ です。 $BV_{DSS}$ の最大定格は400V、最大連続ドレイン電流は38Aです。全ゲート電荷量の代表値は56nCです( $V_{GS} = 10V$ )。

9. ICの全自己消費電流、ICの消費電力、最大ジャンクション温度は次のように概算されます。

$$I_{Q(TOT)} = I_Q + Q_{G1(TOT)} \cdot f + Q_{G2(TOT)} \cdot f$$

$$= 3mA + 52nC \cdot 150kHz + 56nC \cdot 150kHz$$

$$= 19.2mA$$

$$P_{DISS} = 12V \cdot 19.2mA = 230.4mW$$

$$T_J = 70^\circ C + 230.4mW \cdot 30^\circ C/W = 76.9^\circ C$$

10. 電流制限値を最大負荷電流より30%大きく設定する場合、スイッチ電流と検出抵抗電流のピーク値は次のように計算できます。

$$I_{SW1(PK)} = I_{R1(PK)} = 1.3 \cdot I_{L1(PK)} = 1.3 \cdot 17A = 22.1A$$

$$I_{SW2(PK)} = I_{R2(PK)} = 1.3 \cdot I_{L2(PK)} = 1.3 \cdot 4.2A = 5.46A$$

11. LTC7840の最大電流検出閾値は75mVです(ILIM1およびILIM2ピンがフローティングの場合)。この閾値はデューティ・サイクル全体にわたって一定に保たれます。検出抵抗の値は次のように計算できます。

$$R_{SENSE1} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{SW1(PK)}} = \frac{75mV}{22.1A} = 3.4m\Omega$$

$$R_{SENSE2} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{SW2(PK)}} = \frac{75mV}{5.46A} = 13.7m\Omega$$

このアプリケーションの場合、チャンネル1に2m $\Omega$ の表面実装抵抗を使い、チャンネル2に8m $\Omega$ の表面実装抵抗を使っています。

12. 電流制限時の検出抵抗の消費電力は、次のとおりです。

$$P_{R1(SENSE)} = (1.3 \cdot I_{IN1(MAX)})^2 \cdot R_{SENSE1} \cdot D_{MAX1}$$

$$= (1.3 \cdot 14.17A)^2 \cdot 2m\Omega \cdot 0.753$$

$$= 0.51W$$

$$P_{R2(SENSE)} = (1.3 \cdot I_{IN2(MAX)})^2 \cdot R_{SENSE2} \cdot D_{MAX2}$$

$$= (1.3 \cdot 3.5A)^2 \cdot 8m\Omega \cdot 0.8$$

$$= 0.13W$$

## アプリケーション情報

13. 昇圧ダイオードの平均電流は出力電流の半分です。

$$I_{D1} = \frac{I_{O1(MAX)}}{2} = \frac{3.5A}{2} = 1.75A$$

$$I_{D2} = \frac{I_{O2(MAX)}}{2} = \frac{0.7A}{2} = 0.35A$$

14. 各昇圧ダイオードのピーク電流は次のとおりです。

$$I_{D1(PK)} = I_{L1(PK)} = 17A$$

$$I_{D2(PK)} = I_{L2(PK)} = 4.2A$$

チャンネル1用に選択したダイオードは Vishay General Semiconductor 製 V8P10 です。この表面実装ダイオードの 25°C での最大平均順方向電流は 8A であり、最大逆方向電圧は 100V です。最大順方向電圧 (順方向電流が 4A の場合) は 25°C で 0.522V、125°C で 0.466V です。チャンネル2用に選択したダイオードは Infineon 製 IDD04SG60C です。このダイオードの最大平均順方向電流は 4A (温度が 130°C 未満の場合)、最大逆方向電圧は 600V (25°C の場合)、最大順方向電圧 (順方向電流が 4A の場合) は 25°C で 2.1V、125°C で 2.8V です。

ダイオードの電力損失は次のように概算されます。

$$P_{D1} = I_{D1(PK)} \cdot V_{F1(PK)} \cdot (1 - D_{MAX1}) \\ = 17A \cdot 0.466V \cdot (1 - 0.753) = 1.96W$$

$$P_{D2} = I_{D2(PK)} \cdot V_{F2(PK)} \cdot (1 - D_{MAX2}) \\ = 4.2A \cdot 2.8V \cdot (1 - 0.8) = 2.35W$$

15. このアプリケーションでは2種類 (低ESRセラミック・コンデンサと大容量のアルミ電解コンデンサ) の出力コンデンサを並列接続しています。全リップル電圧への影響が 1% の場合、合成出力容量の最大 ESR は次のように概算されます。

$$ESR_{COUT1} \leq \frac{0.01 \cdot V_{OUT1}}{I_{D1(PK)}} = \frac{0.01 \cdot 48V}{17A} = 0.028\Omega$$

$$ESR_{COUT2} \leq \frac{0.01 \cdot V_{OUT2}}{I_{D2(PK)}} = \frac{0.01 \cdot 240V}{4.2A} = 0.57\Omega$$

バルク容量 (全出力リップルへの影響は 1% と仮定します) については、必要な最小容量は次の式で概算されます。

$$C_{OUT1} \geq \frac{I_{O1(MAX)}}{0.01 \cdot V_{OUT1} \cdot f} = \frac{3.5A}{0.01 \cdot 48V \cdot 150kHz} \\ = 48.6\mu F$$

$$C_{OUT2} \geq \frac{I_{O2(MAX)}}{0.01 \cdot V_{OUT2} \cdot f} = \frac{0.7A}{0.01 \cdot 240V \cdot 150kHz} \\ = 1.94\mu F$$

このアプリケーションの場合、低 ESR と適切なリップル電流定格を両立させるため、チャンネル 1 は 7 個のセラミック・コンデンサ (4.7μF、100V) と 2 個のアルミ電解コンデンサ (33μF、80V) を並列接続しています。チャンネル 2 は 4 個のセラミック・コンデンサ (2.2μF、450V) と 2 個のアルミ電解コンデンサ (100μF、400V) を並列接続しています。

## 標準的応用例

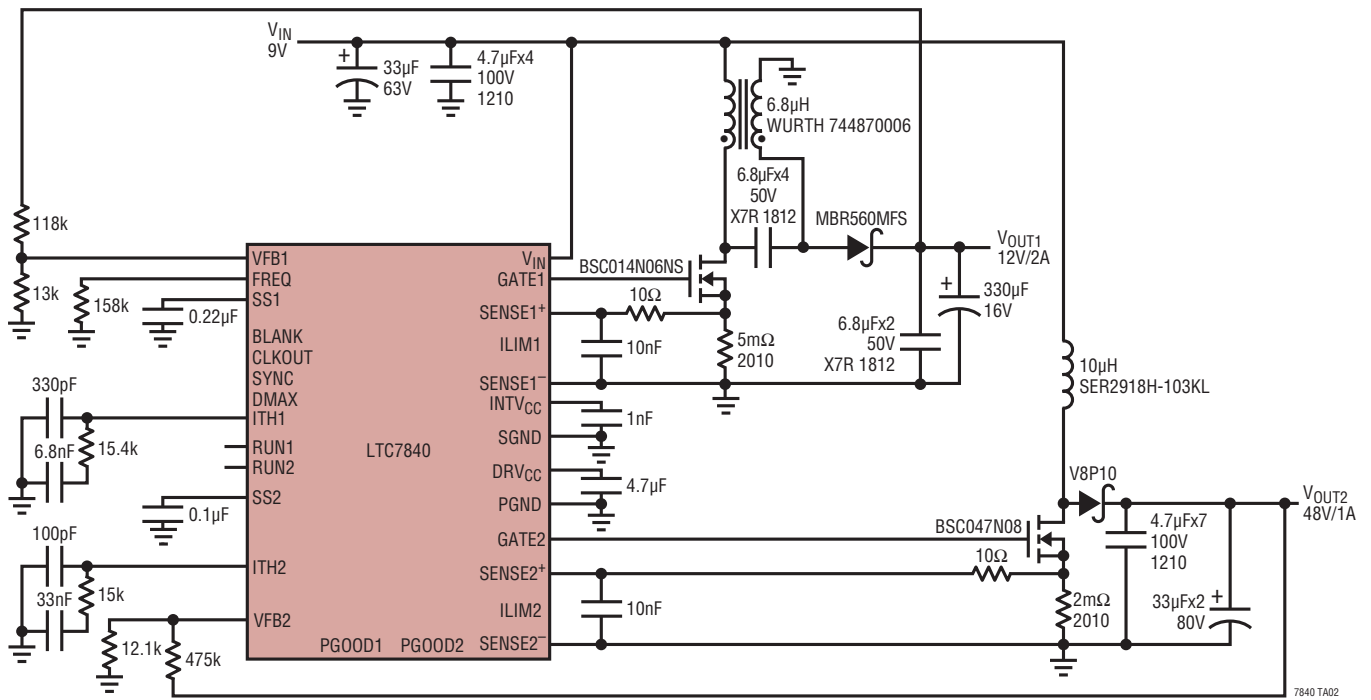
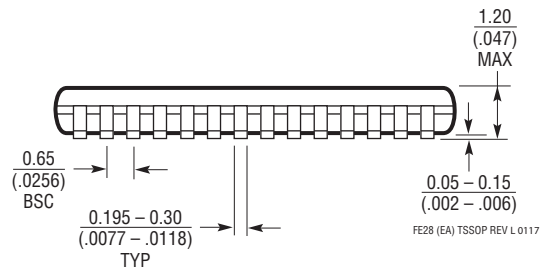
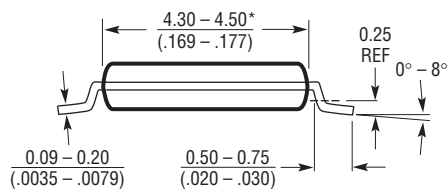
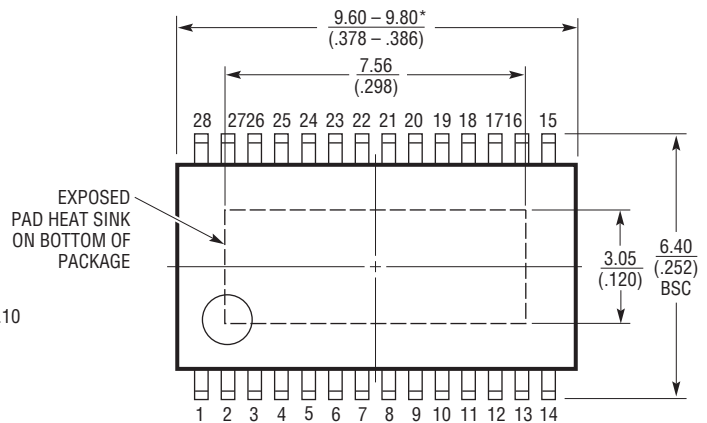
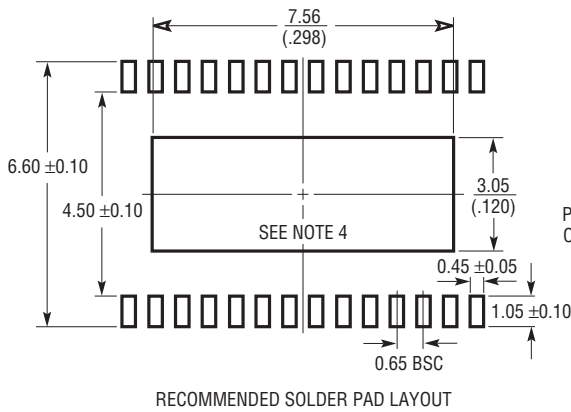


図21. デュアル出力 (12V/2A、48V/1A) コンバータ、チャンネル1はSEPIC、チャンネル2は昇圧コンバータとして構成

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



**注記:**

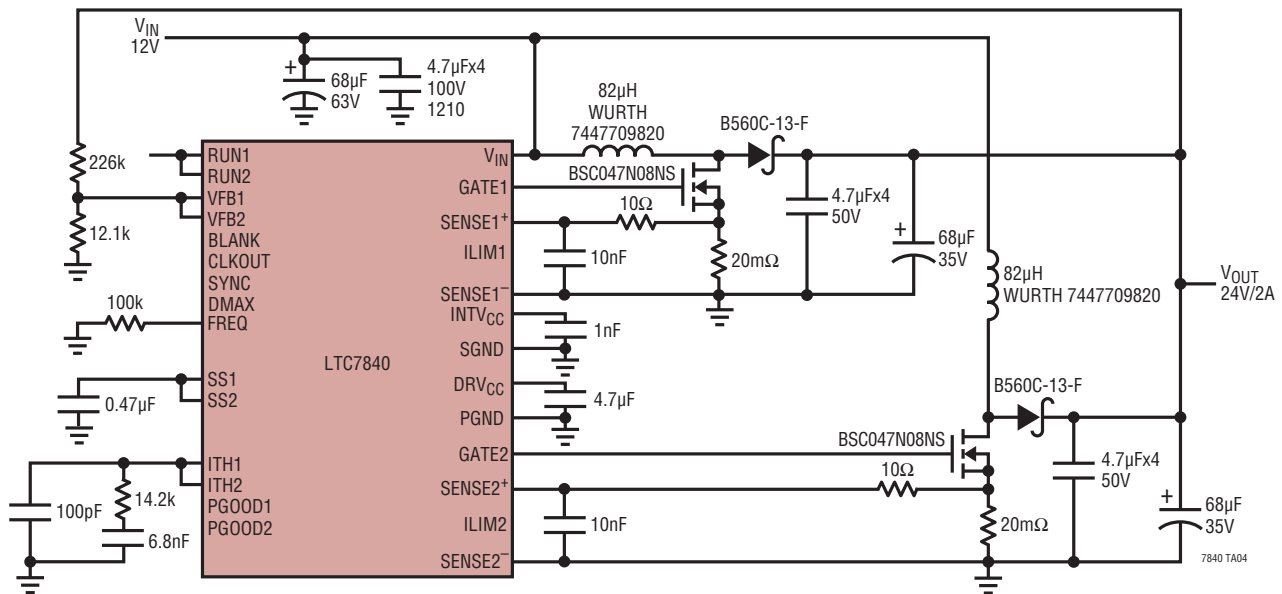
1. 標準寸法: ミリメートル
2. 寸法はミリメートル / (インチ)
3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ  
 \* 寸法にはピンのバリを含まない。ピンのバリは各サイドで 0.150mm (0.006") を超えないこと



## 標準的応用例

12V 入力、24V/2A 出力の 2 相昇圧コンバータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
<a href="#">LTC3788/LTC3788-1</a>	低IQのデュアル出力、多相同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.5V) ≤ VIN ≤ 38V、VOUT ≤ 60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、5mm × 5mm QFN-32、SSOP-28
<a href="#">LTC3787</a>	低IQのシングル出力、多相同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.5V) ≤ VIN ≤ 38V、VOUT ≤ 60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、4mm × 5mm QFN-28、SSOP-28
<a href="#">LTC3769</a>	低IQの60V、同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.3V) ≤ VIN ≤ 60V、VOUT ≤ 60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、4mm × 4mm QFN-24、TSSOP-20
<a href="#">LTC3784</a>	低IQの60Vシングル出力、多相同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は2.3V) ≤ VIN ≤ 60V、VOUT ≤ 60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、4mm × 5mm QFN-28、SSOP-28
<a href="#">LTC3862/LTC3862-2</a>	シングル出力、多相非同期整流式電流モード・ステップアップDC/DCコントローラ	4V ≤ VIN ≤ 36V、5Vまたは10Vのゲート駆動、固定動作周波数: 75kHz~500kHz、SSOP-24、TSSOP-24、5mm × 5mm QFN-24
<a href="#">LT3757/LT3758</a>	昇圧、フライバック、SEPICおよび反転コントローラ	2.9V ≤ VIN ≤ 40V/100V、固定動作周波数: 100kHz~1MHz、3mm × 3mm DFN-10およびMSOP-10E
<a href="#">LTC1871/LTC1871-1/LTC1871-7</a>	広い入力範囲、検出抵抗不要、低IQの昇圧、フライバック、SEPICコントローラ	2.5V ≤ VIN ≤ 36V、固定動作周波数: 50kHz~1MHz、MSOP-10
<a href="#">LTC7815</a>	低IQ、最大2.25MHz、トリプル出力の降圧/降圧/昇圧同期整流式DC/DCコントローラ	コールドクラック機能により全出力のレギュレーションを維持、4.5V (起動後は2.5V) ≤ VIN ≤ 38V、VOUT(BUCKS) ≤ 24V、VOUT(BOOST) ≤ 60V、IQ = 28µA
<a href="#">LTC3789</a>	高効率、同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	4V ≤ VIN ≤ 38V、0.8V ≤ VOUT ≤ 38V、SSOP-28、4mm × 5mm QFN-28、SSOP-28
<a href="#">LT8710</a>	出力電流制御回路を内蔵した同期整流式SEPIC/反転/昇圧コントローラ	4V ≤ VIN ≤ 80V、SSOP-28、TSSOP-20