

## 3V～80V、3A、高効率同期整流式降圧 DC/DC コンバータ

### 特長

- ソリューション・サイズとコストを低減
- ショットキー不要の同期整流動作
- 補償部品を内蔵
- セラミック・コンデンサのみを使用した  
小型レイアウトが可能
- 可変出力範囲 : 0.6V～ $V_{IN}$  の 90%
- 外部クロック同期を使用した可変周波数 :  
300kHz～1.5MHz
- IN ピンの対称配置で EMI に対応
- 4mm × 4mm 18 ピン FC2QFN パッケージ
- 消費電力を低減
  - ピーク効率 : 91% ( $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ )
  - スイッチング周波数変調 (SFM) モードで  
軽負荷効率が向上
  - 外部バイアス入力で効率が向上
- ダイ温度モニタリング
- 工業環境の悪条件下でも信頼性の高い動作
  - ヒップ・モードによる過負荷保護機能を内蔵
  - プログラマブルなソフトスタート
  - RESET/TJ ピンによる出力電圧モニタリング機能を内蔵
  - プログラム可能な EN/UVLO 閾値
  - CISPR32 (EN55032) クラス B の伝導エミッション  
および放射エミッションに準拠
  - 工業用の広い動作周囲温度範囲 : -40°C～+125°C／  
ジャンクション温度範囲 : -40°C～+150°C

### 概要

MAX17793 は、MOSFET を内蔵した高効率、高電圧の同期整流式降圧 DC/DC コンバータで、3V～80V の入力電圧範囲で動作します。本デバイスは、最大 3A の電流を供給し、0.6V から  $V_{IN}$  の 90% までの範囲で出力電圧を生成できます。

本デバイスは、強制パルス幅変調 (PWM) モードまたはスイッチング周波数変調 (SFM) モードの動作にデバイスをプログラムし、内部クロックを外部クロックに同期させるのに使用できる、MODE/SYNC ピンを備えています。本デバイスは、コンバータをオン／オフするのに必要な入力電圧をプログラムできる、イネーブル／入力低電圧ロックアウト (EN/UVLO) ピンを備えています。また、起動中の突入電流を抑制するソフトスタート (SS) ピンも備えています。更に、本デバイスは RESET/TJ ピンを備えており、これは出力電圧またはダイ温度の状況をモニタするのに使用できます。ダイ温度モニタにより、シリコン・ダイの温度を直接測定でき、理論的な推定に頼らずに、堅牢で信頼できる電源設計が可能になります。

### アプリケーション

- 産業用機器、アビオニクス（航空電子機器）、重機
- ファクトリ・オートメーションおよびビルディング・オートメーション
- モータ制御
- 汎用電源

### 簡略アプリケーション回路図

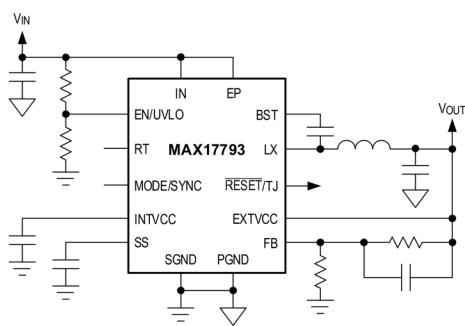


図 1. 標準アプリケーション回路

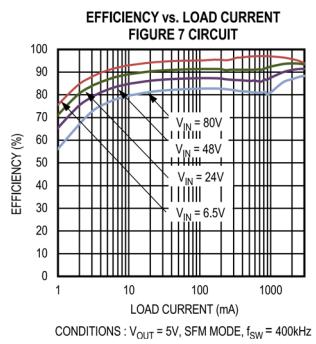


図 2. 効率と負荷電流の関係

## 改訂履歴

版数	改訂日	説明	改訂ページ
0	10/23	初版発行	-
1	12/23	電気的特性の表、過電流保護のセクション、標準アプリケーション回路における電流制限値およびスイッチング周波数の仕様を改訂	4, 5, 20, 27

## 仕様

表 1. 電気的特性

( $V_{IN} = 24V$ 、 $V_{EN/UVLO} = 24V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = V_{MODE/SYNC} = V_{EXTVCC} = 0V$ 、 $V_{FB} = 0.64V$ 、 $LX = SS = \overline{RESET}/TJ = R_{RT} =$ オーブン、 $V_{BST}$ と $V_{LX}$ の間の電圧 = 1.8V、 $T_A = -40^\circ C \sim 125^\circ C$ 。代表値は $T_A = +25^\circ C$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全て SGND 基準です。<sup>1)</sup>)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>INPUT SUPPLY (IN)</b>						
Input Voltage Range	$V_{IN}$		3		80	V
Input Shutdown Current	$I_{IN-SH}$	$V_{EN/UVLO} = 0V$ (Shutdown mode)		4.5	14	$\mu A$
No Load IN Pin Current (See <i>Figure 7</i> )	$I_{IN-SFM}$	$MODE/SYNC = Open, V_{IN} = 48V$		31		$\mu A$
	$I_{IN-PWM}$	$V_{MODE/SYNC} = 0V, V_{IN} = 48V$		12.5		mA
Input UVLO	$V_{IN\_UVLO\_R}$	$V_{IN}$ rising	2.7	2.8	2.9	V
	$V_{IN\_UVLO\_F}$	$V_{IN}$ falling	2.45	2.55	2.65	
<b>ENABLE/UNDERVOLTAGE LOCKOUT (EN/UVLO)</b>						
EN/UVLO Threshold	$V_{ENR}$	$V_{EN/UVLO}$ rising	1.22	1.25	1.28	V
EN/UVLO Threshold	$V_{ENF}$	$V_{EN/UVLO}$ falling	1.12	1.15	1.18	V
EN/UVLO Input Leakage Current	$I_{EN}$	$V_{EN/UVLO} = 0V, T_A = +25^\circ C$	-100	0	+100	nA
<b>LINEAR REGULATORS (INTVCC, EXTVCC)</b>						
INTVCC Output Voltage Range	$V_{INTVCC}$	$3 \leq V_{IN} \leq 80V, I_{INTVCC} = 1mA$	1.74	1.8	1.86	V
		$V_{IN} = 3V, 1mA \leq I_{INTVCC} \leq 20mA$	1.74	1.8	1.86	
		$2.35 \leq V_{EXTVCC} \leq 24V, I_{INTVCC} = 1mA$	1.74	1.8	1.86	
INTVCC Undervoltage Threshold	$V_{INTVCC\_UVR}$	$V_{INTVCC}$ rising	1.61	1.64	1.69	V
	$V_{INTVCC\_UVF}$	$V_{INTVCC}$ falling	1.545	1.58	1.625	
EXTVCC Voltage Range	$V_{EXTVCC}$		2.35		25.5	V
EXTVCC Switchover Threshold	$V_{EXTVCC\_UVR}$	$V_{EXTVCC}$ rising	2.25	2.3	2.35	V
	$V_{EXTVCC\_UVF}$	$V_{EXTVCC}$ falling	2.15	2.2	2.25	

( $V_{IN} = 24V$ 、 $V_{EN/UVLO} = 24V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = V_{MODE/SYNC} = V_{EXTVCC} = 0V$ 、 $V_{FB} = 0.64V$ 、 $LX = SS = \overline{RESET/TJ} = R_{RT} =$ オーブン、 $V_{BST}$ と $V_{LX}$ の間の電圧 = 1.8V、 $T_A = -40^\circ C \sim 125^\circ C$ 。代表値は $T_A = +25^\circ C$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全て SGND 基準です。<sup>1)</sup>)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>HIGH-SIDE AND LOW-SIDE MOSFETS</b>						
High-Side nMOS On-Resistance	$R_{DS-ONH}$	$I_{LX} = 1A$ , sourcing	80	150		$m\Omega$
Low-Side nMOS On-Resistance	$R_{DS-ONL}$	$I_{LX} = 1A$ , sinking	40	80		$m\Omega$
LX Leakage Current	$I_{LX\_LKG}$	$V_{IN} = 80V$ , $V_{LX} = (V_{PGND} + 1)V$ to $(V_{IN} - 1)V$ , $T_A = +25^\circ C$ , $V_{EN} = 0$	-5		+2	$\mu A$
<b>SOFT-START (SS)</b>						
Charging Current	$I_{SS}$	$V_{SS} = 0.3V$	4.6	5	5.35	$\mu A$
<b>FEEDBACK (FB)</b>						
FB Regulation Voltage	$V_{FB-REG}$		0.592	0.598	0.604	V
FB Input Bias Current	$I_{FB}$	$V_{FB} = 1V$ , $T_A = +25^\circ C$	-50		+50	nA
<b>MODE SELECTION AND EXTERNAL CLOCK SYNCHRONIZATION (MODE/SYNC)</b>						
MODE Threshold	$V_{M-SFM}$	SFM Mode	1.3			V
	$V_{M-PWM}$	PWM Mode		0.5		
SYNC Frequency Capture Range	$f_{SYNC}$	$f_{SW}$ set by $R_{RT}$ <sup>2)</sup>	1.1 x $f_{SW}$	1.4 x $f_{SW}$		kHz
SYNC High Pulse Width	$t_{SYNC\_H}$		100			ns
SYNC Low Pulse Width	$t_{SYNC\_L}$		100			ns
SYNC Threshold	$V_{IH}$		1.3			V
	$V_{IL}$			0.5		
<b>CURRENT LIMIT</b>						
Peak Current-Limit Threshold	$I_{PEAK-LIMIT}$		4.5	5.3	6.1	A
Valley Current-Limit Threshold	$I_{VALLEY-LIMIT}$	SFM Mode	0	70	200	$mA$
		PWM Mode	-2.4	-3	-3.45	A

( $V_{IN} = 24V$ 、 $V_{EN/UVLO} = 24V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = V_{MODE/SYNC} = V_{EXTVCC} = 0V$ 、 $V_{FB} = 0.64V$ 、 $LX = SS = \overline{RESET/TJ} = R_{RT} =$ オーブン、 $V_{BST}$ と $V_{LX}$ の間の電圧 = 1.8V、 $T_A = -40^\circ C \sim 125^\circ C$ 。代表値は $T_A = +25^\circ C$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全て SGND 基準です。<sup>1)</sup>)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>SWITCHING FREQUENCY (RT)</b>						
Switching Frequency	$f_{SW}$	$R_{RT} = 102k\Omega$	280	300	320	kHz
		$R_{RT} = 16.9k\Omega$	1330	1450	1570	
		$R_{RT} = \text{Open}$	370	400	430	
$V_{FB}$ Hiccup Threshold	$V_{FB-HICF}$	$V_{FB}$ falling	0.35	0.36	0.37	V
HICCUP Timeout		See Note <sup>3</sup>		130		ms
Minimum On-Time	$t_{ON-MIN}$			80	110	ns
Minimum Off-Time	$t_{OFF-MIN}$			130	150	ns
LX Dead Time	$LX_{DT}$			3		ns

#### OUTPUT VOLTAGE MONITOR AND DIE TEMPERATURE MONITOR (RESET/TJ)

RESET Output Level Low	$V_{RESETL}$	$I_{RESET} = 10mA$		0.6	V	
RESET Output leakage Current	$I_{RESETLKG}$	$T_A = T_J = 25^\circ C$ $V_{RESET} = 5V$		-50	50	nA
FB Threshold for RESET Deassertion	$V_{FB-OKR}$	$V_{FB}$ Rising	93.3	95	96.7	%
FB Threshold for RESET Assertion	$V_{FB-OKF}$	$V_{FB}$ Falling	90	91.7	93.3	%
RESET Delay after FB Reaches $V_{FB-OKR}$				2		ms
RESET/TJ Pin Voltage	$V_{T25}$	$T_A = +25^\circ C$ ; $\overline{RESET/TJ} = 20k\Omega$ connected to SGND	580	595	610	mV
RESET/TJ Pin Voltage Variation with respect to Die Temperature	$dV_{TJ}/dt$	25°C to 125°C		2		mV/°C

#### THERMAL SHUTDOWN (TEMPERATURE)

Thermal Shutdown Threshold		Temperature rising		165	°C
----------------------------	--	--------------------	--	-----	----

( $V_{IN} = 24V$ 、 $V_{EN/UVLO} = 24V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = V_{MODE/SYNC} = V_{EXTVCC} = 0V$ 、 $V_{FB} = 0.64V$ 、 $LX = SS = \overline{RESET}/TJ = R_{RT} =$ オープン、 $V_{BST}$ と $V_{LX}$ の間の電圧 = 1.8V、 $T_A = -40^{\circ}C \sim 125^{\circ}C$ 。代表値は $T_A = +25^{\circ}C$ での値です。特に指定のない限り、電圧は全て SGND 基準です。<sup>1)</sup>)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS/COMMENTS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Thermal Shutdown Hysteresis				20		°C

<sup>1)</sup> 電気的仕様は、 $T_A = +25^{\circ}C$ で製品テストをしています。動作温度範囲全体にわたる仕様は、設計および特性評価によって裏付けられています。

<sup>2)</sup> 許容される最大の外部クロック周波数は 1.5MHz です。

<sup>3)</sup> 詳細については、[過電流保護 \(OCP\) / ヒカップ・モード](#)のセクションを参照してください。

## 絶対最大定格

表 2. 絶対最大定格

PARAMETER	RATING
IN to PGND	-0.3V to +85V
EN/UVLO to SGND	-0.3 to ( $V_{IN} + 0.3V$ )
LX to PGND	-0.3V to ( $V_{IN} + 0.3V$ )
EXTVCC to SGND	-14V to +26.5V
BST to PGND	-0.3V to +87V
BST to LX	-0.3V to +2.2V
BST to INTVCC	-0.3V to +85V
FB, SS, INTVCC, RT to SGND	-0.3V to +2.2V
RESET/TJ, MODE/SYNC, to SGND	-0.3V to +6V
PGND to SGND	-0.3V to +0.3V
LX total RMS current	5A
Output Short-circuit duration	Continuous
Continuous Power Dissipation (Multilayer Board) ( $T_A = +70^\circ\text{C}$ , derate 52.6mW/°C above $+70^\circ\text{C}$ )	4210mW
Operating Temperature Range <sup>1</sup>	-40°C to 125°C
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Soldering Temperature (reflow)	+260°C

<sup>1</sup> ジャンクション温度が $+125^\circ\text{C}$ を超えると、動作寿命が短くなります。

## ピン配置およびピン機能の説明

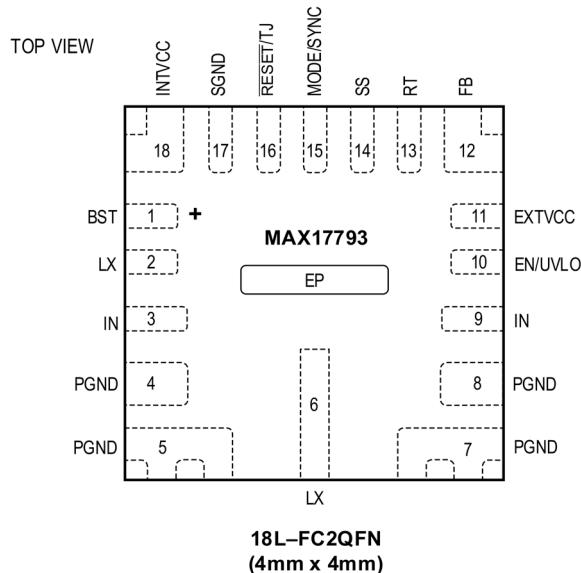


図 3. MAX17793 のピン配置

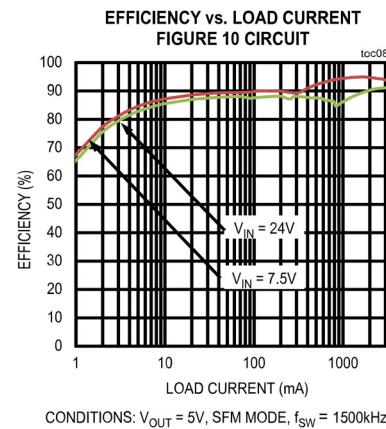
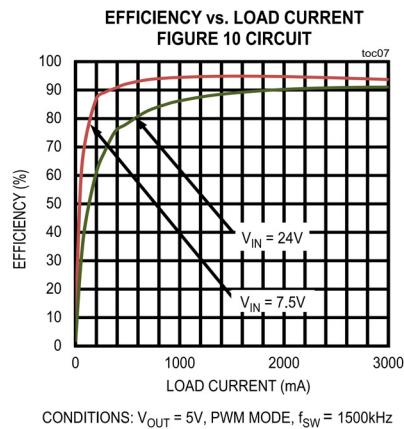
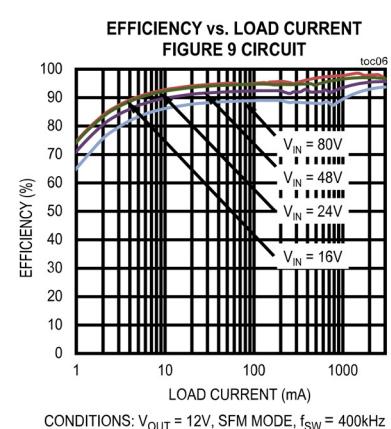
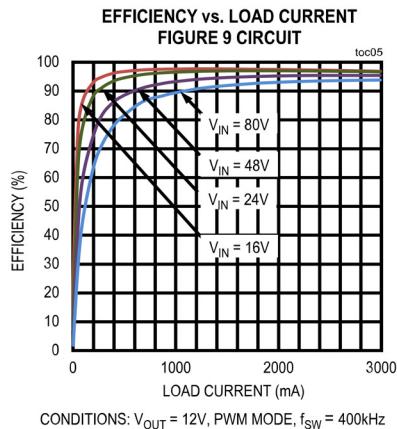
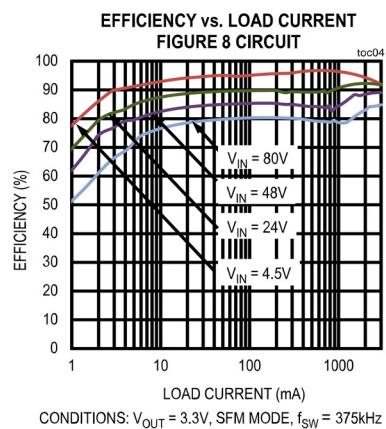
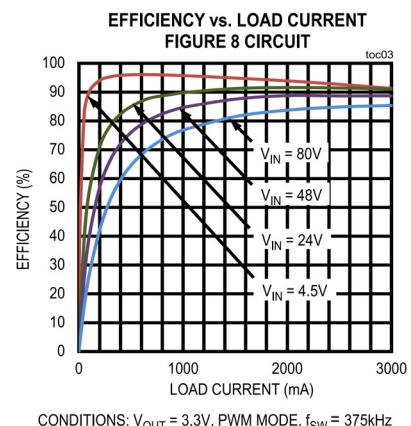
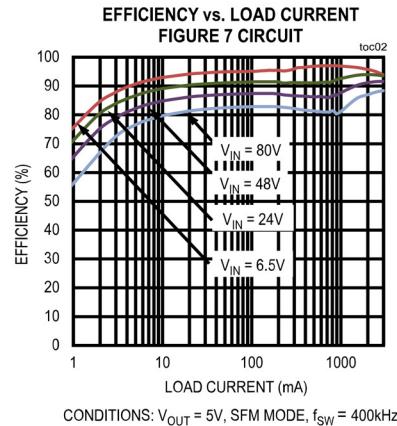
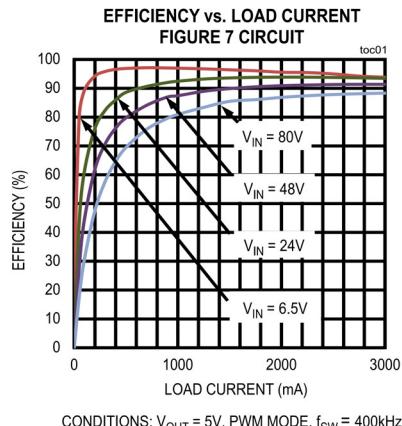
## 端子説明

ピン	名称	説明
1	BST	ブートストラップ・コンデンサ・ピン。BST と LX (2番ピン) の間に $0.1\mu\text{F}$ のセラミック・コンデンサを接続します。
2, 6	LX	スイッチング・ノード・ピン。LX (2番ピン) はブートストラップ・コンデンサの一端に接続します。LX (6番ピン) はインダクタのスイッチ側に接続します。
3, 9	IN	電源入力ピン。MAX17793 には、 $0.1\mu\text{F}$ の入力バイパス・コンデンサが 2つ必要です。1つは、IN (3番ピン) と PGND (4番、5番ピン) の間に配置する必要があります。もう1つは、IN (9番ピン) と PGND (7番、8番ピン) の間に配置する必要があります。これらのコンデンサは、MAX17793 のできるだけ近くに配置してください。入力コンデンサ ( $4.7\mu\text{F}$ を 2つ以上) は、入力電源配線パターンに沿って MAX17793 の近くに配置する必要があります。IN ピン (3番、9番) はプレーンを使用して EP に接続します。レイアウト例については、 <a href="#">MAX17793 評価用ボード</a> のユーザ・ガイドを参照してください。
4, 5, 7, 8	PGND	電源グランド・ピン。PGND 端子は電源グランド・プレーンに接続します。レイアウト例については、 <a href="#">MAX17793 評価用ボード</a> のユーザ・ガイドを参照してください。
10	EN/UVLO	イネーブル／低電圧ロックアウト・ピン。EN/UVLO ピンをハイにすると、本デバイスがイネーブルになります。IN ピンと SGND ピンの間にある抵抗分圧器の中央に接続して、本デバイスがオンになる入力電圧を設定します。ローに引き下げるとき、本デバイスがディスエーブルになります。
11	EXTVCC	EXT-LDO 用の外部バイアス入力。2.5V～24V の出力電圧範囲では、効率を向上させるため EXTVCC ピンをコンバータの出力電圧ノードに接続してください。 EXTVCC 機能を使用しない場合は、EXTVCC ピンを SGND ピンに接続します。詳細については、 <a href="#">リニア・レギュレータ (INTVCC および EXTVCC)</a> のセクションを参照してください。

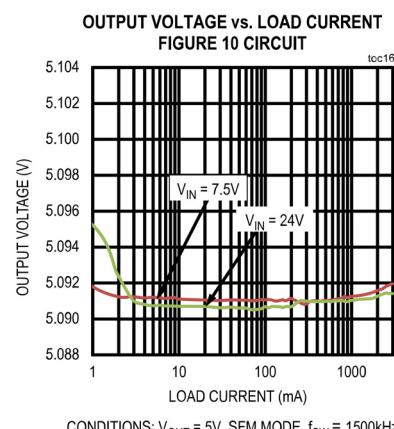
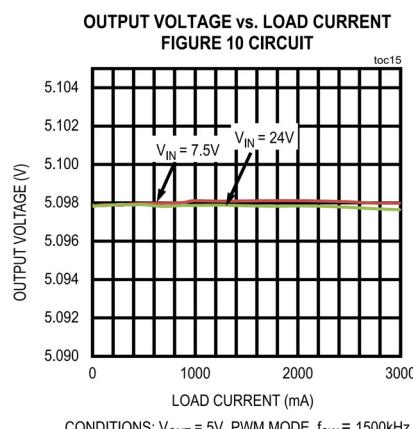
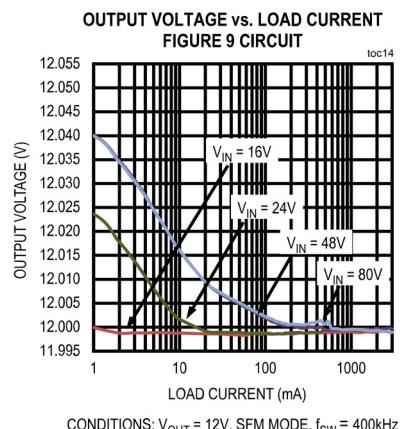
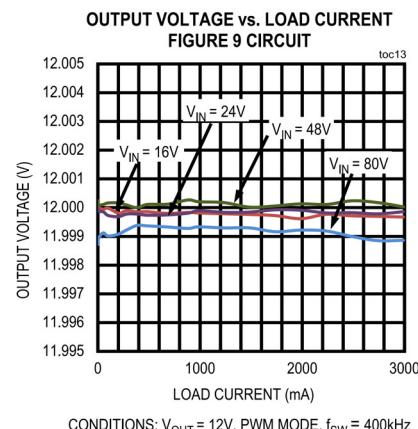
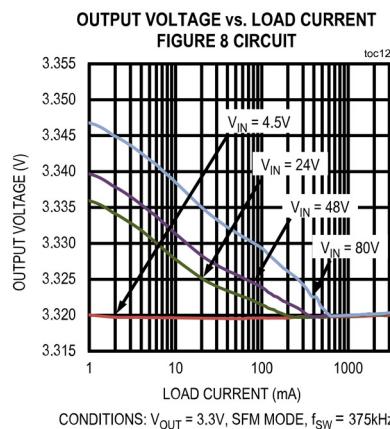
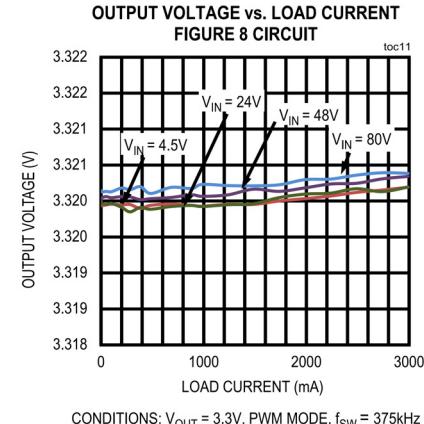
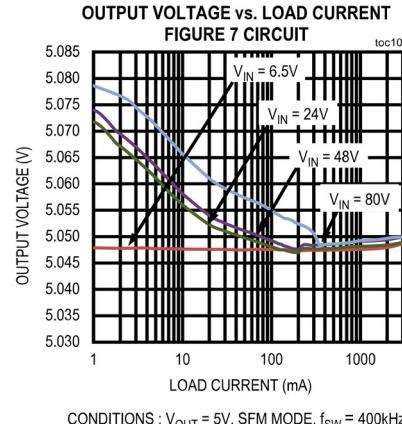
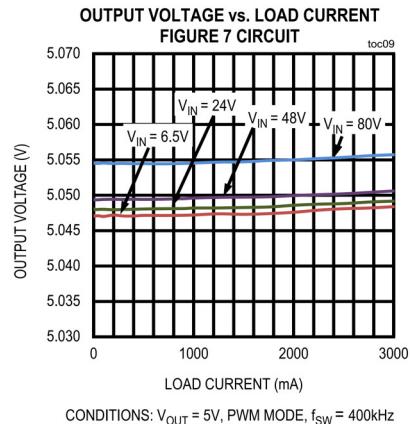
12	FB	フィードバック入力ピン。出力と SGND ピンの間にある外付け抵抗分圧器の中央ノードに FB ピンを接続して、出力電圧を設定します。詳細については、 <a href="#">出力電圧の調整</a> のセクションを参照してください。
13	RT	スイッチング周波数プログラミング用の入力ピン。RT ピンと SGND ピンの間に抵抗を接続して、コンバータのスイッチング周波数を 300kHz～1.5MHz の範囲で設定します。周波数がデフォルトの 400kHz では、RT ピンをオープンのままにします。詳細については、 <a href="#">スイッチング周波数 (RT) の設定</a> のセクションを参照してください。
14	SS	ソフトスタート入力ピン。SS と SGND の間にコンデンサを接続してソフトスタート時間を設定します。
15	MODE/SYNC	モード選択入力／外部クロック同期入力ピン。MODE/SYNC ピンで、本デバイスが PWM モードまたは SFM モードで動作するように設定します。MODE/SYNC を SGND に接続すると、どのような負荷でも定周波数 PWM モードで動作します。MODE/SYNC ピンをオープンにしておくと、軽負荷時に SFM モードで動作します。 MODE/SYNC ピンは、コンバータを外部クロックに同期させるために使用することもできます。詳細については、 <a href="#">モード選択および外部クロック同期 (MODE/SYNC)</a> のセクションを参照してください。
16	<u>RESET/TJ</u>	オープンドレイン・ステータス出力／ダイ温度モニタ出力ピン。このピンは、出力電圧の状態またはダイ温度をモニタするのに使用できます。この 2 つの機能は同時に使用できません。 出力電圧の状態は、プルアップ抵抗を介して <u>RESET/TJ</u> ピンを電源に接続するとモニタできます。 <u>RESET/TJ</u> 出力は、FB ノードの電圧がその設定値の 92%を下回るとローになります。 <u>RESET/TJ</u> は、FB がその設定値の 95%を超えた 2ms 後にハイになります。 ダイ温度は、 <u>RESET/TJ</u> ピンと SGND ピンの間に 20kΩ の抵抗を接続するとモニタできます。詳細については、 <a href="#">RESET出力およびダイ温度のモニタリング (RESET/TJ)</a> のセクションを参照してください。
17	SGND	信号グランド。
18	INTVCC	1.8V リニア・レギュレータの出力ピン。INTVCC と SGND の間に 2.2μF 以上のセラミック・コンデンサを接続します。このリニア・レギュレータは、INTVCC ピンにつながる外部負荷をサポートしません。
-	EP	内部で IN ピン（3 番、9 番）に接続された露出パッド。EP はプレーンを使用して PCB の IN ピンに必ず接続してください。レイアウト例については、MAX17793 評価用ボードのユーザ・ガイドを参照してください。

## 代表的な性能特性

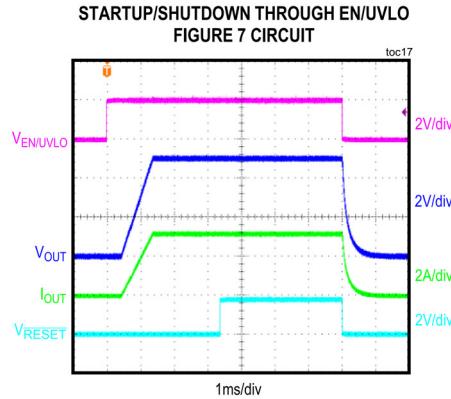
(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{EN/UVLO} = 48V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = 0V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{OUT}$ 、 $C_{BST} = 0.1\mu F$ 、 $C_{SS} = 8.2nF$ 、 $T_A = +25^\circ C$ です。)



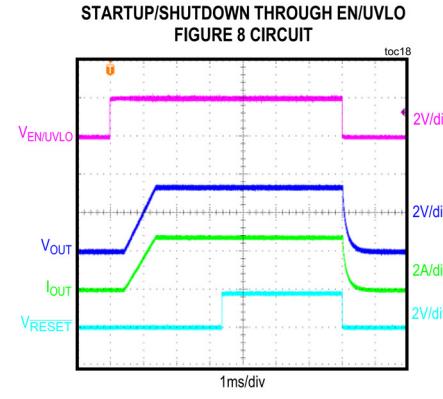
(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{EN/UVLO} = 48V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = 0V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{OUT}$ 、 $C_{BST} = 0.1\mu F$ 、 $C_{SS} = 8.2nF$ 、 $T_A = +25^\circ C$ です。)



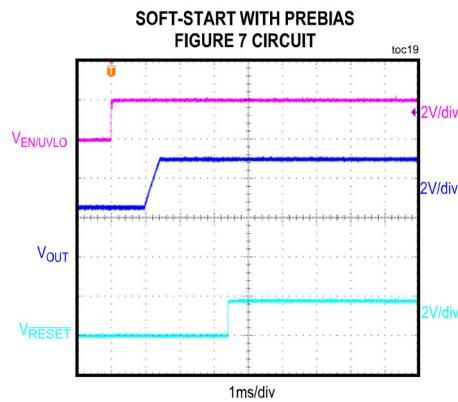
(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{EN/UVLO} = 48V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = 0V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{OUT}$ 、 $C_{BST} = 0.1\mu F$ 、 $C_{SS} = 8.2nF$ 、 $T_A = +25^\circ C$ です。)



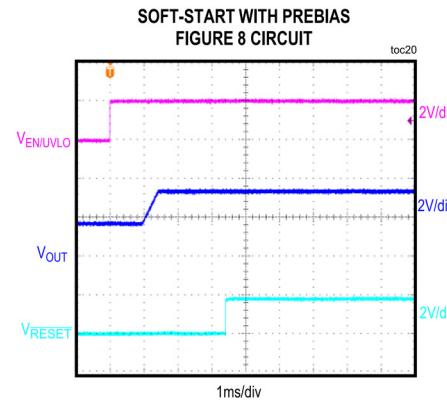
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ ,  $I_{OUT} = 3A$ , PWM MODE  
RESET/TJ IS PULLED UP TO  $V_{CC}$  WITH A  $10k\Omega$  RESISTOR



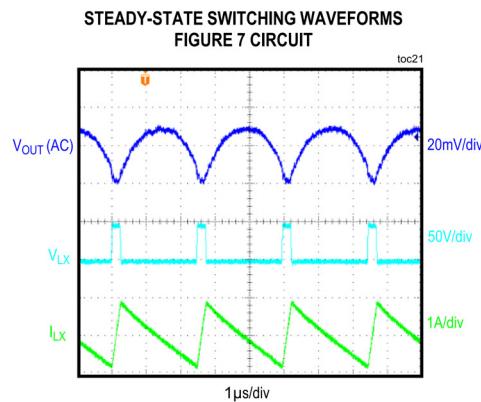
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $I_{OUT} = 3A$ , PWM MODE  
RESET/TJ IS PULLED UP TO  $V_{CC}$  WITH A  $10k\Omega$  RESISTOR



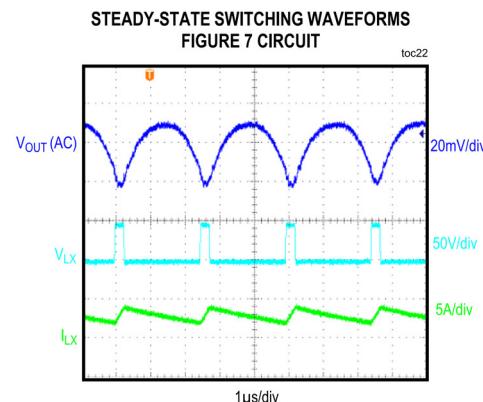
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ , NO LOAD, PWM MODE, PREBIAS = 2.5V  
RESET/TJ IS PULLED UP TO  $V_{CC}$  WITH A  $10k\Omega$  RESISTOR



CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ , NO LOAD, PWM MODE, PREBIAS = 1.65V  
RESET/TJ IS PULLED UP TO  $V_{CC}$  WITH A  $10k\Omega$  RESISTOR

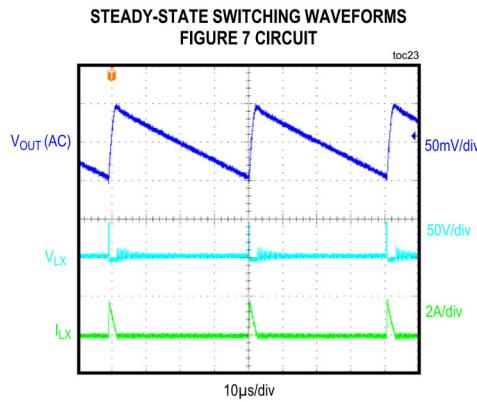


CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ , NO LOAD, PWM MODE

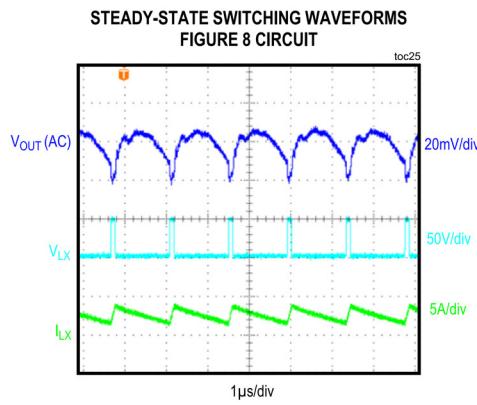


CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ ,  $I_{OUT} = 3A$ , PWM MODE

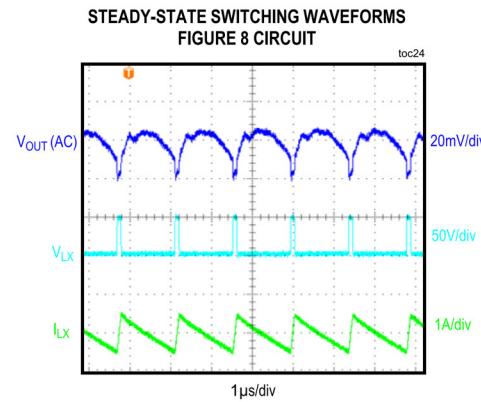
(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{EN/UVLO} = 48V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = 0V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{OUT}$ 、 $C_{BST} = 0.1\mu F$ 、 $C_{SS} = 8.2nF$ 、 $T_A = +25^\circ C$ です。)



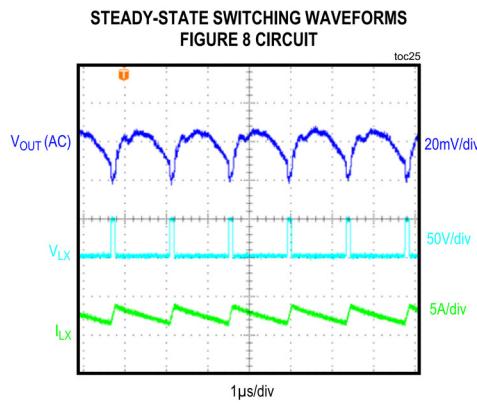
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ ,  $I_{OUT} = 0.05A$ , SFM MODE



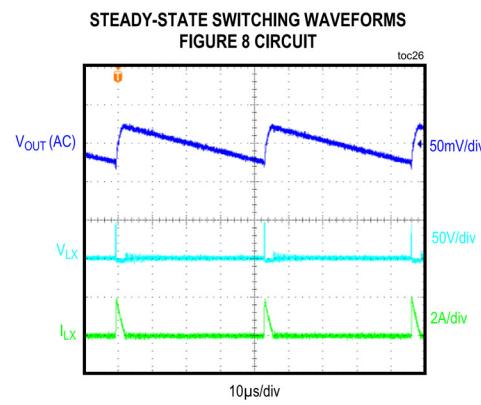
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $I_{OUT} = 3A$ , PWM MODE



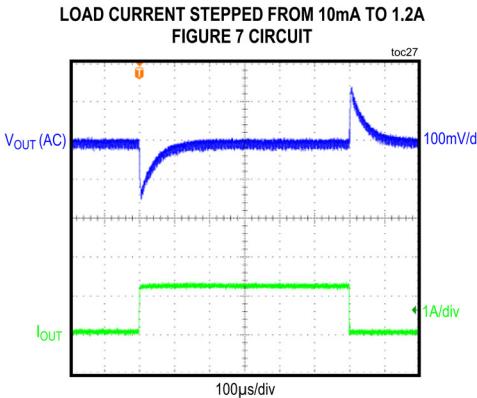
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ , NO LOAD, PWM MODE



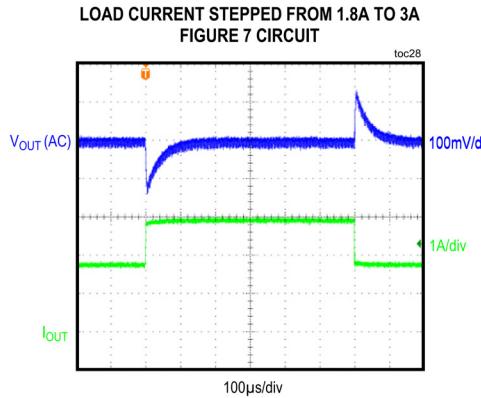
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $I_{OUT} = 3A$ , PWM MODE



CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ ,  $I_{OUT} = 0.05A$ , SFM MODE



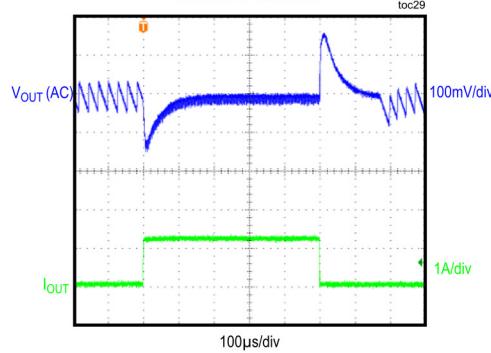
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ , PWM MODE



CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ , PWM MODE

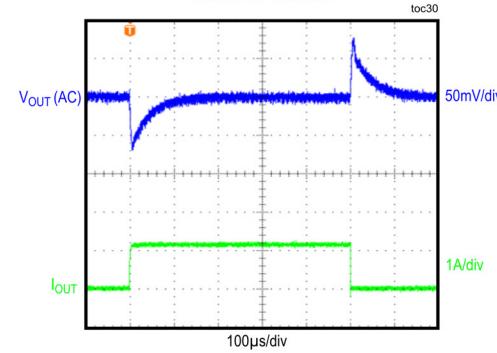
(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{EN/UVLO} = 48V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = 0V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{OUT}$ 、 $C_{BST} = 0.1\mu F$ 、 $C_{SS} = 8.2nF$ 、 $T_A = +25^\circ C$ です。)

LOAD CURRENT STEPPED FROM 100mA TO 1.2A  
FIGURE 7 CIRCUIT



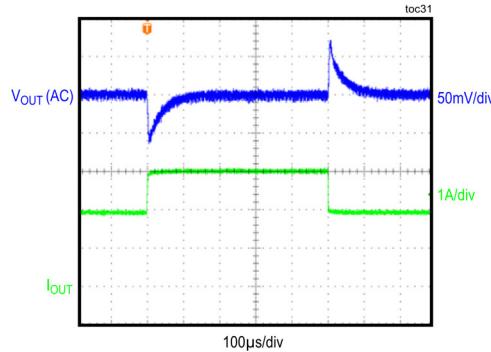
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ , SFM MODE

LOAD CURRENT STEPPED FROM 10mA TO 1.2A  
FIGURE 8 CIRCUIT



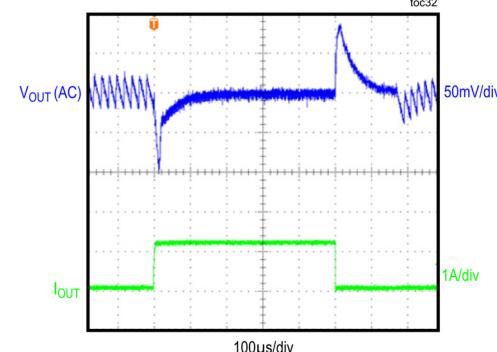
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ , PWM MODE

LOAD CURRENT STEPPED FROM 1.8A TO 3A  
FIGURE 8 CIRCUIT



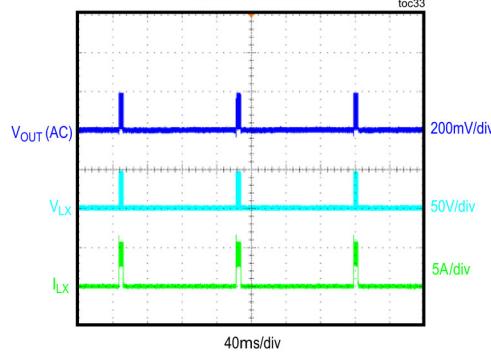
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ , PWM MODE

LOAD CURRENT STEPPED FROM 100mA TO 1.2A  
FIGURE 8 CIRCUIT



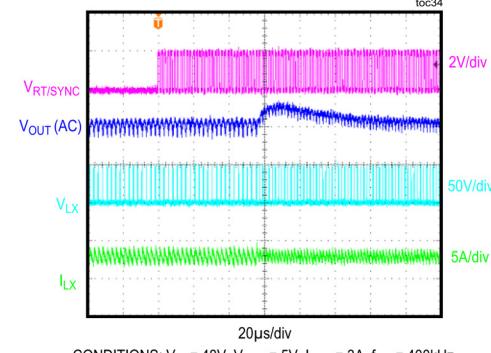
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 3.3V$ , SFM MODE

OVERLOAD PROTECTION  
FIGURE 7 CIRCUIT



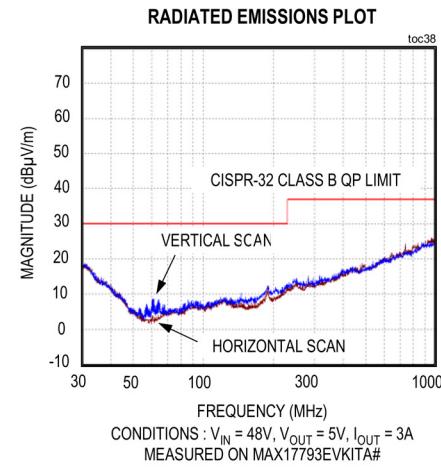
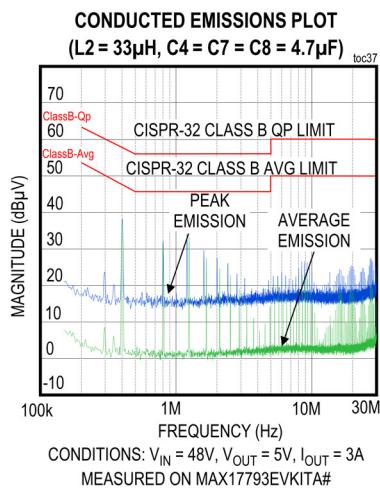
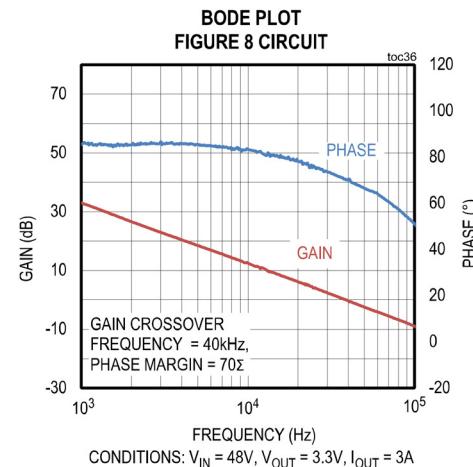
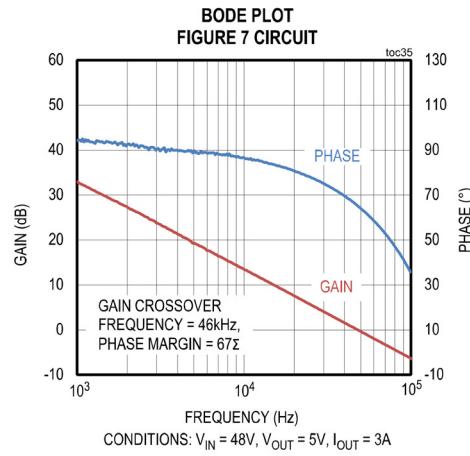
CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$

EXTERNAL CLOCK SYNCHRONIZATION  
FIGURE 7 CIRCUIT



CONDITIONS:  $V_{IN} = 48V$ ,  $V_{OUT} = 5V$ ,  $I_{OUT} = 3A$ ,  $f_{SW} = 400kHz$   
EXTERNAL CLOCK FREQUENCY = 560kHz

(特に指定のない限り、 $V_{IN} = V_{EN/UVLO} = 48V$ 、 $C_{INTVCC} = 2.2\mu F$ 、 $V_{SGND} = V_{PGND} = 0V$ 、 $V_{EXTVCC} = V_{OUT}$ 、 $C_{BST} = 0.1\mu F$ 、 $C_{SS} = 8.2nF$ 、 $T_A = +25^\circ C$ です。)



## 機能図

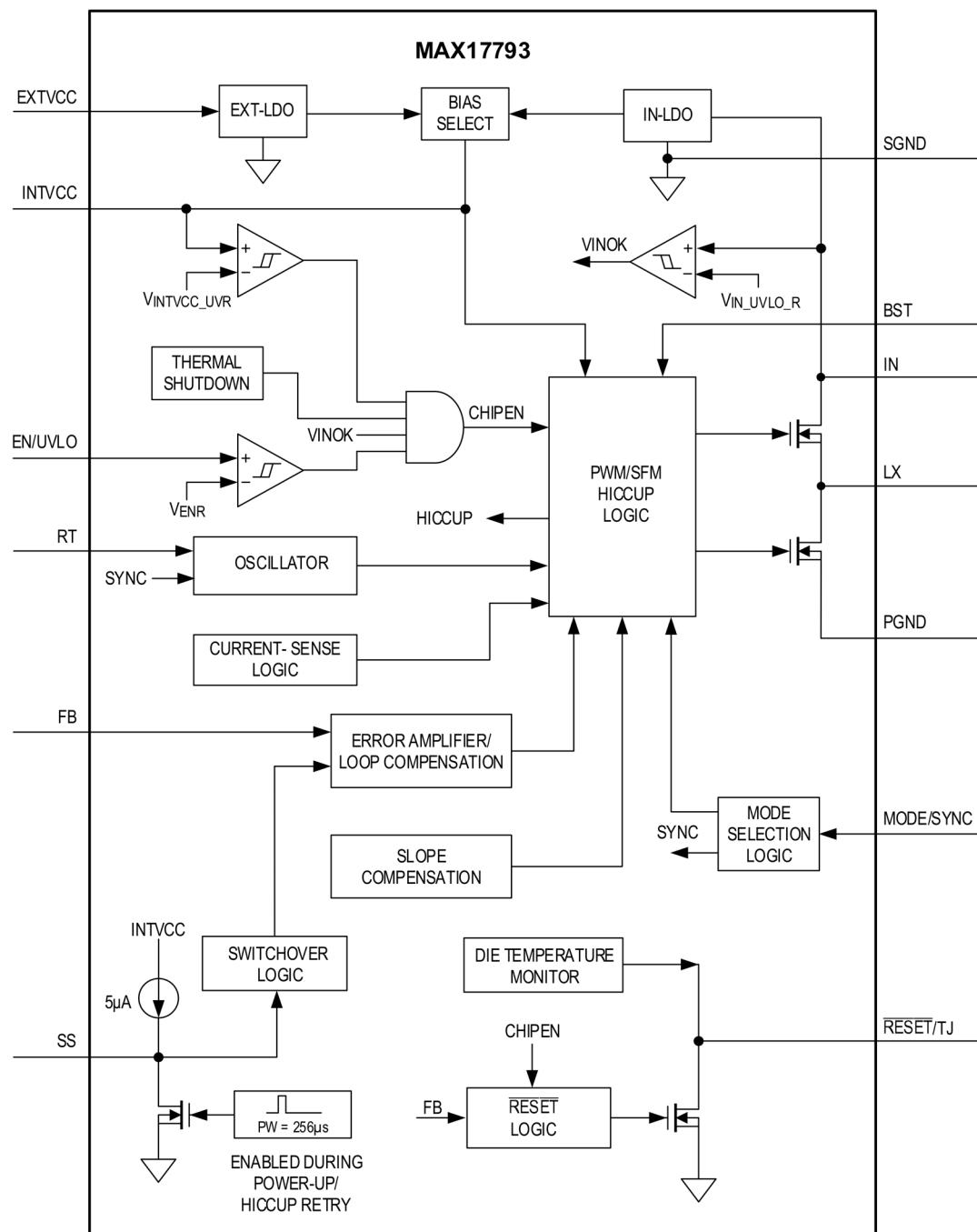


図 4. MAX17793 の機能図

## 詳細

MAX17793 は、MOSFET を内蔵した高効率、高電圧の同期整流式降圧 DC/DC コンバータで、3V～80V の入力電圧範囲で動作します。本デバイスは、最大 3A の電流を供給し、0.6V から  $V_{IN}$  の 90% までの範囲で出力電圧を生成できます。この出力電圧範囲にわたる補償機能を内蔵しているため、外付け補償部品は不要です。フィードバック電圧のレギュレーション精度は、-40°C～+125°C のジャンクション温度範囲にわたり ±1% です。

本デバイスは、ピーク電流モードの制御アーキテクチャを特徴としています。内蔵トランスコンダクタンス誤差アンプが内部のノードで積分誤差電圧を生成し、その電圧で、PWM コンバータ、ハイサイド電流検出アンプ、スロープ補償ジェネレータを使用してデューティ・サイクルを設定します。ハイサイド MOSFET は、クロックの各立上がりエッジでオンになり、適切もしくは最大のデューティ・サイクルに達するまで、またはピーク電流制限値が検出されるまで、オンのままになります。ハイサイド MOSFET がオンの間、インダクタ電流が増加してインダクタにエネルギーを蓄積し、出力にも電流を供給します。スイッチング・サイクルの残り期間では、ハイサイド MOSFET がオフになり、ローサイド MOSFET がオンになります。インダクタは、インダクタ電流が減少するにつれて、蓄積したエネルギーを放出し、出力に電流を供給します。

本デバイスは、強制パルス幅変調 (PWM) モードまたはスイッチング周波数変調 (SFM) モードの動作にデバイスをプログラムし、内部クロックを外部クロックに同期させるのに使用できる、MODE/SYNC ピンを備えています。本デバイスは、コンバータをオン／オフするのに必要な入力電圧をプログラムできる、イネーブル／入力低電圧ロックアウト (EN/UVLO) ピンを備えています。また、起動中の突入電流を抑制するソフトスタート (SS) ピンも備えています。更に、本デバイスは、出力電圧またはダイ温度の状況をモニタするのに使用できるRESET/TJ ピンを備えています。ダイ温度モニタにより、シリコン・ダイの温度を直接測定でき、理論的な推定に頼らずに、堅牢で信頼できる電源設計が可能になります。本デバイスは、最小オン時間が短く、最小オフ時間も短いため、既定のスイッチング周波数に対して、コンバータがより広い入力電圧範囲で動作できます。

## モード選択および外部クロック同期 (MODE/SYNC)

MAX17793 は、PWM モードおよび SFM モードの動作をサポートします。本デバイスは、MODE/SYNC ピンの設定に基づいて、プログラムしたモードの動作になります。MODE/SYNC ピンがロー (0.5V 未満) であれば、本デバイスはどのような負荷でも定周波数 PWM モードで動作します。MODE/SYNC ピンがオープンになって (1.3V を超えて) いれば、本デバイスは軽負荷時に SFM モードで動作します。本デバイスは、PWM モードと SFM モードの間をオンザフライでモード変更することもサポートします。MODE/SYNC ピンに状態遷移が発生すると、本デバイスは 40μs (代表値) の間待機し、40μs (代表値) 経過時に MODE/SYNC ピンの電圧に基づいて該当するモードに遷移します。

MODE/SYNC ピンは、本デバイスの内蔵発振器を 3 つのモード全ての動作で外部クロックに同期させるのに使用できます。外部クロック周波数は、 $f_{SW}$  の 1.1 倍から  $f_{SW}$  の 1.4 倍の範囲内にしてください。ここで、 $f_{SW}$  はプログラムされたスイッチング周波数です。MODE/SYNC ピンに外部クロックを印加した場合、40μs (代表値) の間に外部クロックの立上がりエッジが 8 個以上検出されると、本デバイスは PWM モードでのみ動作し、40μs (代表値) 経過時に内蔵発振器周波数は外部クロック周波数に変わります。外部クロックが除去されると、本デバイスは 40μs (代表値) の間、RT で設定された周波数で PWM モードの動作を続け、MODE/SYNC ピンの状態に基づくモードになります。外部クロックのロジック・ハイおよびロジック・ローのパルス幅は、100ns より長くする必要があります。

## PWM モードの動作

PWM モードでは、インダクタ電流が負になることも許容されます。PWM 動作は、どのような負荷でも定周波数で動作するため、スイッチング周波数に影響されやすいアプリケーションに役立ちます。しかし、PWM モードの動作は、SFM モード動作と比較すると、軽負荷時に効率が低くなります。

## SFM モードの動作

SFM モードでは、インダクタ電流が軽負荷時に不連続になります。SFM モードによって、軽負荷時に周波数を下げた動作となり、デバイスの休止が可能となって、効率を上げることができます。

軽負荷時には、インダクタのピーク電流が、ハイサイド MOSFET をオンにすることで、強制的に SFM ピーク電流 ( $I_{PK-SFM}$ ) に設定されます。インダクタ電流が  $I_{PK-SFM}$  に達した後、ハイサイド MOSFET はオフになり、ローサイド MOSFET はオンになります。

ローサイド MOSFET はインダクタ電流がゼロに達したときにオフになり、本デバイスはハイ・インピーダンス状態になります。その結果、出力電圧が設定電圧を上回ります。出力電圧が設定電圧まで低下すると、次のスイッチング・サイクルが始まります。結果として、スイッチング周波数は、負荷電流が減少するにつれて直線的に低下します。

本デバイスは、負荷が求めるインダクタのピーク電流が  $I_{PK-SFM}$  を下回り、かつインダクタのバレー電流が 32 回連続でスイッチング・サイクルの間にゼロに達すると SFM モードになります。本デバイスは、負荷が求めるインダクタのピーク電流が  $I_{PK-SFM}$  を超えると、SFM モードを終了します。

プログラムされたスイッチング周波数 ( $f_{sw}$ ) と、[インダクタの選択](#)のセクションで与えられた式に従うインダクタンスの場合、与えられた任意の入力電圧 ( $V_{IN}$ ) において、SFM ピーク電流 ( $I_{PK-SFM}$ ) は次のように計算されます。

$$I_{PK-SFM} \cong 1.86 - 1.6 \times \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) - 0.3 \times \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)^2$$

ここで、

$V_{OUT}$  = 出力電圧 (V) です。

負荷電流が  $I_{PK-SFM}$  の半分未満の場合、SFM モードにおける出力電圧リップル ( $\Delta V_{OUT-ripple}$ ) は次のように計算されます。

$$\Delta V_{OUT-ripple} = \frac{1}{2} \times \frac{L_{SEL} \times (I_{PK-SFM} - I_{OUT})^2}{C_{OUT\_SEL}} \times \left( \frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} + \frac{1}{V_{OUT}} \right)$$

ここで、

$I_{OUT}$  = 負荷電流 (A) 、

$C_{OUT\_SEL}$  = 選択された出力容量 (F) ([出力コンデンサの選択](#)のセクションで計算) 、

$L_{SEL}$  = 選択されたインダクタンス (H) ([インダクタの選択](#)のセクションで計算) 。

SFM モードでは、本デバイスがスイッチング・サイクルごとに 7.5 $\mu$ s を超えてハイ・インピーダンス状態になることが 8 回連続のスイッチング・サイクルで発生した場合、本デバイスは次のスイッチング・サイクルから休止モードになります。休止モードでは、本デバイスが 2 つの MOSFET スイッチング・サイクルの間にハイ・インピーダンス状態になるたびに、内部ブロックの大部分がオフになり、静止電流を最小限に抑えます。休止期間が 6.5 $\mu$ s 未満に減少すると、本デバイスは休止モードを終了します。

SFM モードでは、PWM モードと比較して軽負荷条件での効率が高くなります。しかし、軽負荷時にスイッチング周波数が減少するため、出力電圧リップルは PWM モードより大きくなります。出力容量は、必要な定常状態出力電圧リップルを実現するために調整されます。

## リニア・レギュレータ (INTVCC および EXTVCC)

MAX17793 は、INTVCC に電源を供給する低ドロップアウト・リニア・レギュレータを 2 つ内蔵しています (IN-LDO および EXT-LDO)。IN-LDO は IN ピンから、EXT-LDO は EXTVCC ピンから、それぞれ電源が供給されます。IN-LDO は、 $V_{IN}$  のパワーアップ時または EN/UVLO のパワーアップ時にイネーブルになります。これら 2 つのリニア・レギュレータの 1 つだけが、EXTVCC ピンの電圧に応じて動作します。パワーアップ時に、EXTVCC ピンの電圧が 2.3V ( $V_{EXTVCC\_UVR}$ ) より高い場合、プログラムされたソフトスタート時間の経過時に、IN-LDO から EXT-LDO への移行が発生します。EXT-LDO から INTVCC に電源を供給することで、オンチップの内部損失が低減し、入力電圧が高くなると効率が上がります。2.5V~24V の出力電圧範囲では、効率を向上させるため EXTVCC ピンをコンバータの出力電圧ノードに接続してください。典型的な INTVCC 出力電圧は 1.8V です。2.2 $\mu$ F の低 ESR セラミック・コンデンサを使用して、INTVCC を SGND にバイパスします。INTVCC は、内部ブロックとローサイド MOSFET ドライバに電源を供給し、外付けブートストラップ・コンデンサを充電します。

MAX17793 は、INTVCC の電圧が 1.64V ( $V_{INTVCC\_UVR}$ ) より高い場合に限りスイッチングを開始します。本デバイスは、INTVCC 電圧が 1.58V ( $V_{INTVCC\_UVF}$ ) を下回ると強制的にコンバータをオフにする低電圧ロックアウト回路を採用しています。パワーアップ/パワーダウン時のチャタリングは、65mV のヒステリシスを設けることで防止します。

コンバータの出力を EXTVCC ピンに接続するアプリケーションでは、出力がグランドに短絡した場合、通常の機能に影響を及ぼすことなく、EXT-LDO から IN-LDO への移行がシームレスに行われます。EXTVCC ピンを使用しない場合は SGND に接続します。

## スイッチング周波数 (RT) の設定

本デバイスのスイッチング周波数は、RT ピンと SGND の間に接続された抵抗を使用して、300kHz~1.5MHz の範囲でプログラムできます。スイッチング周波数 ( $f_{sw}$ ) は、次の式によって、RT ピンに接続された抵抗 ( $R_{RT}$ ) と関係があります。

$$R_{RT} \cong \frac{31914}{f_{sw}} - 4.36$$

ここで、 $R_{RT}$  の単位は k $\Omega$ 、 $f_{sw}$  の単位は kHz です。スイッチング周波数がデフォルトの 400kHz の場合は、RT ピンをオープンのままにします。いくつかの一般的なスイッチング周波数に対応する  $R_{RT}$  抵抗値については、表 3 を参照してください。

表 3. スイッチング周波数と  $R_{RT}$  抵抗の関係

Switching Frequency (kHz)	$R_{RT}$ Resistor (k $\Omega$ )
400	Open
300	102
400	75
1500	16.9

## 動作入力電圧範囲

所定の出力電圧設定に対する動作時の入力電圧の最小値と最大値は、次のように計算されます。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT} + I_{OUT(MAX)} \times (R_{DCR(MAX)} + R_{DS-ONL(MAX)})}{1 - f_{sw(MAX)} \times t_{OFF-MIN(MAX)}} + I_{OUT(MAX)} \times (R_{DS-ONH(MAX)} - R_{DS-ONL(MAX)})$$

$$V_{IN(MAX)} = \frac{V_{OUT}}{f_{SW(MAX)} \times t_{ON-MIN(MAX)}}$$

ここで、

$V_{OUT}$  = 出力電圧 (V) 、

$I_{OUT(MAX)}$  = 最大負荷電流 (A) 、

$R_{DCR(MAX)}$  = 最も厳しい条件でのインダクタの DC 抵抗 ( $\Omega$ ) 、

$f_{SW(MAX)}$  = 最も厳しい条件でのスイッチング周波数 (Hz) 、

$t_{OFF-MIN(MAX)}$  = 最も厳しい条件での最小スイッチ・オフ時間 (s) 、

$t_{ON-MIN(MAX)}$  = 最も厳しい条件での最小スイッチ・オン時間 (s) 、

$R_{DS-ONL(MAX)}$  および  $R_{DS-ONH(MAX)}$  = それぞれ最も厳しい条件でのローサイドおよびハイサイドの内蔵 MOSFET のオン抵抗 ( $\Omega$ ) です。

## 過電流保護 (OCP) / ヒカップ・モード

MAX17793 は堅牢な過電流保護 (OCP) 方式を備えており、これによって過負荷条件下および出力短絡条件下的デバイスを保護します。OCP 方式はインダクタ電流のヒステリシス制御を使用してデバイスを保護するため、インダクタ電流の暴走を防止します。ヒステリシス制御では、インダクタのピーク電流が内部ピーク電流制限値の 5.3A ( $I_{PEAK-LIMIT}$ ) を超えるたびに、ハイサイド MOSFET がオフになり、ローサイド MOSFET がオンになります。インダクタ電流が 2.36A 減少すると、ローサイド MOSFET はオフになり、ハイサイド MOSFET はオンになります。更に、ソフトスタートの完了後はいつでも、フォルト状態のために FB ノードの電圧が 0.36V ( $V_{FB\_HICF}$ ) を下回ると、ヒカップ・モードが作動します。

ヒカップ・モードでは、スイッチングを 130ms のヒカップ・タイムアウト期間の間一時停止することによってコンバータを保護します。ヒカップ・タイムアウト期間が終了すると、再度ソフトスタートが試みられます。過負荷条件下でソフトスタートを試みた場合、FB ノードの電圧が 0.41V を超えていなければ、本デバイスは、プログラムされたソフトスタート時間と 2ms の合計期間の間ヒステリシス制御を継続することに注意してください。ヒカップ・モードの動作により、出力短絡条件下で低消費電力が確保されます。

本デバイスはバレー電流保護方式を備えており、これによって PWM モードのデバイス自体を大きな負電流から保護します。強い外部出力バイアス条件下では、インダクタのバレー電流が -3A ( $I_{VALLEY-LIMIT}$ ) を下回ると、本デバイスはハイ・インピーダンス状態となり、両方の MOSFET がオフになり、インダクタ電流が 0A に達します。外部出力バイアスが取り除かれると、出力電圧がレギュレーション・ポイントを下回った場合、本デバイスはハイ・インピーダンス状態から復帰して、スイッチングを始めます。

## RESET出力およびダイ温度のモニタリング (RESET/TJ)

MAX17793 は RESET/TJ ピンを備えており、これを用いて出力電圧の状態またはダイ温度をモニタできます。この 2 つの機能は同時に使用できません。

コンバータの出力電圧の状態をモニタするために、オープン・ドレインの RESET/TJ 出力には、バイアス電源電圧への外付けプルアップ抵抗が必要です。RESET/TJ は起動中に、フィードバック電圧 ( $V_{FB}$ ) が 95% ( $V_{FB-OKR}$ ) を超えてから 2ms 遅れてハイ (ハイ・インピーダンス) になります。RESET/TJ は、 $V_{FB}$  が 92% ( $V_{FB-OKF}$ ) を下回るとローに引き下げられます。RESET/TJ は、サーマル・シャットダウン中または EN/UVLO ピンが 1.15V ( $V_{ENF}$ ) を下回った場合もローに引き下げられます。

ダイ温度をモニタするには、RESET/TJ と SGND の間に  $20\text{k}\Omega$  の抵抗を接続します。ダイ温度のモニタ機能は、出力電圧がその設定値の 95% ( $V_{FB-OKR}$ ) を超えた場合に限り機能します。サーマル・シャットダウン、VIN UVLO、および VCC UVLO のようなフォルト状態になると、このピンはローに引き下げられ、ダイ温度モニタリングはサポートされません。ダイ温度モニタリングは、SFM モードで休止中にもサポートされません。

単位が  $^{\circ}\text{C}$  のダイ温度 ( $T_J$ ) は次のように計算されます。

$$T_J = \frac{(V_{TJ} - V_{T25})}{(2 \times 10^{-3})} + 25$$

ここで、

$V_{TJ}$  はコンバータに負荷がかかっているときのRESET/TJ ピンの電圧で、単位は V です。

## プライバイス出力

MAX17793 がプライバイスされた出力から起動する場合、コンバータが出力から電流をシンクしないように、ハイサイドおよびローサイドの MOSFET が両方ともオフのままになります。MOSFET のスイッチングは、SS ピン ( $V_{SS}$ ) の電圧がフィードバック・ピン ( $V_{FB}$ ) の電圧を超えて初めて開始されます。その後、 $V_{FB}$  は  $V_{SS}$  に合わせてスムーズに  $V_{FB-REG}$  まで増加し、出力電圧がその目標値に達します。

## サーマル・シャットダウン保護

MAX17793 は、ジャンクション温度を制限するサーマル・シャットダウン保護を内蔵しています。本デバイスのジャンクション温度が  $+165^{\circ}\text{C}$  を超えると、オンチップのサーマル・センサがデバイスをシャットダウンして、デバイスが冷却されるようにします。本デバイスは、ジャンクション温度が  $20^{\circ}\text{C}$  下がるとソフトスタートを使用してオンになります。通常動作においてサーマル・シャットダウンが不必要に作動しないように、総消費電力を慎重に評価してください（消費電力のセクションを参照）。

## アプリケーション情報

### 入力コンデンサの選択

入力フィルタ・コンデンサは、電源から引き出されるピーク電流を抑制し、回路のスイッチングによって生じるノイズおよび入力の電圧リップルを低減します。入力コンデンサの実効値電流 ( $I_{RMS}$ ) の要件は、次の式で定義されます。

$$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} \times \frac{\sqrt{(V_{IN} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}}{V_{IN}}$$

ここで、 $I_{OUT(MAX)}$  は最大負荷電流です。

$I_{RMS}$  は、入力電圧が出力電圧の 2 倍 ( $V_{IN} = 2 \times V_{OUT}$ ) になったときに最大値を示します。したがって、次式が成立します。

$$I_{RMS(MAX)} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{2}$$

最適な長期信頼性を得るには、実効値入力電流での温度上昇が  $+10^{\circ}\text{C}$  未満となる入力コンデンサを選択します。入力には、高リップル電流に対応した低 ESR のセラミック・コンデンサを使用します。工業用アプリケーションには、温度安定性を理由に X7R コンデンサを推奨します。入力容量の計算には、次の式を使用します。

$$C_{IN} = \frac{I_{OUT(MAX)} \times D \times (1 - D)}{\eta \times f_{SW} \times \Delta V_{IN}}$$

ここで、

$D = V_{OUT}/V_{IN}$  (コンバータのデューティ比) 、

$f_{SW}$  = スイッチング周波数、

$\Delta V_{IN}$  = 許容入力電圧リップル、

$\eta$  = 効率です。

入力コンデンサを選択する際には、DC バイアス電圧に伴うセラミック・コンデンサの実際のディレーティングを考慮してください。ディレーティング曲線は、セラミック・コンデンサの主要メーカーであれば、どこからも入手可能です。

電源が本デバイスの入力から離れて配置されているアプリケーションでは、長くなった入力電力バスと入力セラミック・コンデンサとのインダクタンスによって生じる電位振動に対して必要なダンピングを施すために、セラミック・コンデンサと並列に適切な電解コンデンサを追加してください。

## インダクタの選択

本デバイスでの動作には、主要なインダクタ・パラメータを規定しなければなりません。インダクタンス値 (L) 、インダクタ飽和電流 ( $I_{SAT}$ ) 、DC 抵抗 ( $R_{DCR}$ ) の3つです。インダクタンス値は、スイッチング周波数および出力電圧によって次のように求まります。

$$L = \frac{0.55 \times V_{OUT}}{f_{SW}}$$

ここで、 $V_{OUT}$  および  $f_{SW}$  は公称値で、 $f_{SW}$  の単位は Hz です。この式で計算された値に最も近い値のインダクタを選択します。寸法が許容可能であり、かつ DC 抵抗が可能な限り低い低損失のインダクタを選択します。インダクタの飽和電流定格 ( $I_{SAT}$ ) は、 $I_{PEAK\_LIMIT}$  を超えた場合にしか飽和が起きないように十分高くしてください。

## 出力コンデンサの選択

工業用アプリケーションには、温度に対する安定性のために、X7R セラミック出力コンデンサを推奨します。このアプリケーションでは、出力コンデンサは通常、最大出力電流の 40% のステップ負荷に対応できる大きさであるため、出力電圧の変動が出力電圧の 3% に抑制されます。必要な最小出力容量は次のように計算できます。

$$C_{OUT1} = \frac{1}{2} \times \frac{I_{STEP} \times t_{RESPONSE}}{\Delta V_{OUT}}$$

$$t_{RESPONSE} \cong \frac{0.35}{f_C}$$

ここで、

$I_{STEP}$  = 負荷電流ステップ、

$t_{RESPONSE}$  = コントローラの応答時間、

$\Delta V_{OUT}$  = 許容可能な出力電圧変動、

$f_C$  = クローズドループの目標クロスオーバー周波数、

$f_{SW}$  = スイッチング周波数です。

500kHz 以下のスイッチング周波数では、 $f_C$  を  $f_{SW}$  の 1/9 とします。スイッチング周波数が 500kHz を超える場合は、 $f_C$  を 60kHz とします。

SFM モードにおいて、特定の負荷 ( $I_o$ ) で出力電圧リップル ( $\Delta V_{OUT-ripple}$ ) の仕様を満たすのに必要な最小出力容量は、次のように計算されます。

$$C_{OUT2} = \frac{1}{2} \times \frac{L_{SEL} \times (I_{PK-SFM} - I_0)^2}{\Delta V_{OUT-ripple}} \times \left( \frac{1}{V_{IN} - V_{OUT}} + \frac{1}{V_{OUT}} \right)$$

ここで、 $I_0$  は  $I_{PK-SFM}$  の半分以下です。 $I_{PK-SFM}$  の計算に関する詳細については、[SFM モードの動作](#) のセクションを参照してください。

出力容量は  $C_{OUT1}$  および  $C_{OUT2}$  のうち大きい方を選択します。出力コンデンサを選択する際には、DC バイアス電圧に伴うセラミック・コンデンサの実際のディレーティングを考慮してください。ディレーティング曲線は、セラミック・コンデンサの主要メーカーであれば、どこからも入手可能です。

## ソフトスタート・コンデンサの選択

MAX17793 は、突入電流を抑制する可変ソフトスタート動作を実装しています。SS ピンと SGND の間に接続されたコンデンサで、ソフトスタート時間をプログラムします。選択された出力容量 ( $C_{OUT\_SEL}$ ) および出力電圧 ( $V_{OUT}$ ) から、必要な最小ソフトスタート容量 ( $C_{SS}$ ) が次のように求まります。

$$C_{SS} \geq 33 \times 10^{-6} \times C_{OUT\_SEL} \times V_{OUT}$$

ここで、 $C_{OUT\_SEL}$  および  $C_{SS}$  の単位はファラッドです。

ソフトスタート時間 ( $t_{SS}$ ) は、次の式によって、SS に接続されたコンデンサ ( $C_{SS}$ ) と関係があります。

$$t_{SS} = \frac{C_{SS}}{8.33 \times 10^{-6}}$$

ここで、 $C_{SS}$  の単位はファラッド、 $t_{SS}$  の単位は秒です。例えば、1ms のソフトスタート時間をプログラムするには、SS ピンと SGND の間に 8.2nF のコンデンサを接続します。MAX17793 でプログラム可能なソフトスタート時間は最小で 1ms です。本デバイスは起動中に、設定された出力公称電圧の 95% に達するまで、可変スイッチング周波数で動作することに注意してください。

## 入力低電圧ロックアウト・レベルの設定

MAX17793 は、可変の入力低電圧ロックアウト・レベルを備えています。 $V_{IN}$  と SGND の間に接続された抵抗分圧器を用いて、本デバイスがオンになる電圧を設定します (図 5 を参照)。EN/UVLO ピンに分圧器の中央ノードを接続します。 $R_{UVL\_TOP}$  を  $3.3M\Omega$  として、 $R_{UVL\_BOTTOM}$  を次のように計算します。

$$R_{UVL\_BOTTOM} = \frac{R_{UVL\_TOP} \times V_{ENR}}{V_{INU} - V_{ENR}}$$

ここで、 $V_{INU}$  は本デバイスがオンになるのに必要な電圧です。スローなパワーアップ (ソフトスタートより低速) / パワーダウン時にヒップアップが生じないように、 $V_{INU}$  は  $V_{OUT}$  の 0.8 倍より高くしてください。EN/UVLO ピンを外部信号源で駆動する場合は、信号源の出力ピンと EN/UVLO ピンの間に最小  $1k\Omega$  の直列抵抗を配置して、ライン上の電圧リシギングを抑制してください。

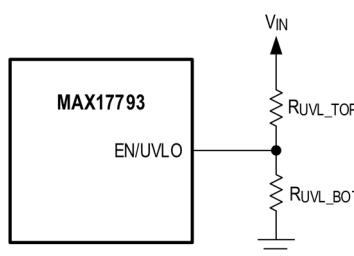


図 5. 入力低電圧ロックアウトの設定

## 出力電圧の調整

出力電圧ノード ( $V_{OUT}$ ) と SGND の間に接続された抵抗分圧器を使用して出力電圧を設定します (図 6 を参照)。抵抗分圧器の中央ノードを FB ピンに接続します。次の手順に従って、抵抗分圧器の値を選択します。

出力と FB ピンの間に接続された抵抗  $R_{FB\_TOP}$  ( $k\Omega$ ) を次のように計算します。

$$R_{FB\_TOP} = \frac{200}{f_C \times C_{OUT\_SEL}}$$

ここで、

$f_C$  = クロスオーバー周波数 (Hz) 、

$C_{OUT\_SEL}$  = 選択された出力コンデンサの DC バイアス電圧における実際の容量 (F) です。

FB ピンから SGND の間に接続された抵抗  $R_{FB\_BOT}$  ( $k\Omega$ ) を次のように計算します。

$$R_{FB\_BOT} = \frac{R_{FB\_TOP} \times 0.6}{V_{OUT} - 0.6}$$

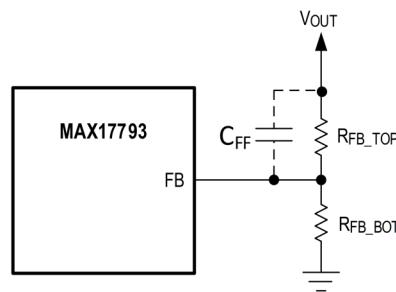


図 6. 出力電圧の設定

本デバイスを SFM モードで使用する場合、または動的なモード変更が使用されるアプリケーションでは、コンデンサ ( $C_{FF}$ ) を  $R_{FB\_TOP}$  の両端に追加します。本デバイスを PWM モードだけで使用する場合、 $C_{FF}$  は不要です。

容量 ( $C_{FF}$ ) の値は次式を使用して計算します。

$$\frac{550}{R_{FB\_TOP}} < C_{FF} < \frac{850}{R_{FB\_TOP}}$$

ここで、

$R_{FB\_TOP}$  = 上側フィードバック抵抗 ( $k\Omega$ ) 、

$C_{FF}$  = フィードフォワード容量 (pF) です。 $C_{FF}$  は出力電圧に耐えられるように選択してください。

## 消費電力

ある特定の動作条件において、本デバイスの温度上昇をもたらす電力損失は、次のように見積もります。

$$P_{LOSS} = P_{OUT} \times \left( \frac{1}{\eta} - 1 \right) - (I_{OUT}^2 \times R_{DCR})$$

$$P_{OUT} = V_{OUT} \times I_{OUT}$$

ここで、

$P_{OUT}$ は出力電力 (W) 、

$\eta$ はコンバータの効率、

$R_{DCR}$ はインダクタの DC 抵抗 ( $\Omega$ ) です (代表的な動作条件での効率に関する詳細は、[代表的な性能特性](#)を参照してください)。

本デバイスのダイ温度 ( $T_J$ ) は、与えられた任意の最大周囲温度 ( $T_{AMB}$ ) において、次の式からも見積もることが可能です。ここでは、ダイ温度モニタ ( $\overline{RESET}/T_J$ ) 機能を使用しません。

$$T_J = T_{AMB} + (\theta_{JA} \times P_{LOSS})$$

注：ジャンクション温度が+125°C を超えると、動作寿命が短くなります。

## プリント基板 (PCB) レイアウトのガイドライン

パルス電流が流れる配線パターンは全て、できるだけ短くかつ幅広にしてください。これらの配線パターンのインダクタンスは、電流の  $di/dt$  が高いため、最小限度に抑えてください。電流が流れるループのインダクタンスはループに囲まれた面積に比例するため、ループ面積が非常に小さくなれば、インダクタンスは減少します。更に、小さい電流ループ面積によって、放射 EMI も抑制されます。IC の周囲に配線パターンを引き回す場合は、信号グランド (SGND) とスイッチング電流用の電源グランド (PGND) を分離してください。PCB レイアウトは、その設計の熱性能にも影響を与えます。

- ▶ 入力コンデンサは、IN ピンおよび PGND ピンのできるだけ近くに配置します。
- ▶ INTVCC コンデンサは INTVCC ピンの近くに接続し、もう一方の端子は SGND プレーンに接続します。
- ▶ BST コンデンサは BST ピンおよび LX ピンの近くに配置します。
- ▶ インダクタは LX ピンのできるだけ近くに配置します。LX ピンとインダクタの間を接続する配線パターンの長さと面積は最小限に抑えます。
- ▶ 出力コンデンサは、インダクタの非スイッチング側のできるだけ近くに配置します。
- ▶ 入力コンデンサと出力コンデンサの PGND 端子は、PGND ピンのできるだけ近くに配置して PGND プレーンに接続します。
- ▶ RT 抵抗、SS コンデンサ、FB 抵抗は、それぞれのピンのできるだけ近くに配置します。それらの他の端子は SGND プレーンに接続します。
- ▶ 電源および負荷の配線接続は全て短くして、インダクタンスを最小限度に抑えます。
- ▶ PGND ノードと SGND ノードは、スイッチング動作が最も少ない箇所、つまり INTVCC バイパス・コンデンサの負端子に接続します。
- ▶ 大きいプレーンに接続するいくつかのサーマル・スループット (ビア) は、効率的な放熱を実現するため IN ピン、PGND ピン、LX ピンの下に設ける必要があります。

推奨される PCB レイアウトおよび配線の引き回しについては、MAX17793 評価用ボードのユーザ・ガイドを参照してください。

## 標準アプリケーション回路

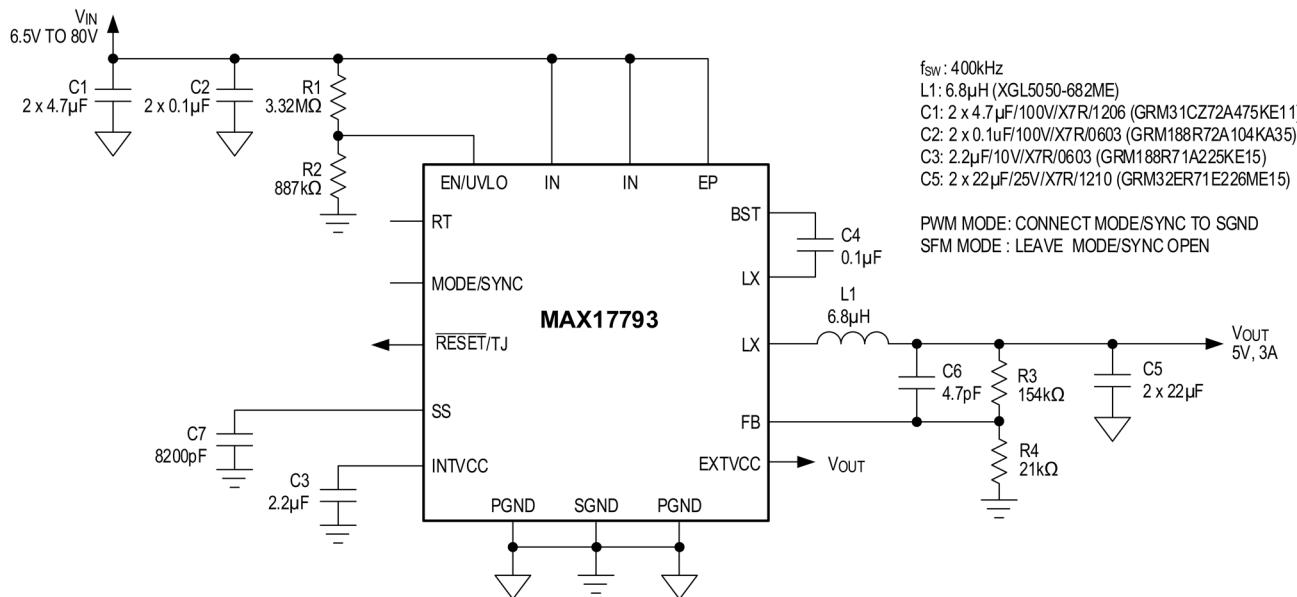


図 7. 5V 出力／400kHz スイッチング周波数

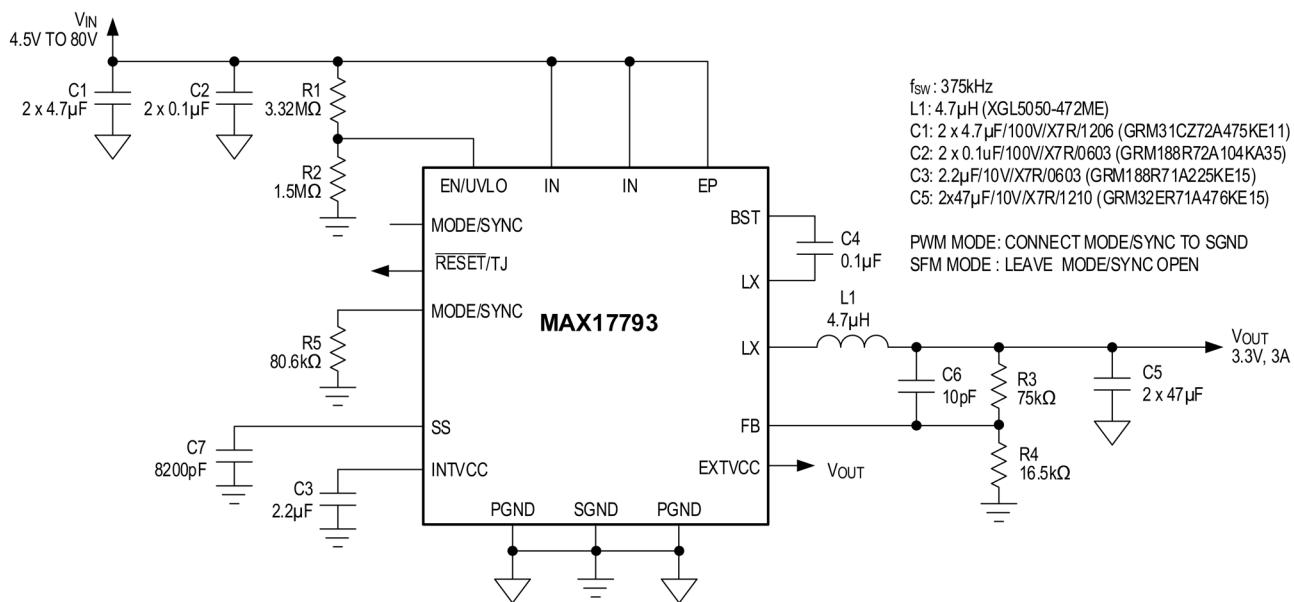


図 8. 3.3V 出力／400kHz スイッチング周波数

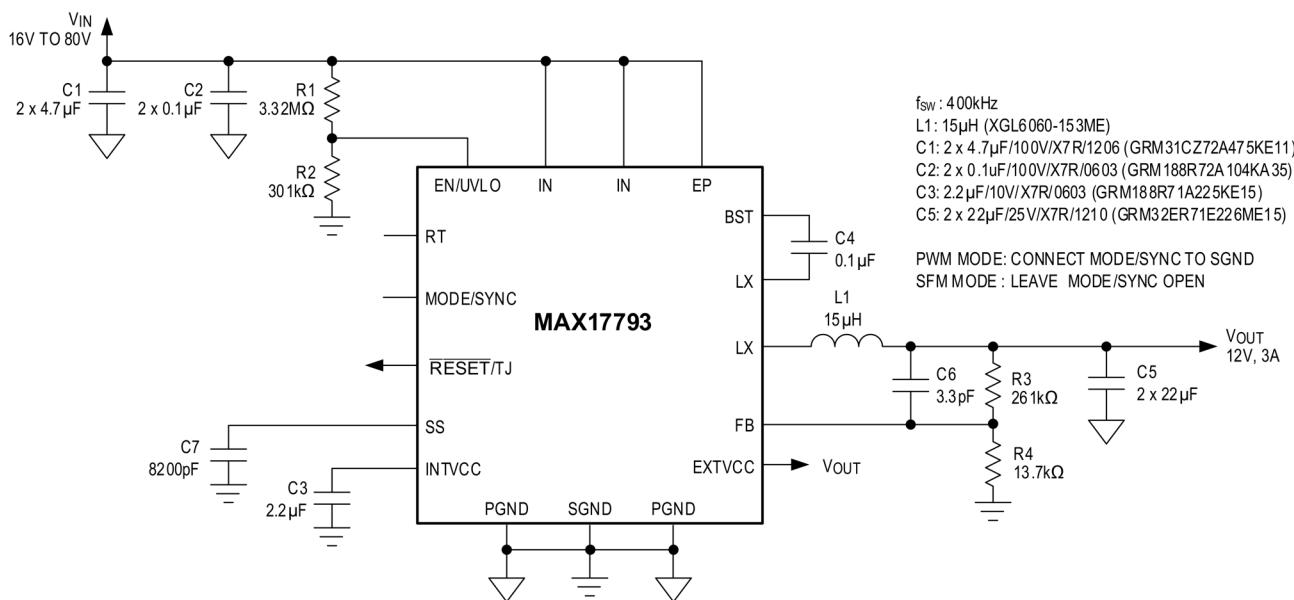


図 9. 12V 出力／400kHz スイッチング周波数

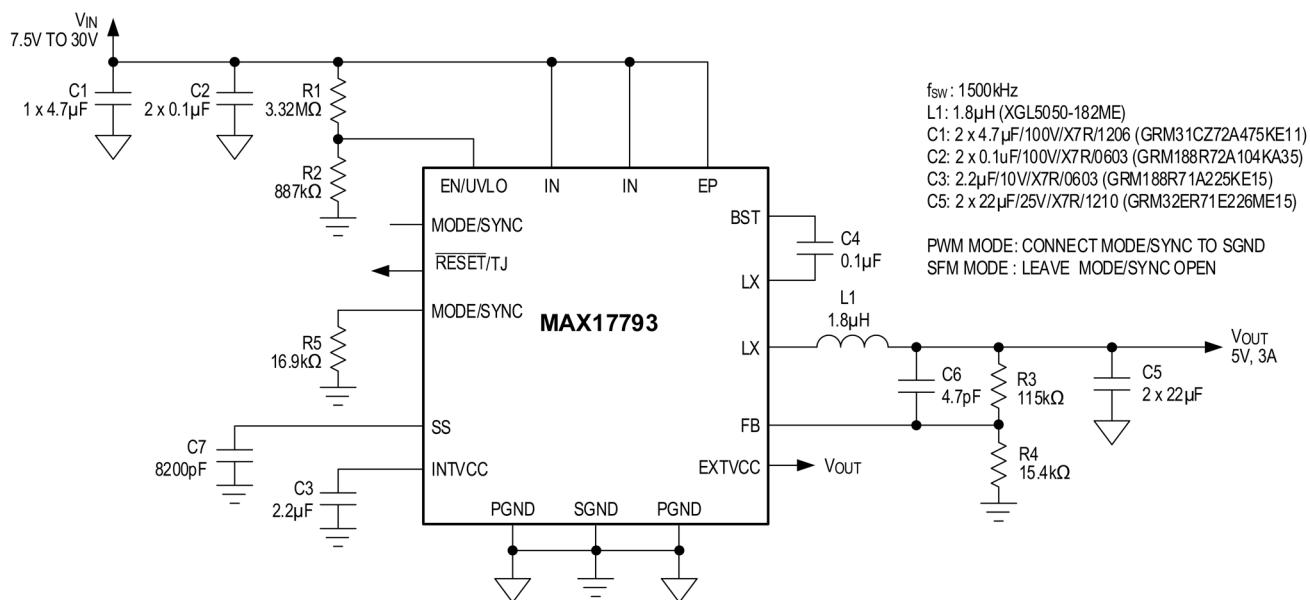


図 10. 5V 出力／1.5MHz スイッチング周波数

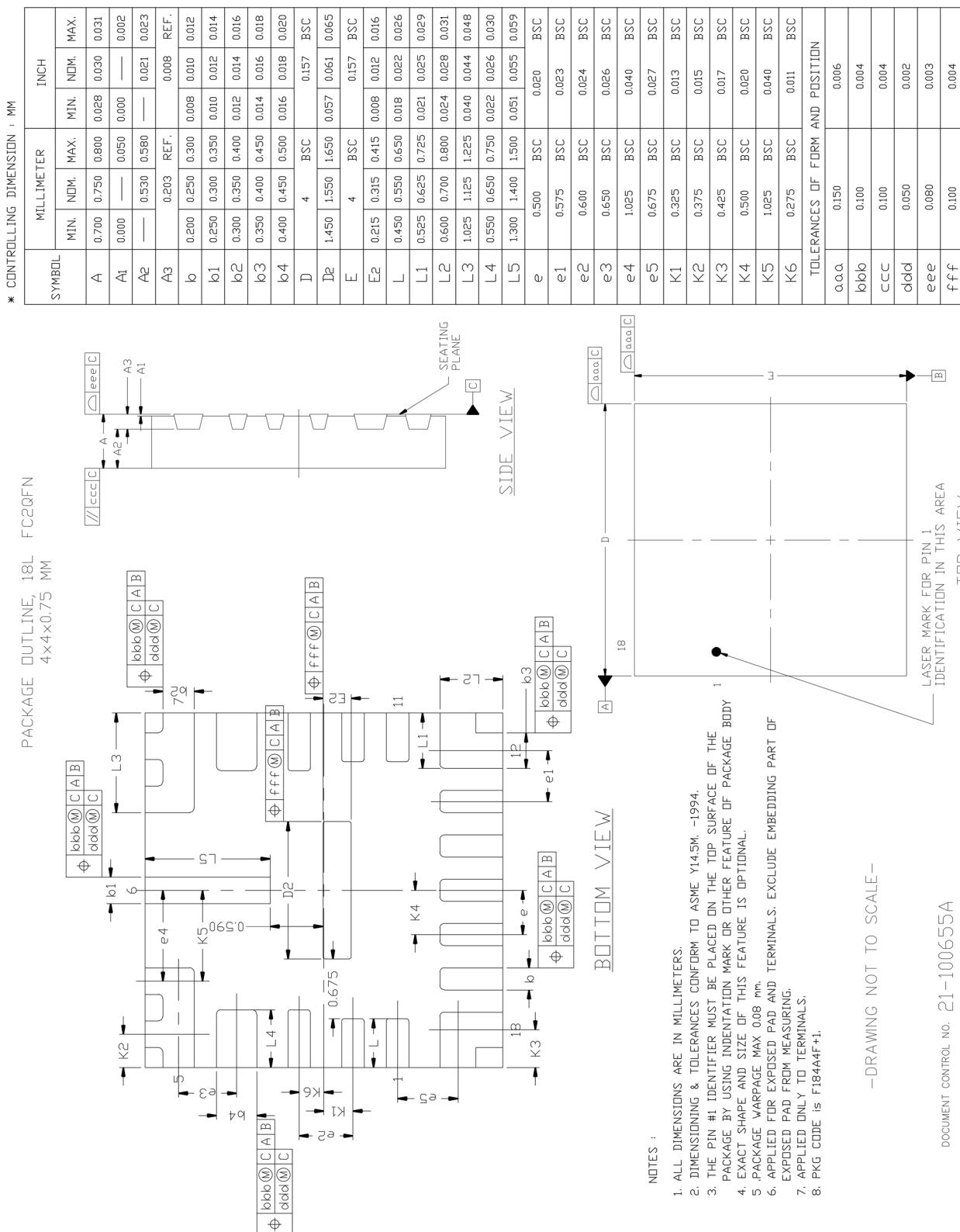
## 外形寸法

表 4. 18 ピン FC2QFN パッケージの熱抵抗

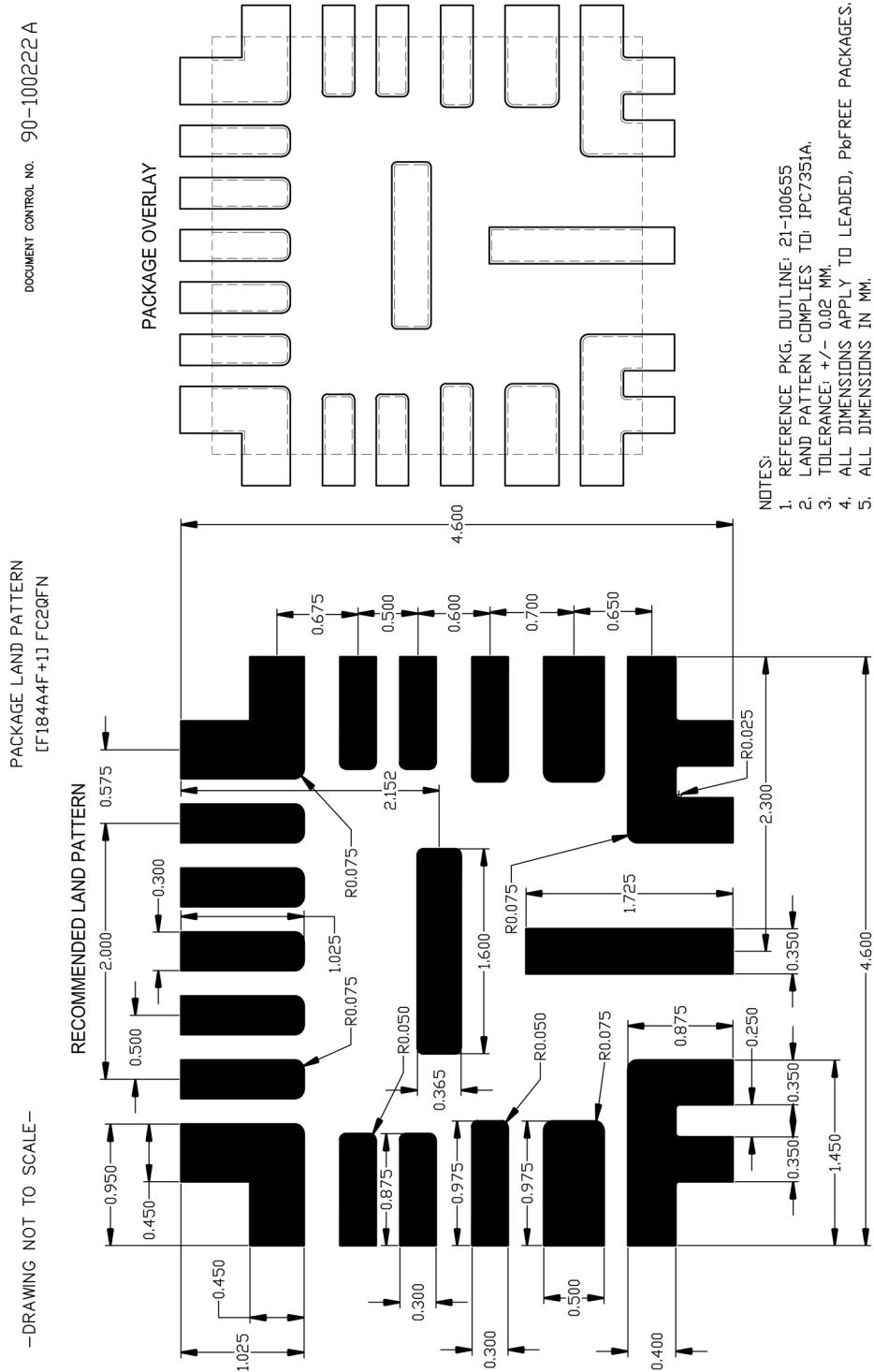
Thermal Resistance, Four-Layer Board (Note 1)	
Junction to Ambient ( $\theta_{JA}$ )	19°C/W
Junction-to-Case Thermal Resistance ( $\theta_{JC}$ )	2.02°C/W

Note 1 : パッケージの熱抵抗は、MAX17793 評価キットを使用し、無風状態で求めています。

最新のパッケージ外形図とランド・パターン（フットプリント）に関しては、[www.analog.com](http://www.analog.com) の[パッケージ一覧](#)を参照してください。パッケージ・コードの「+」、「#」、「-」は RoHS 対応状況のみを示します。パッケージ図面は異なる末尾記号が示されている場合がありますが、図面は RoHS 状況に関わらず該当のパッケージについて図示しています。



## ランド・パターン



This document (including dimensions, notes & specs) is a recommendation based on typical circuit board manufacturing parameters. Since land pattern design depend on many factors unknown to Analog Devices Inc. (e.g. user's board manufacturing specs), user must determine suitability for use. This document is subject to change without notice.

## オーダー・ガイド

Part Number	Temp Range	Pin Package
MAX17793AFN+	-40°C to 125°C	18-FC2QFN (4mm x 4mm)
MAX17793AFN+T	-40°C to 125°C	18-FC2QFN (4mm x 4mm)

+は鉛 (Pb) フリー／RoHS 準拠のパッケージであることを示します。

T = テープ & リール。

ここに含まれるすべての情報は、現状のまま提供されるものであり、アナログ・デバイセズはそれに関するいかなる種類の保証または表明も行いません。アナログ・デバイセズは、その情報の利用に関して、また利用によって生じる第三者の特許またはその他の権利の侵害に関して、一切の責任を負いません。仕様は予告なく変更されることがあります。明示か默示かを問わず、アナログ・デバイセズ製品またはサービスが使用される組み合わせ、機械、またはプロセスに関するアナログ・デバイセズの特許権、著作権、マスク・ワーク権、またはその他のアナログ・デバイセズの知的財産権に基づくライセンスは付与されません。商標および登録商標は、各社の所有に属します。



アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、各社の所有に属します。※日本語版資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。