

### 特長

- シングル・インダクタ・アーキテクチャにより、安定化出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧が可能
- 入力電流または出力電流をプログラム可能
- 広い入力電圧範囲: 4V ~ 38V
- 1%の出力電圧精度:  $0.8V < V_{OUT} < 38V$
- 同期整流動作: 最大98%の効率
- 電流モード制御
- フェーズロック可能な固定周波数: 200kHz ~ 600kHz
- 起動時の逆電流なし
- パワーグッド出力による電圧モニタ
- 内部5.5V LDO
- クワッドNチャンネルMOSFET同期ドライブ
- シャットダウン時に $V_{IN}$ から $V_{OUT}$ を切断
- 真のソフトスタートおよび出力短絡保護(昇圧モードでも対応)
- 28ピンQFN(4mm × 5mm)および28ピンSSOPパッケージ

### アプリケーション

- 自動車用システム
- 分散DC電源システム
- 高電力バッテリー駆動機器
- 産業用制御

### 概要

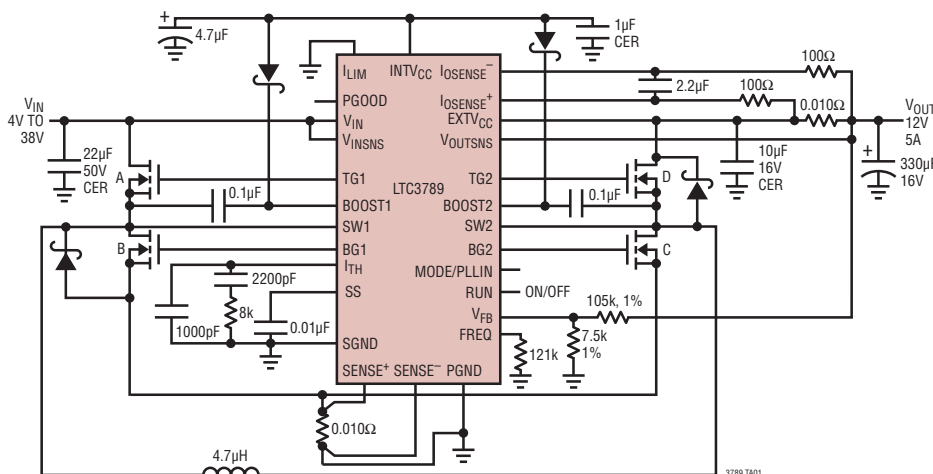
LTC<sup>®</sup>3789は、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧で動作する高性能の昇降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数の電流モード・アーキテクチャにより、最大600kHzの周波数まで位相同期可能である一方で、出力電流帰還ループによってバッテリーの充電をサポートします。入力および出力電圧範囲が4V ~ 38V (最大40V)と広く、動作領域間を継ぎ目なく低ノイズで移行するので、LTC3789は自動車システム、通信システム、および電池駆動システムに最適です。

このコントローラの動作モードは、MODE/PLLINピンによって決まります。MODE/PLLINピンによってパルス・スキップ・モード動作と強制連続モード動作のいずれかを選択でき、さらにデバイスを外部クロックに同期させることもできます。パルス・スキップ・モードでは軽負荷時に高い効率と低リップルを実現しますが、強制連続モードでは固定周波数で動作して、ノイズの影響を受けやすいアプリケーションに対応します。

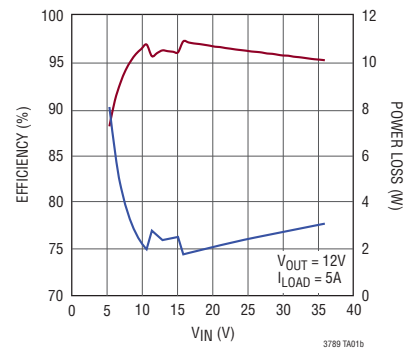
PGOODピンは、出力が設計上の設定点の10%以内に入っていることを示します。LTC3789は高さの低い28ピン4mm × 5mm QFNパッケージおよび縦型SSOPパッケージで供給されます。

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Linearのロゴ、μModuleおよびBurst Modeはリニアテクノロジー社の登録商標です。ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5408150、5481178、5929620、6580258、7365525、7394231を含む米国特許により保護されています。

### 標準的応用例



効率と電力損失

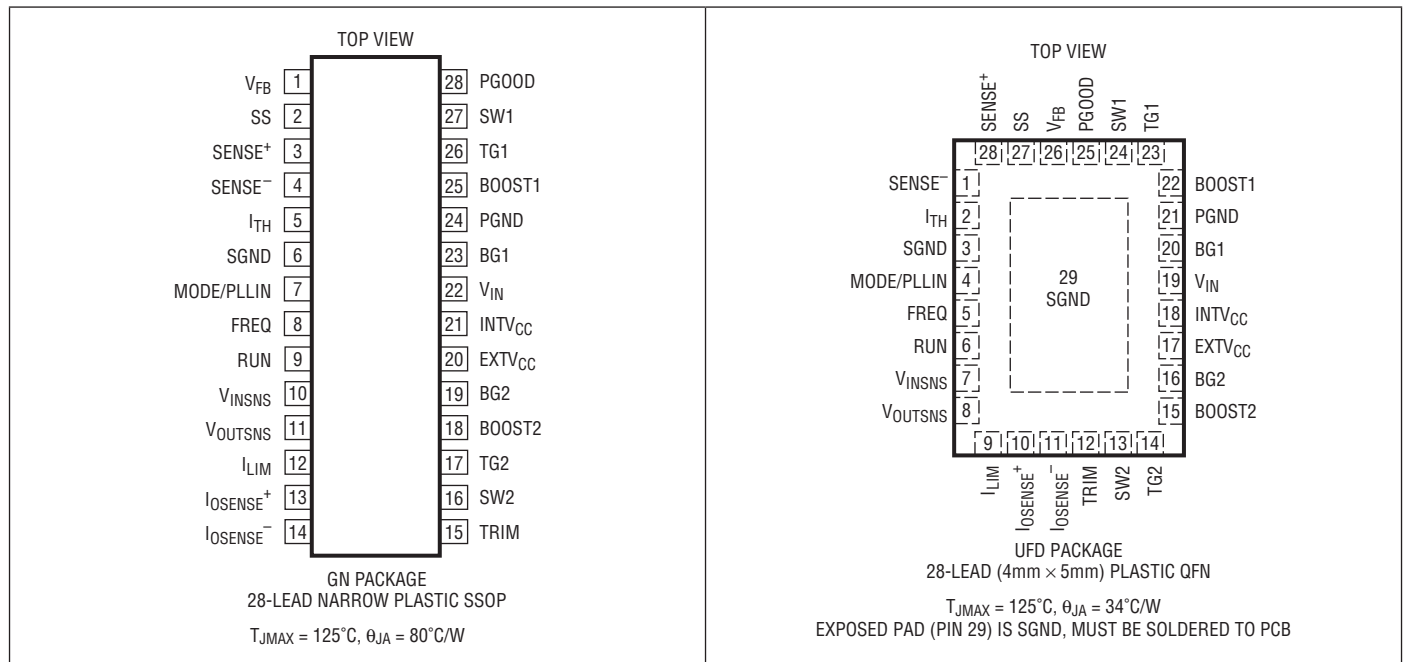


# LTC3789

## 絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 ( $V_{IN}$ )	40V ~ -0.3V	$V_{INSNS}$ , $V_{OUTSNS}$	40V ~ -0.3V
上側ドライバ電圧 (BOOST1, BOOST2)	46V ~ -0.3V	TG1, TG2, BG1, BG2の電圧	(Note 6)
スイッチ電圧 (SW1, SW2)	40V ~ -5V	$I_{TH}$ , FREQ, $I_{LIM}$ の電圧	$INTV_{CC}$ ~ -0.3V
電流検出電圧 ( $I_{SENSE}^+$ , $I_{SENSE}^-$ )	40V ~ -0.3V	$V_{FB}$ の電圧	2.7V ~ -0.3V
BOOST1, BOOST2 - SW1, SW2	6V ~ -0.3V	RUN, PGOODの電圧	6V ~ -0.3V
TG1, TG2 - SW1, SW2	6V ~ -0.3V	動作接合部温度範囲 (Note 2, 3)	-40°C ~ 125°C
EXTV <sub>CC</sub> 電圧	14V ~ -0.3V	保存温度範囲	-65°C ~ 125°C
INTV <sub>CC</sub> 電圧	6V ~ -0.3V	INTV <sub>CC</sub> のピーク出力電流	100mA
SENSE+, SENSE-の電圧	$INTV_{CC}$ ~ -0.3V	リード温度 (半田付け, 10秒)	
MODE/PLLIN, SSの電圧	$INTV_{CC}$ ~ -0.3V	GNパッケージ	300°C

## ピン配置



## 発注情報

無鉛仕上げ	テープアンドリール	製品マーキング*	パッケージ	温度範囲
LTC3789EGN#PBF	LTC3789EGN#TRPBF	LTC3789	28-Lead Narrow Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3789IGN#PBF	LTC3789IGN#TRPBF	LTC3789	28-Lead Narrow Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3789EUFDPBF	LTC3789EUFDP#TRPBF	3789	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3789IUFD#PBF	LTC3789IUFD#TRPBF	3789	28-Lead (4mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

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

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

## 電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$V_{IN}$	Input Supply Voltage		4		38	V	
$V_{OUT}$	Output Voltage		0.8		38	V	
$V_{FB}$	Regulated Feedback Voltage	$I_{TH}$ Voltage = 1.2V (Note 4), $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $85^\circ\text{C}$ $I_{TH} = 1.2\text{V}$ , $T_A = 125^\circ\text{C}$ , $T_A = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$	● ●	0.792 0.788	0.800 0.800	0.808 0.812	V V
$I_{FB}$	Feedback Current	(Note 4)		-15	-50	nA	
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V}$ to $38\text{V}$ (Note 4)		0.002	0.02	%/V	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH}$ Voltage = 1.4V to 2V Measured in Servo Loop, $\Delta I_{TH}$ Voltage = 2V to 2.5V	● ●		0.01 -0.01	0.1 -0.1	% %
$g_m$	Transconductance Amplifier $g_m$	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ , Sink/Source $5\mu\text{A}$ (Note 4)		1.5		mmho	
$I_Q$	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	(Note 5) $V_{RUN} = 0\text{V}$		3 40		60	mA $\mu\text{A}$
UVLO	Undervoltage Lockout	INTV <sub>CC</sub> Ramping Down		3.4		3.6	V
UVLO Hyst	Undervoltage Hysteresis			0.4			V
$I_{SENSE^+}$ $I_{SENSE^-}$	SENSE Pins Current	$V_{SENSE^-} = V_{SENSE^+} = 0\text{V}$		0.2		$\pm 1$	$\mu\text{A}$
$I_{IOSENSE^+}$ $I_{IOSENSE^-}$	IOSENSE Pins Current	$V_{IOSENSE^-} = V_{IOSENSE^+} = 10\text{V}$		10		14	$\mu\text{A}$
$I_{SS}$	Soft-Start Charge Current	$V_{SS} = 0\text{V}$		2	3	4	$\mu\text{A}$
$V_{RUN(ON)}$	RUN Pin On-Threshold	$V_{RUN}$ Rising		1.22			V
$V_{RUN(HYS)}$	RUN Pin On-Hysteresis			150			mV
$I_{RUN}$	RUN Pin Source Current			1.2			$\mu\text{A}$
$I_{RUN(HYS)}$	RUN Pin Hysteresis Current			5			$\mu\text{A}$
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold Buck Region, ( $I_L$ Valley) Boost Region, ( $I_L$ Peak)	$V_{FB} = 0.7\text{V}$ $V_{FB} = 0.7\text{V}$	● ●	73 123	90 140	107 157	mV mV
$V_{SENSE(IAVG)}$	Maximum Input/Output Average Current Sense Threshold	$I_{LIM} = 0\text{V}$ $I_{LIM}$ Floating $I_{LIM} = \text{INTV}_{CC}$		48 90 130	50 100 145	52.5 106 160	mV mV mV
$R_{DSPFET(ON)}$	Driver Pull-Up On-Resistance			2.6			$\Omega$
$R_{DSNFET(ON)}$	Driver Pull-Down On-Resistance			1.5			$\Omega$
TG $t_r$ TG $t_f$	Top Gate Rise Time Top Gate Fall Time			25 25			ns ns
BG $t_r$ BG $t_f$	Bottom Gate Rise Time Bottom Gate Fall Time			25 25			ns ns
TG/BG $t_{1D}$	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver (Note 6)			60		ns
BG/TG $t_{1D}$	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver (Note 6)			60		ns
$DF_{MAX,BOOST}$	Maximum Duty Factor	% Switch C On			90		%
$DF_{ON(MIN,BOOST)}$	Minimum Duty Factor for Main Switch in Boost Operation	% Switch C On			9		%
$DF_{ON(MIN,BUCK)}$	Minimum Duty Factor for Synchronous Switch in Buck Operation	% Switch B On			9		%

# LTC3789

## 電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は  $T_A = 25^\circ\text{C}$  での値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>INTV<sub>CC</sub> リニア・レギュレータ</b>						
V <sub>INTVCCVIN</sub>	Internal V <sub>CC</sub> Voltage	6.5V < V <sub>IN</sub> < 40V, V <sub>EXTVCC</sub> = 0V	5.2	5.5	5.8	V
V <sub>LDOVIN</sub>	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	I <sub>CC</sub> = 0mA to 20mA, V <sub>EXTVCC</sub> = 0V		0.2	1.0	%
V <sub>INTVCCEXT</sub>	Internal V <sub>CC</sub> Voltage	6.5V < V <sub>EXTVCC</sub> < 14V	5.2	5.5	5.8	V
V <sub>LDOEXT</sub>	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	I <sub>CC</sub> = 0mA to 20mA, V <sub>EXTVCC</sub> = 12V		0.2	1.0	%
V <sub>EXTVCC</sub>	EXTV <sub>CC</sub> Switchover Voltage	I <sub>CC</sub> = 0mA to 20mA, EXTV <sub>CC</sub> Ramping Positive	4.7	4.8		V
V <sub>LDOHYS</sub>	EXTV <sub>CC</sub> Hysteresis			0.25		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> = 1.2V	350	400	440	kHz
f <sub>LOW</sub>	Low Fixed Frequency	V <sub>FREQ</sub> = 0V	175	200	225	kHz
f <sub>HIGH</sub>	High Fixed Frequency	V <sub>FREQ</sub> = 2.4V	570	640	710	kHz
f <sub>SYNC</sub>	Synchronizable Frequency	MODE/PLLIN = External Clock	● 200		600	kHz
R <sub>MODE/PLLIN</sub>	MODE/PLLIN Input Resistance			220		k $\Omega$
I <sub>FREQ</sub>	Frequency Setting Current		8	10	12	$\mu\text{A}$
<b>PGOOD 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> = 5V			$\pm 1$	$\mu\text{A}$
V <sub>PG</sub>	PGOOD Trip Level	V <sub>FB</sub> with Respect to Set Output Voltage V <sub>FB</sub> Ramping Negative V <sub>FB</sub> Ramping Positive		-10 10		% %

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

Note 2: LTC3789は  $T_J$  が  $T_A$  にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3789Eは  $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$  の動作接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3789Iは  $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$  の動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

Note 3:  $T_J$  は周囲温度  $T_A$  および電力損失  $P_D$  から次式に従って計算される。

$$\text{LTC3789GN: } T_J = T_A + (P_D \cdot 80^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3789UFD: } T_J = T_A + (P_D \cdot 34^\circ\text{C/W})$$

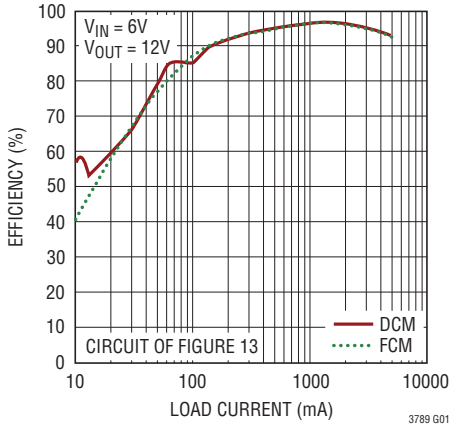
Note 4: このLTC3789は帰還ループを使って  $V_{ITH}$  を規定電圧にサーボ制御し、そのときの  $V_{FB}$  電圧を測定してテストされる。

Note 5: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動的消費電流が増える。「アプリケーション情報」のセクションを参照。

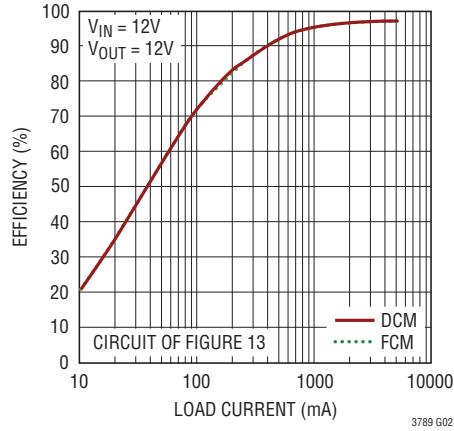
Note 6: これらのピンには電圧も電流も加えてはならない。接続するのは容量性負荷のみにする必要がある。そうしないと永続的な損傷が生じる恐れがある。

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

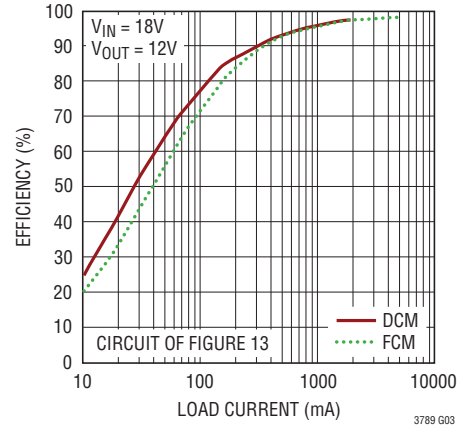
効率と出力電流 (昇圧領域)



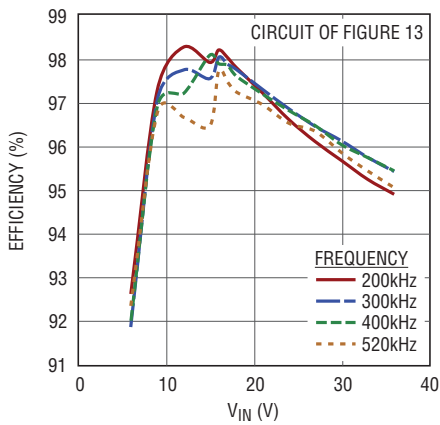
効率と出力電流 (昇降圧領域)



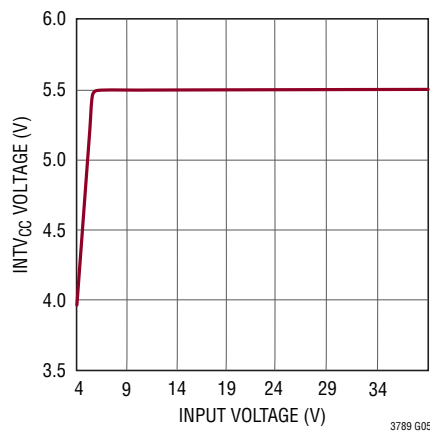
効率と出力電流 (降圧領域)



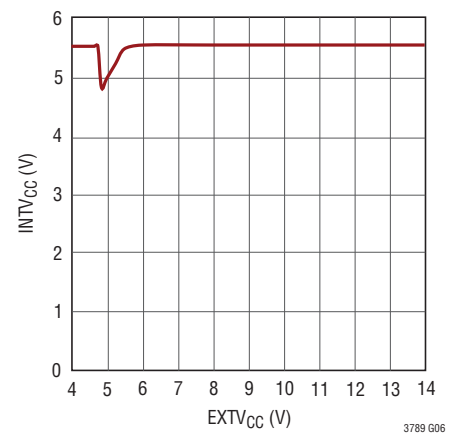
効率と  $V_{IN}$



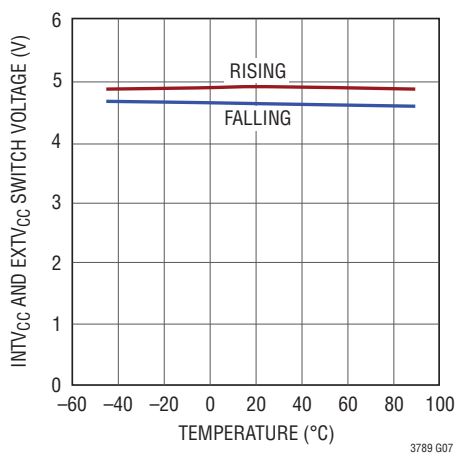
内部5.5V LDOの  
ライン・レギュレーション



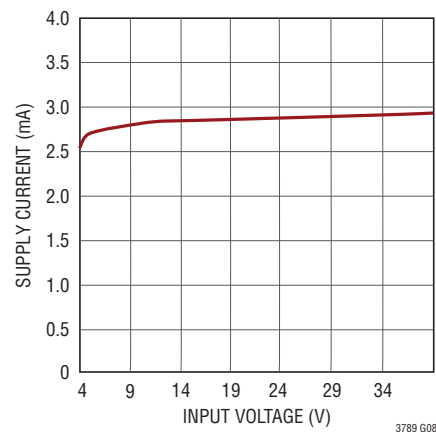
EXTV<sub>CC</sub> LDOの  
ライン・レギュレーション



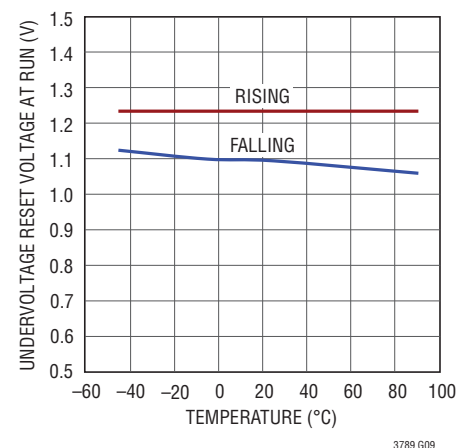
INTV<sub>CC</sub>と EXTV<sub>CC</sub>の  
切り替え電圧と温度



消費電流と入力電圧



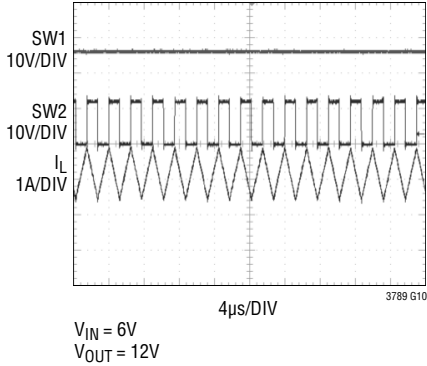
RUNピンのスレッシュホールドと温度



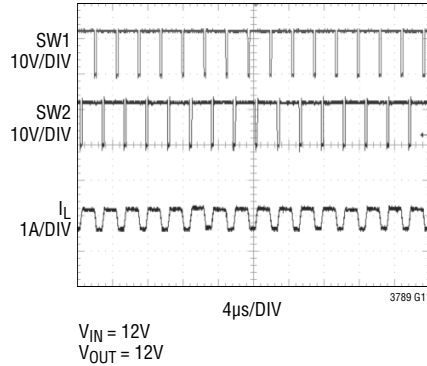
# LTC3789

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

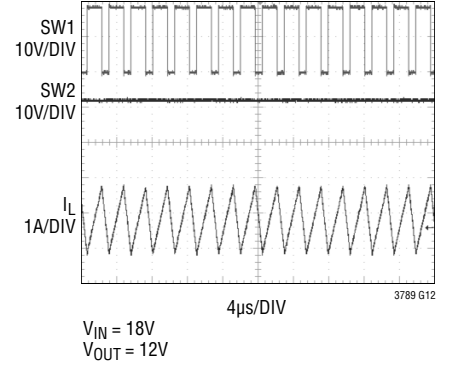
強制連続モード



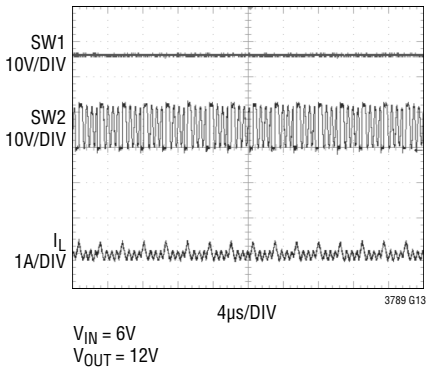
強制連続モード



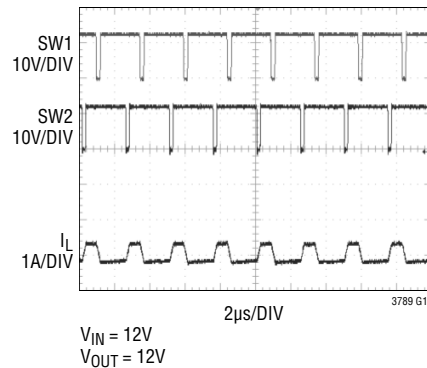
強制連続モード



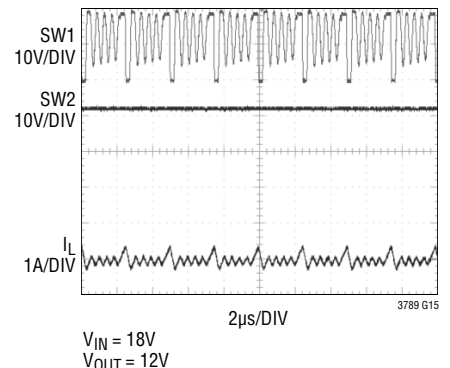
パルス・スキップ・モード



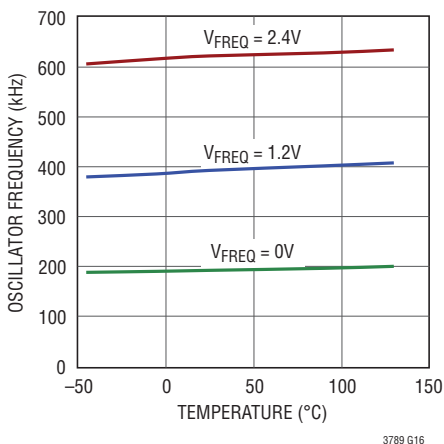
パルス・スキップ・モード



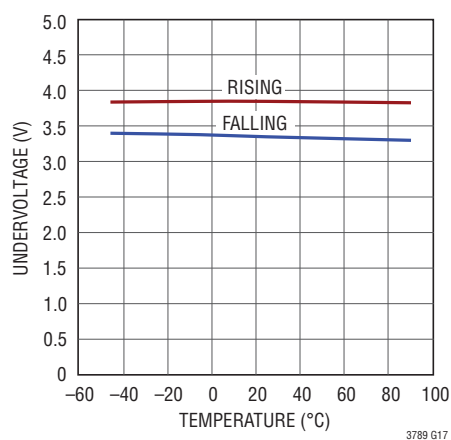
パルス・スキップ・モード



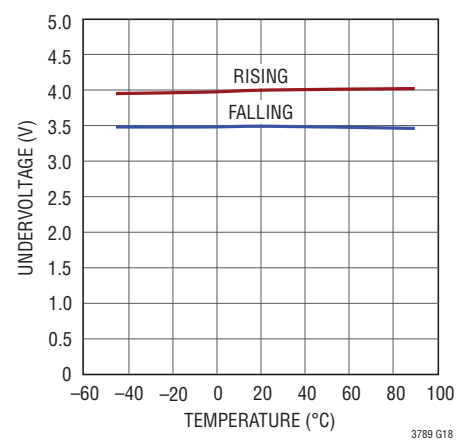
発振器周波数と温度



INTV<sub>CC</sub>の低電圧スレッシュホールドと温度

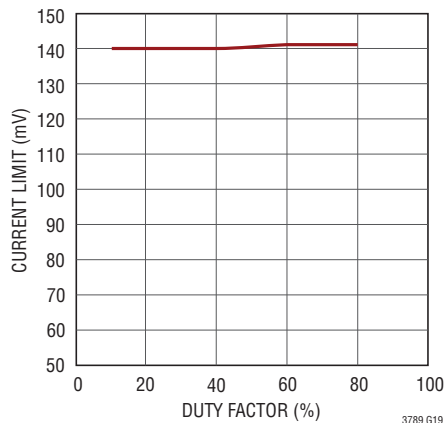


V<sub>IN</sub>の低電圧スレッシュホールドと温度

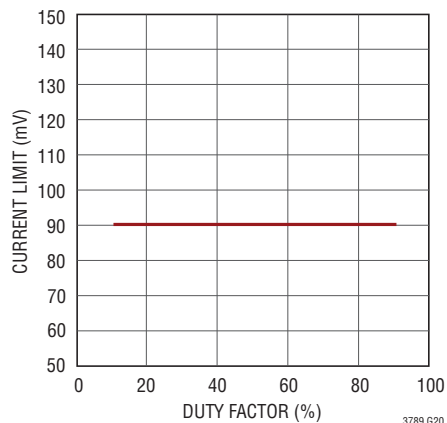


標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

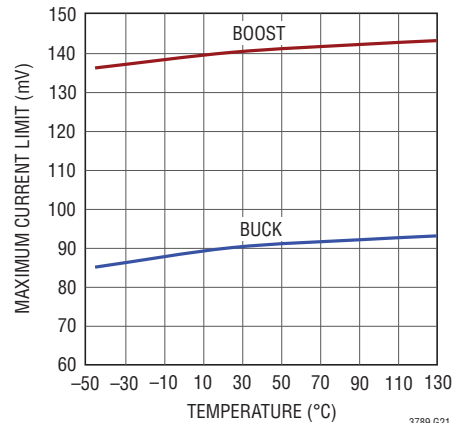
最大電流検出スレッシュホールドと  
デューティ・ファクタ(昇圧)



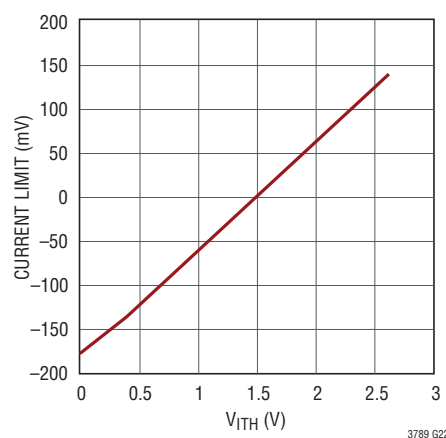
最大電流検出スレッシュホールドと  
デューティ・ファクタ(降圧)



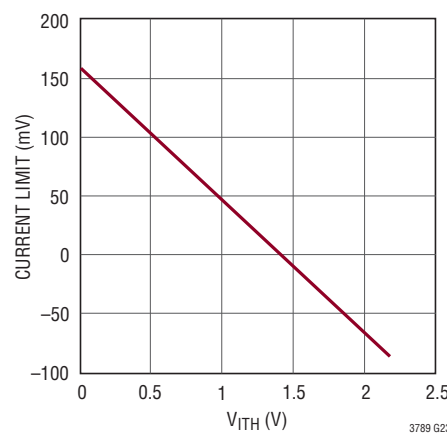
最大電流制限と温度



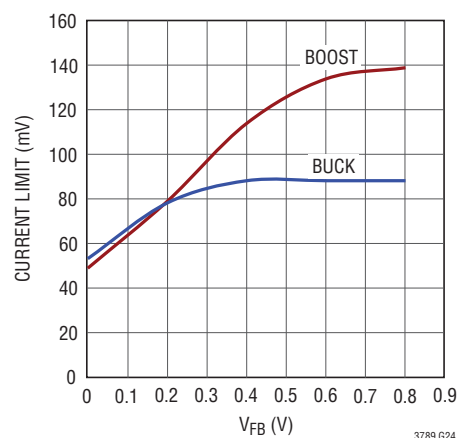
ピーク電流スレッシュホールドと  
 $V_{ITH}$  (昇圧)



谷電流スレッシュホールドと  $V_{ITH}$  (降  
圧)



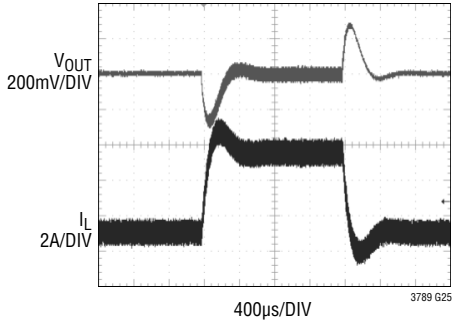
電流フォールドバック・リミット



# LTC3789

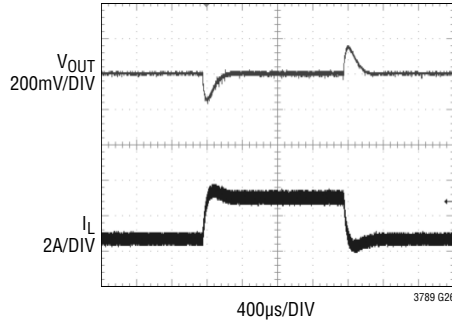
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

負荷ステップ



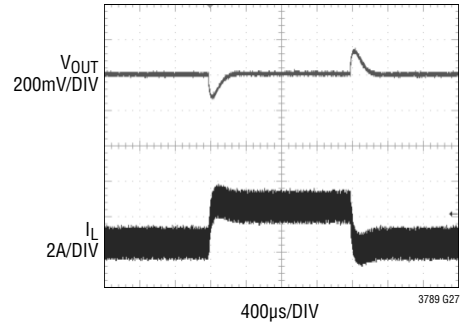
$V_{IN} = 6\text{V}$   
 $V_{OUT} = 12\text{V}$   
LOAD STEP = 200mA TO 2A

負荷ステップ



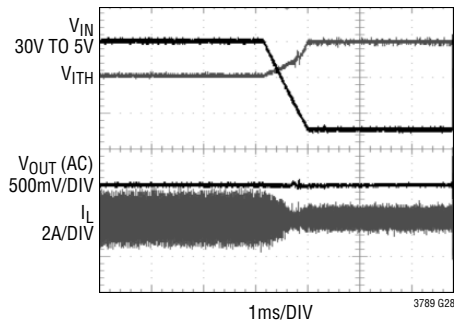
$V_{IN} = 12\text{V}$   
 $V_{OUT} = 12\text{V}$   
LOAD STEP = 300mA TO 3A

負荷ステップ

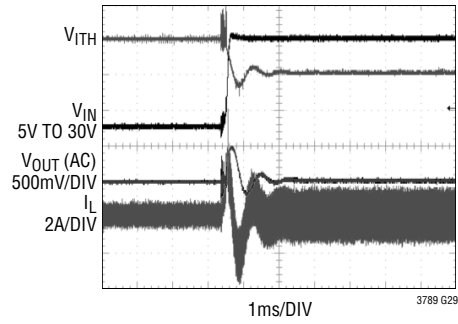


$V_{IN} = 18\text{V}$   
 $V_{OUT} = 12\text{V}$   
LOAD STEP = 300mA TO 3A

ラインの過渡



ラインの過渡





## ピン機能 (SSOP/QFN)

**V<sub>FB</sub> (ピン1/ピン26)** : エラーアンプの帰還ピン。出力に接続された外部抵抗分割器からコントローラの帰還電圧を受け取ります。

**SS (ピン2/ピン27)** : 外部ソフトスタート入力。LTC3789はV<sub>FB</sub>の電圧を、0.8VとSSピンの電圧の低い方に安定化します。内部の3μAプルアップ電流源がこのピンに接続されています。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサにより、最終安定化出力電圧までのランプ時間が設定されます。

**SENSE<sup>+</sup> (ピン3/ピン28)** : 電流検出コンパレータの(+)入力。R<sub>SENSE</sub>とともに、I<sub>TH</sub>ピンの電圧、およびSENSE<sup>-</sup>ピンとSENSE<sup>+</sup>ピンの間の制御されたオフセットによって、電流トリップ・スレッシュホールドが設定されます。

**SENSE<sup>-</sup> (ピン4/ピン1)** : 電流検出コンパレータの(-)入力。

**I<sub>TH</sub> (ピン5/ピン2)** : エラーアンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償ポイント。チャンネルの電流コンパレータのトリップ・ポイントはこの制御電圧に応じて増加します。

**SGND (ピン6/ピン3、露出パッドのピン29)** : 小信号グラウンド。C<sub>IN</sub>コンデンサの共通(-)端子に接続される大電流グラウンドとは別に配線する必要があります。QFNパッケージでは、露出パッドはSGNDです。定格熱性能を得るには露出パッドをPCBのグラウンドに半田付けする必要があります。

**MODE/PLLIN (ピン7/ピン4)** : モード選択または位相検出器への外部同期入力。これは二重の目的を持ったピンです。外部周波数同期に使用しない場合、このピンにより動作モードを選択します。このピンはSGNDまたはINTV<sub>CC</sub>に接続することができます。SGNDまたは0.8Vより下にすると強制連続モードが選択されます。INTV<sub>CC</sub>にするとパルス・スキップ・モードがイネーブルされます。外部同期させるには、クロック信号をこのピンに与えます。内部PLLが内部発振器をこのクロックに同期させ、強制連続モードがイネーブルされます。PLLを構成する回路はデバイスに内蔵されています。

**FREQ (ピン8/ピン5)** : 周波数設定ピン。このピンから精密10μA電流が流れ出します。グラウンドへ接続された抵抗により、周波数をプログラムする電圧が設定されます。代わりに、このピンを外部のDC電圧でドライブして、内部発振器の周波数を変えることができます。

**RUN (ピン9/ピン6)** : 実行制御入力。このピンを0.5Vより下に強制するとコントローラがシャットダウンし、消費電流が減少します。これらのピンには1.2μAのプルアップ電流が備わっています。RUNピンが1.22Vより上になると、デバイスがオンし、追加の5μAプルアップ電流がピンに加わります。

**V<sub>IN</sub>SNS (ピン10/ピン7)** : 昇降圧遷移コンパレータへのV<sub>IN</sub>検出入力。このピンは入力側のトップNチャンネルMOSFETのドレインに接続します。

**V<sub>OUT</sub>SNS (ピン11/ピン8)** : 昇降圧遷移コンパレータへのV<sub>OUT</sub>検出入力。このピンはV<sub>OUT</sub>に接続します。

**I<sub>LIM</sub> (ピン12/ピン9)** : 入力/出力平均電流の検出範囲の入力。このピンはSGNDまたはINTV<sub>CC</sub>に接続するか、またはフロートさせたままにして、最大平均電流検出スレッシュホールドを設定します。

**I<sub>SENSE</sub><sup>+</sup> (ピン13/ピン10)** : 入力/出力平均電流検出アンプへの(+)入力。

**I<sub>SENSE</sub><sup>-</sup> (ピン14/ピン11)** : 入力/出力平均電流検出アンプへの(-)入力。

**TRIM (ピン15/ピン12)** : 通常動作ではこのピンをGNDへ接続します。このピンはフロートさせないでください。

**EXTV<sub>CC</sub> (ピン20/ピン17)** : INTV<sub>CC</sub>に接続された内部LDOへの外部電源入力。EXTV<sub>CC</sub>が4.8Vを超えると、V<sub>IN</sub>から電力を供給される内部のLDOを迂回して、このLDOがINTV<sub>CC</sub>に電力を供給します。「アプリケーション情報」のセクションの「EXTV<sub>CC</sub>の接続」を参照してください。このピンの電圧は14Vを超えないようにしてください。

## ピン機能 (SSOP/QFN)

**INTV<sub>CC</sub> (ピン 21/ピン 18)** : 内部の低損失リニア・レギュレータの出力。ドライバと制御回路にはこの電圧源から電力が供給されます。最小4.7 $\mu$ Fのタンタル・コンデンサ、セラミック・コンデンサまたは他の低ESRコンデンサを使って電源グラウンドにバイパスする必要があります。

**V<sub>IN</sub> (ピン 22/ピン 19)** : 主電源ピン。このピンと電源グラウンド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。

**BG1、BG2 (ピン 23、19/ピン 20、16)** : ボトム(同期)NチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらのピンの電圧振幅はグラウンドからINTV<sub>CC</sub>までです。

**PGND (ピン 24/ピン 21)** : ドライバの電源グラウンド。C<sub>OUT</sub>およびC<sub>IN</sub>のR<sub>SENSE</sub>の(-)端子に接続します。

**BOOST1、BOOST2 (ピン 25、18/ピン 22、15)** : 上側のフローティング・ドライバへのブートストラップされた電源。コンデンサをBOOSTピンとSWピンの間に接続し、ショットキー・ダイオードをBOOSTピンとINTV<sub>CC</sub>ピンの間に接続します。BOOST1ピンの電圧振幅はINTV<sub>CC</sub>から(V<sub>IN</sub> + INTV<sub>CC</sub>)までです。

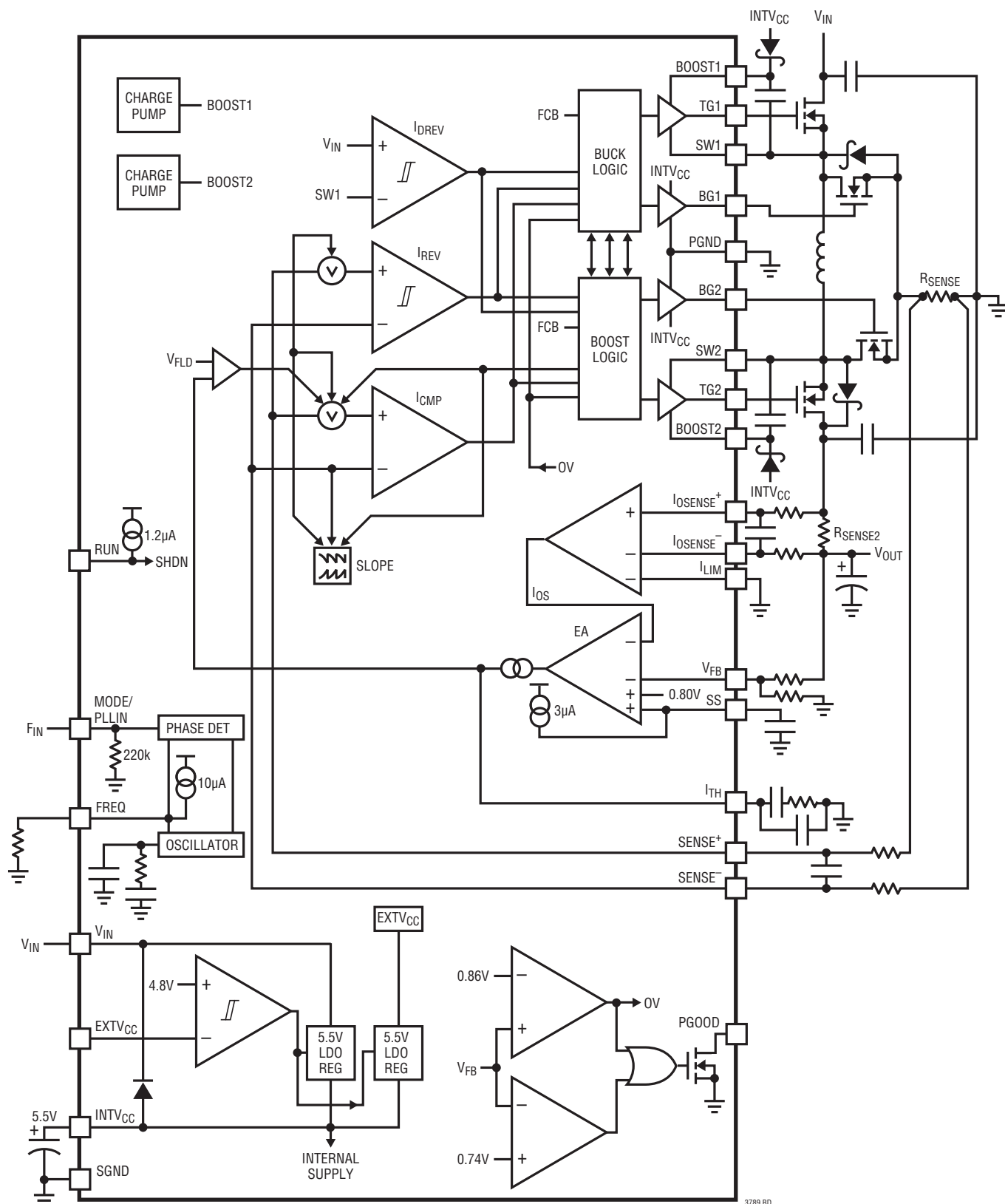
BOOST2ピンの電圧振幅はINTV<sub>CC</sub>から(V<sub>OUT</sub> + INTV<sub>CC</sub>)までです。

**TG1、TG2 (ピン 26、17/ピン 23、14)** : トップNチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらは、スイッチ・ノード電圧SWに(INTV<sub>CC</sub> - 0.5V)を重ね合わせた電圧に等しい電圧振幅を持つフローティング・ドライバの出力です。

**SW1、SW2 (ピン 27、16/ピン 24、13)** : インダクタに接続するスイッチ・ノード。SW1ピンの電圧振幅は(外部)ショットキー・ダイオードの電圧降下分だけグラウンドより低い電圧からV<sub>IN</sub>までです。SW2ピンの電圧振幅はショットキー・ダイオードの電圧降下分だけグラウンドより低い電圧からV<sub>OUT</sub>までです。

**PGOOD (ピン 28/ピン 25)** : オープン・ドレインのロジック出力。V<sub>FB</sub>ピンの電圧がその安定化ウィンドウの $\pm 10\%$ 以内でないとき、内部20 $\mu$ sのパワーバッド・マスク・タイマの時間が経過した後、PGOODはグラウンドに引き下げられます。

ブロック図



3789 BD

## 動作

### メイン制御ループ

LTC3789は入力電圧に比べて高い、等しい、または低い出力電圧を与える電流モード・コントローラです。リニアテクノロジー社の独自のトポロジーと制御アーキテクチャでは電流センス抵抗を採用しています。インダクタ電流は $I_{TH}$ ピンの電圧によって制御されます。この電圧はエラーアンプEAの出力です。 $V_{FB}$ ピンは電圧帰還信号を受け取り、EAがこれを内部リファレンス電圧と比較します。入力/出力電流安定化ループが実装されていると、検出されたインダクタ電流は検出された帰還電圧または入力/出力電流のどちらかによって制御されます。

### INTV<sub>CC</sub>/EXTV<sub>CC</sub>電源

トップとボトムMOSFETドライバと他の大部分の内部回路への電力はINTV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。EXTV<sub>CC</sub>ピンを開放状態にするか、または4.5Vより低い電圧に接続すると、内部5.5V低損失電圧(LDO)レギュレータが $V_{IN}$ からINTV<sub>CC</sub>に電力を供給します。EXTV<sub>CC</sub>を4.8Vより上にするると5.5Vレギュレータはオフし、別のLDOがEXTV<sub>CC</sub>からINTV<sub>CC</sub>を安定化します。EXTV<sub>CC</sub>LDOにより、LTC3789レギュレータの出力のような高効率の外部ソースからINTV<sub>CC</sub>の電力を得ることができます。EXTV<sub>CC</sub>の絶対最大電圧は14Vです。

### 内部チャージポンプ

各トップMOSFETドライバはフローティング・ブートストラップ・コンデンサの $C_A$ と $C_B$ によりバイアスされます。これらのコンデンサは通常、トップMOSFETがオフしているとき外付けダイオードを通してINTV<sub>CC</sub>によって再充電されます。LTC3789が排他的に降圧領域または昇圧領域で動作する場合、トップMOSFETの1つが常にオンします。内部チャージポンプはブートストラップ・コンデンサを再充電して、MOSFETをオン状態に保つことができるように、ブートストラップ・ダイオードの小さなリーク電流を補償します。ただし、内部チャージポンプが十分な電荷を外部ブートストラップ・コンデンサに供給できない

ほど高リークのダイオードが使用されている場合、(BOOST-SW)電圧が3.6Vを下回ると(コンデンサ両端の電圧降下を常にモニタしている)内部UVLOコンパレータがそれを検出します。4サイクルに1回トップMOSFETをクロック周期の約1/12の間オフして、 $C_A$ または $C_B$ の再充電を可能にします。

### シャットダウンとスタートアップ

RUNピンを“L”に引き下げてコントローラをシャットダウンすることができます。RUNピンの電圧が0.5Vより下だと、LTC3789は低消費電流モードになります。RUNピンを解放すると、内部の1.2 $\mu$ A電流がRUNピンを引き上げ、コントローラをイネーブルします。RUNが1.22Vの精確なスレッシュホールドより上だと、内部LDOがINTV<sub>CC</sub>をパワーアップします。同時に、6 $\mu$ Aのプルアップ電流が加わり、RUNピンにヒステリシスを与えます。RUNピンは外部から引き上げるか、またはロジックで直接ドライブすることができます。このピンの6Vの絶対最大定格を超えないように注意してください。

コントローラの出力電圧 $V_{OUT}$ のスタートアップはSSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンスより低いと、LTC3789は $V_{FB}$ の電圧を0.8VのリファレンスではなくSSピンの電圧に制御します。このため、外部コンデンサを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をプログラムすることができます。内部3 $\mu$ Aプルアップ電流源がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを発生します。SS電圧が0Vから0.8V(さらにそれより上)に直線的に上昇するにつれ、出力電圧 $V_{OUT}$ が滑らかにゼロからその最終値まで上昇します。代わりに、SSピンを使って、 $V_{OUT}$ のスタートアップが別の電源のスタートアップをトラッキングするようにすることができます。コントローラをディスエーブルするためにRUNを“L”にすると、またはINTV<sub>CC</sub>が3.4Vの低電圧ロックアウト・スレッシュホールドより下になると、SSピンが内部MOSFETによって“L”に引き下げられます。低電圧ロックアウトでは、コントローラがディスエーブルされ、外部MOSFETがオフに保たれます。

## 動作

### パワースイッチの制御

4つのパワースイッチがインダクタ、 $V_{IN}$ 、 $V_{OUT}$ およびGNDにどのように接続されているかを簡略化して図1に示します。デューティ・サイクルDの関数としてのLTC3789の動作領域を図2に示します。パワースイッチが適切に制御されるので、領域間の移行は連続的に行われます。

### 降圧領域 ( $V_{IN} \gg V_{OUT}$ )

この領域ではスイッチDは常にオンしており、スイッチCは常にオフしています。各サイクルの開始点で、同期スイッチBが最初にオンします。同期スイッチBがオンしているとき、インダクタ電流が検出されます。検出されたインダクタ谷電流が( $V_{ITH}$ に比例する)リファレンス電圧が要求するレベルを下回った後、サイクルの残りの時間同期スイッチBがオフし、スイッチAがオンします。スイッチAとスイッチBは交互に動作し、典型的な同期式降圧レギュレータと同様に振舞います。コンバータの最大デューティ・サイクルが(次式で与えられる) $D_{MAX\_BUCK}$ に達するまで、スイッチAのデューティ・サイクルが増加します。

$$D_{MAX\_BUCK} = \left(1 - \frac{1}{12}\right) \cdot 100\% = 91.67\%$$

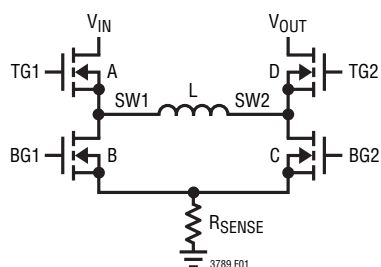


図1. 出力スイッチの簡略図

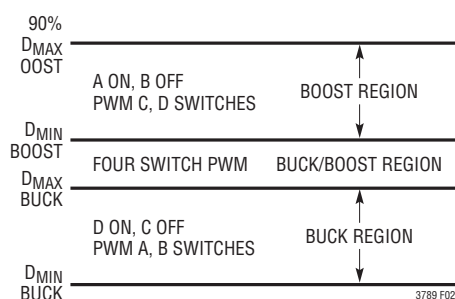


図2. 動作領域とデューティ・サイクル

降圧領域の標準的波形を図3に示します。 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近づくと、昇降圧領域に達します。

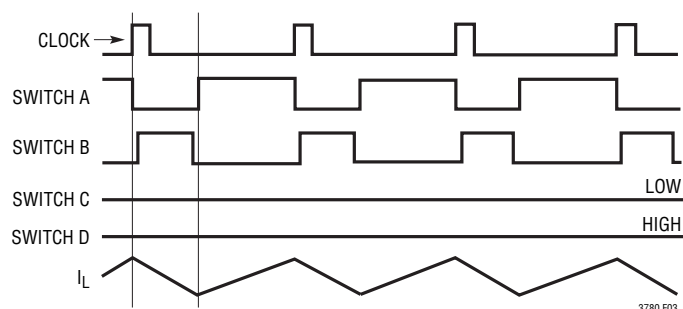


図3. 降圧領域 ( $V_{IN} \gg V_{OUT}$ )

### 昇降圧領域 ( $V_{IN} \approx V_{OUT}$ )

$V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近いと、コントローラは昇降圧領域に入ります。この領域の標準的波形を図4に示します。クロック・サイクルの始点で、BとDがオン状態でコントローラがスタートすると、コントローラは最初に降圧領域として動作します。 $I_{CMP}$ がトリップすると、スイッチBがオフし、スイッチAがオンします。120°のクロック位相でスイッチCがオンします。LTC3789は $I_{CMP}$ がトリップするまで昇圧として動作を開始します。次いで、クロック周期の残りの時間スイッチDがオンします。スイッチAとスイッチCがオン状態でコントローラがスタートすると、 $I_{CMP}$ がトリップしてスイッチDがオンするまでコントローラは最初昇圧として動作します。120°でスイッチBがオンするので、降圧動作として動作します。次いで $I_{CMP}$ がトリップし、クロック周期の残りの時間スイッチBがオフし、スイッチAがオンします。

### 昇圧領域 ( $V_{IN} \ll V_{OUT}$ )

昇圧領域の間スイッチAは常にオンしており、同期スイッチBは常にオフしています。すべてのサイクルでスイッチCが最初にオンします。同期スイッチCがオンしているとき、インダクタ電流が検出されます。検出されたインダクタ・ピーク電流が( $V_{ITH}$ に比例する)リファレンス電圧が要求するレベルを超えた後、サイクルの残りの時間スイッチCがオフし、同期スイッチDがオンします。スイッチCとスイッチDは交互に動作し、典型的な同期式昇圧レギュレータと同様に振舞います。

## 動作

コンバータの最小デューティ・サイクルが(次式で与えられる)  $D_{MIN\_BOOST}$  に達するまで、スイッチCのデューティ・サイクルが減少します。

$$D_{MIN\_BOOST} = \left( \frac{1}{12} \right) \cdot 100\% = 8.33\%$$

昇圧領域の標準的波形を図5に示します。  $V_{IN}$  が  $V_{OUT}$  に近づくと、昇降圧領域に達します。

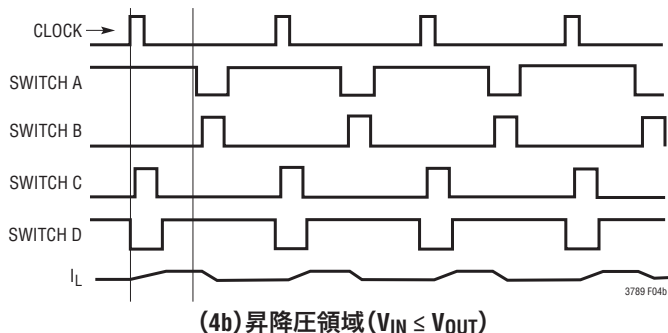
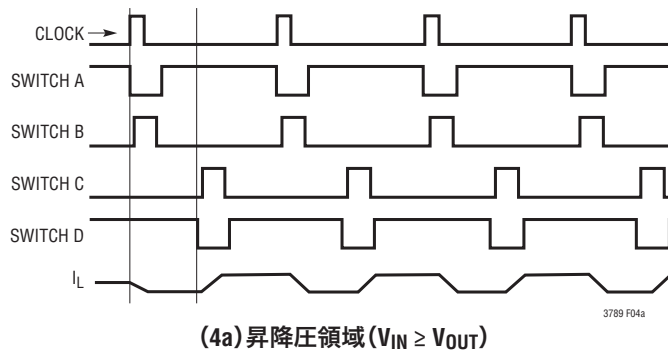
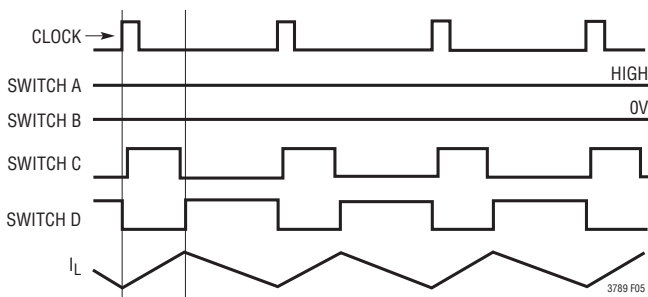


図4. 昇降圧領域



## 軽負荷電流動作

LTC3789はパルス・スキップ動作または強制連続導通モードになるようにイネーブリングすることができます。強制連続動作を選択するには、MODE/PLLINピンを0.8Vより低いDC電圧(たとえばSGND)に接続します。パルス・スキップ・モード動作を選択するには、MODE/PLLINピンをINTV<sub>CC</sub>に接続します。

LTC3789が昇圧領域でパルス・スキップ・モードに入ると、スイッチAの逆電流が検出されるときは常に同期スイッチDがオフに保たれます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータ( $I_{CMP}$ )は数サイクルにわたってトリップしたままになることがあり、スイッチCを同じサイクル数だけオフ状態に強制する(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。降圧領域では、インダクタ電流は反転することが許されません。インダクタの逆電流が検出されるときは常に同期スイッチBはオフに保たれます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータ( $I_{CMP}$ )は数サイクルにわたってトリップせずに留まることがあり、同じサイクル数だけスイッチAをオフに保ちます。同期スイッチBもスキップされるサイクルの間オフに留まります。昇降圧領域では、コントローラは連続動作と同様に1クロック・サイクルの間に交互に昇圧領域と降圧領域で動作します。リップルを最小に抑えるため、少量の逆電流が許容されます。同じ理由で、昇降圧領域の上端と下端では狭い範囲で連続昇降圧動作が許容されます。

## 出力の過電圧

出力電圧が  $V_{FB}$  の抵抗分割器によって指示される値より高いと、LTC3789は動作モードおよび動作領域に従って応答します。連続導通モードでは、LTC3789は入力に電流をシンクします。入力電源が電流をシンク可能であれば、LTC3789は約  $160mV/R_{SENSE}$  まで入力にシンクすることを許します。パルス・スキップ・モードおよび降圧領域または昇圧領域では、スイッチングが停止し、出力は高い状態に留まることが許されます。パルス・スキップ・モードおよび昇降圧領域では、さらにそれに隣接する連続昇圧動作の狭い範囲では、スイッチAを通して入力にシンクされる電流はスイッチAの  $R_{DS(ON)}$  で40mVを割った値に制限されます。このレベルに達すると、スイッチングが停止し、出力が上昇します。パルス・スキップ・モードでは、また昇降圧領域に隣接する狭い範囲の連続降圧領域では、 $R_{SENSE}$  を通して入力にシンクされる電流は約  $40mV/R_{SENSE}$  に制限されます。

## 動作

### 定電流レギュレーション

LTC3789は入力電流または出力電流のどちらにも定電流安定化ループを備えています。入力コンデンサまたは出力コンデンサに近い検出抵抗が入力電流または出力電流を検出します。電流がプログラムされた電流制限を超えると $I_{TH}$ ピンの電圧が引き下げられ、望みの最大入力電流または最大出力電流を維持します。入力電流制限機能はDC入力ソースに過負荷を与えないようにし、出力電流制限はバッテリー・チャージャやLEDドライバのアプリケーションのビルディング・ブロックを提供します。定電圧レギュレーション・アプリケーションの追加の電流制限保護としても機能することができます。入力/出力電流制限機能の動作電圧範囲はGNDから絶対最大 $V_{OUT}$  ( $V_{IN}$ )です。

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

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズ間のトレードオフになります。低周波数動作はMOSFETのスイッチング損失を減らして効率を上げますが、出力リップル電圧を低く抑えるには大きなインダクタンスや容量を必要とします。LTC3789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。MODE/PLLINピンが外部クロック・ソースによってドライブされていない場合、FREQピンを使ってコントローラの動作周波数を200kHz～600kHzにプログラムすることができます。

スイッチング周波数はFREQピンの電圧によって決まります。FREQピンからは10 $\mu$ Aの精密電流が流れ出すので、ユーザーはSGNDに接続した1個の抵抗を使ってコントローラのスイッチング周波数をプログラムすることができます。FREQピンの電圧とスイッチング周波数の関係を示す曲線が、後ろの「アプリケーション情報」のセクションに与えられています。

LTC3789にはフェーズロック・ループ(PLL)が内蔵されており、MODE/PLLINピンをドライブする外部クロック・ソースに内部発振器を同期させることができます。コントローラが同期

するときは強制連続モードで動作します。PLLフィルタ・ネットワークがLTC3789に内蔵されています。PLLは200kHz～600kHzの範囲内の任意の周波数にロックすることができます。外部クロックにロックさせる前に、必ず周波数設定抵抗を接続してコントローラの初期スイッチング周波数を設定します。

### パワーグッド(PGOOD)ピン

PGOODピンは内部NチャネルMOSFETのオープン・ドレインに接続されています。 $V_{FB}$ が0.8Vリファレンス電圧の $\pm 10\%$ 以内でないとき、PGOODピンは“L”になります。RUNが1.22Vより下のとき、またはLTC3789がソフトスタート・フェーズのときも、PGOODピンは“L”に引き下げられます。 $V_{FB}$ が $\pm 10\%$ のウィンドウを出入りするとき、20 $\mu$ sのパワーグッドまたはパワーバッドの内部マスクが作動します。PGOODピンはINTV<sub>CC</sub>または最大6Vの外部ソースに接続された外部抵抗によって引き上げることができます。

### 短絡保護、電流制限および電流制限フォールドバック

コントローラの最大電流スレッショルドは $I_{TH}$ ピンの電圧クランプによって制限されます。全ての昇圧サイクルで、検出される最大ピーク電圧は140mVに制限されます。全ての降圧サイクルで、検出される最大谷電圧は90mVに制限されます。昇降圧領域では、ピーク検出電圧だけが昇圧領域と同じスレッショルドによって制限されます。

LTC3789には出力がグランドに短絡したとき負荷電流を制限する電流フォールドバック機能が備わっています。出力が公称出力レベルの50%より下になると、最大検出電圧はその最大値からその最大値の1/3まで徐々に低下します。フォールドバック電流制限はソフトスタートの間ディスエーブルされます。短絡状態では、非常に低いデューティ・サイクルで降圧として動作することにより、またサイクルをスキップすることにより、LTC3789は電流を制限します。この状況では、同期スイッチBが大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。

## アプリケーション情報

最初のページの応用例はLTC3789の基本的なアプリケーション回路です。外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、R<sub>SENSE</sub>とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETを選択します。最後にC<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>を選択します。この回路は38Vまでの入力で作動するように構成することができます。

### R<sub>SENSE</sub>の選択と最大出力電流

R<sub>SENSE</sub>は必要な出力電流に基づいて選択します。電流コンパレータのスレッシュホールドにより、昇圧領域のピーク・インダクタ電流と、降圧領域のインダクタの最大谷電流が設定されます。昇圧領域では、V<sub>IN(MIN)</sub>での最大平均負荷電流は次のとおりです。

$$I_{OUT(MAX,BOOST)} = \left( \frac{140mV}{R_{SENSE}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT}}$$

ここで、ΔI<sub>L</sub>はピーク・トゥ・ピーク・インダクタ・リップル電流です。降圧領域では、最大平均負荷電流は次のとおりです。

$$I_{OUT(MAX,BUCK)} = \frac{90mV}{R_{SENSE}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

I<sub>LOAD(MAX)</sub>・R<sub>SENSE</sub>が入力電圧および出力電圧に伴ってどのように変化するかを図6に示します。

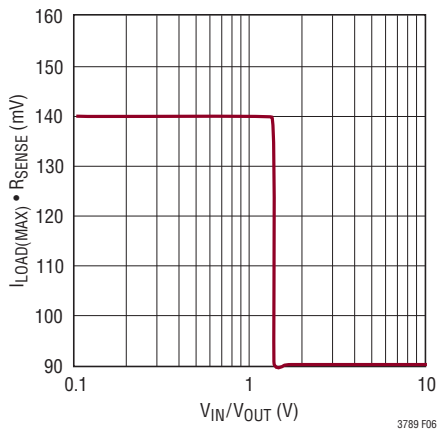


図6. 負荷電流とV<sub>IN</sub>/V<sub>OUT</sub>

昇圧領域の電流センスR<sub>SENSE</sub>の最大値は次のとおりです。

$$R_{SENSE(MAX)} = \frac{2 \cdot 140mV \cdot V_{IN(MIN)}}{2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot V_{OUT} + \Delta I_{L,BOOST} \cdot V_{IN(MIN)}}$$

降圧領域の電流センスR<sub>SENSE</sub>の最大値は次のとおりです。

$$R_{SENSE(MAX)} = \frac{2 \cdot 90mV}{2 \cdot I_{OUT(MAX,BUCK)} - \Delta I_{L,BUCK}}$$

R<sub>SENSE</sub>の最終値は昇圧と降圧の両方の領域で計算されたR<sub>SENSE(MAX)</sub>より低くします。通常は20%～30%のマージンを推奨します。

### 入力/出力電流制限のプログラミング

図7と図8に示されているように、電流センス抵抗R<sub>SENSE2</sub>をV<sub>IN</sub>/V<sub>OUT</sub>の降圧コンデンサとデカップリング・コンデンサの間に配置します。スイッチング・ノイズを下げるため、R<sub>F</sub>とC<sub>F</sub>によって形成されるローパス・フィルタを推奨します。入力/出力電流制限は、I<sub>LIM</sub>ピンをGNDに接続するか、フロートさせるか、INTV<sub>CC</sub>に接続するかによって、それぞれ50mV、100mVまたは140mVに設定されます。入力/出力電流制限を望まないなら、IOSENSE<sup>+</sup>ピンとIOSENSE<sup>-</sup>ピンはV<sub>OUT</sub>またはV<sub>IN</sub>のどちらかに短絡します。

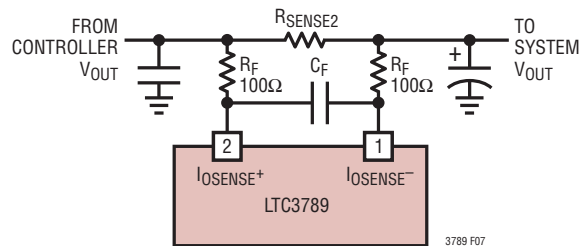


図7. 出力電流制限のプログラミング

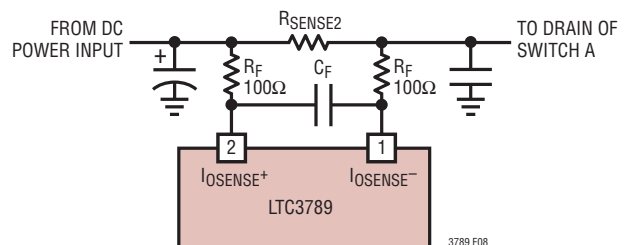


図8. 入力電流制限のプログラミング



## アプリケーション情報

ここに示されている標準的 100Ω 抵抗を使うとき、コンデンサ  $C_F$  は 1μF ~ 2.2μF にします。電流ループの伝達関数が電圧ループの伝達関数を近似するようにします。クロスオーバー周波数はスイッチング周波数の 1/10 にして、利得が 20dB/デカードだけ減少するようにします。電流ループと電圧ループの伝達関数が似ていると、全体のシステムが確実に安定します。

$I_{OSENSE}$  の同相電圧が約 3.2V を超えると、 $I_{OSENSE}^-$  ピンは 10μA をソースします。ただし、定電流に安定化されているとき、 $I_{LIM}$  ピンが“L”、フロート状態および“H”では、 $I_{OSENSE}^+$  ピンはそれぞれ 18.3μA、26.6μA および 35μA をソースします。この不整合によって生じる誤差は、 $I_{OSENSE}^+$  の抵抗と  $I_{OSENSE}^-$  の抵抗をそれに従ってスケール調整することにより、1 次までオフセットすることができます。たとえば、 $I_{OSENSE}^+$  の枝路の抵抗が 100Ω だと、その両端の 1.83mV が、182Ω 抵抗を使って  $I_{OSENSE}^-$  の枝路に複製されます。

$I_{OSENSE}$  の同相電圧が約 3.2V よりダイオードの電圧降下だけ下のレベルより低くなると、 $I_{OSENSE}$  の電流は直線的に減少し、ゼロボルトで約 -300μA に達します。ダイオードの電圧降下および最大電流シンクの値はプロセスの変動によって 20% ~ 30% ほど変化することがあります。 $I_{OSENSE}$  の同相電圧はグラウンド以下 0.3V の最大定格を超えないようにしてください。高電力のアプリケーションでの短絡には、特に注意してください。

### スロープ補償

スロープ補償により、昇圧動作での高いデューティ・サイクルおよび降圧動作での低いデューティ・サイクルでの低調波発振が防止されるので、固定周波数アーキテクチャの安定性が得られます。これは、昇圧領域で 40% を超えるデューティ・サイクルでインダクタ電流信号に補償ランプを追加することにより、あるいは降圧領域で 40% を下回るデューティ・サイクルでインダクタの電流信号からランプを差し引くことにより内部で達成されます。通常、これにより、昇圧領域で 40% を超えるデューティ・サイクルで最大インダクタ・ピーク電流が減少するか、または降圧領域で 40% を下回るデューティ・サイクルで最大インダクタ電流が増加します。ただし、LTC3789 はこの補償ランプに対抗する方式を使うので、全てのデューティ・サイクルにわたって最大インダクタ電流は影響を受けません。

### フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3789 には電圧制御発振器 (VCO) と位相検出器で構成されるフェーズロック・ループ (PLL) が内蔵されています。これにより、コントローラのトップ MOSFET のターンオンを、MODE/PLLIN ピンに与えられた外部クロック信号の立ち上がりエッジにロックさせることができます。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相のずれをゼロ度にします。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることがありません。

位相検出器の出力は、内部フィルタ・ネットワークを充放電する 1 対の相補型電流源です。FREQ ピンから流れ出す精密な 10μA 電流が備わっています。これにより、外部クロックが MODE/PLLIN ピンに与えられていないとき、SGND に接続された 1 個の抵抗によってスイッチング周波数を設定することができます。FREQ と内蔵 PLL フィルタ・ネットワークの間の内部スイッチがオンするので、フィルタ・ネットワークは FREQ ピンの電圧と同じ電圧になることができます。動作周波数は図 9 に示されており、「電気的特性」の表に規定されています。外部クロックが MODE/PLLIN ピンで検出されると、前に言及した内部スイッチがオフし、FREQ ピンの影響を遮断します。LTC3789 は周波数が LTC3789 の内部 VCO の範囲の外部ク

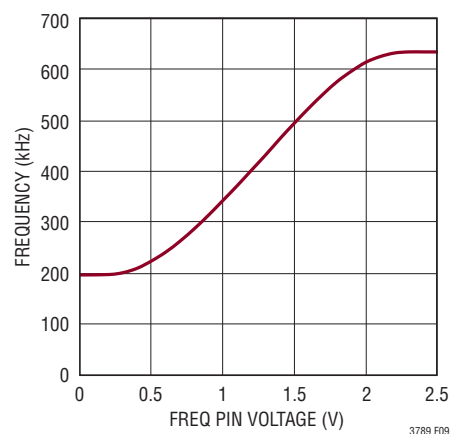


図9. 発振器周波数と FREQ ピンの電圧の関係

## アプリケーション情報

ロックにだけ同期することができることに注意してください。これは200kHz～600kHzとなることが保証されています。簡略化したブロック図を図10に示します。

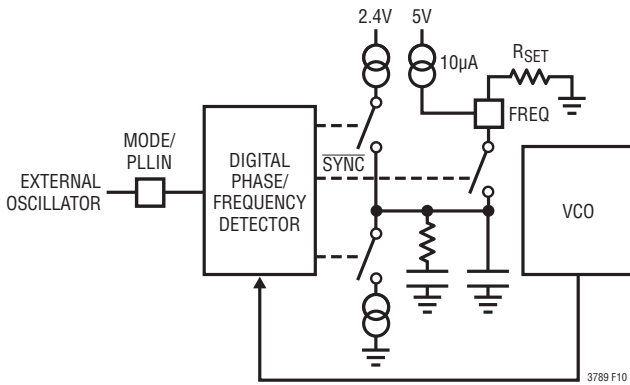


図10. フェーズロック・ループのブロック図

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数( $f_{OSC}$ )より高いと、電流が位相検出器の出力から連続的にソースされ、フィルタ・ネットワークを引き上げます。外部クロックの周波数が $f_{OSC}$ より低いと、電流は連続的にシンクされ、フィルタ・ネットワークの入力を引き下げます。外部周波数と内部周波数が等しいが位相が異なると、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。フィルタ・ネットワークの電圧は、内部発信器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、フィルタ・コンデンサがその電圧を保持します。

外部クロック入力(MODE/PLLINピンの)“H”のスレッシュホールドは標準で1.6V、“L”のスレッシュホールドは1Vです。

### インダクタの選択

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。インダクタ電流リップル $\Delta I_L$ は一般に $V_{IN(MIN)}$ で昇圧領域の最大インダクタ電流の20%～40%に設定されます。与えられたリップルに対して連続モードのインダクタンスの条件は以下のようになります。

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \% \text{Ripple} \cdot V_{OUT}^2} H$$

$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \% \text{Ripple} \cdot V_{IN(MAX)}} H$$

ここで、

$f$ は動作周波数(Hz)

%Rippleは許容インダクタ電流リップル

$V_{IN(MIN)}$ は最小入力電圧(V)

$V_{IN(MAX)}$ は最大入力電圧(V)

$V_{OUT}$ は出力電圧(V)

$I_{OUT(MAX)}$ は最大出力負荷電流(A)

高効率を実現するには、フェライトなどのコア損失の小さなインダクタを選択します。また、 $I^2R$ 損失を減らすため、インダクタはDC抵抗が低く、飽和せずにピーク・インダクタ電流を扱えるものにします。放射ノイズを最小に抑えるには、トロイド、壺型コア、またはシールドされたボビン・インダクタを使用します。

### $C_{IN}$ と $C_{OUT}$ の選択

昇圧領域では入力電流は連続です。降圧領域では入力電流は不連続です。降圧領域では、入力コンデンサ $C_{IN}$ は入力の矩形波電流をフィルタ処理する必要性に基づいて選択されます。最大RMS電流を扱えるサイズの低ESRコンデンサを使います。降圧動作では、入力RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} \approx I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のとき最大値をとり、 $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$ となります。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサのメーカーの規定するリップル電流定格は多くの場合2000時間だけの寿命試験に基づいているので、コンデンサをさらにデレーティングすることを推奨します。

## アプリケーション情報

昇圧領域では、この不連続電流は入力から出力にシフトするので、 $C_{OUT}$ は出力電圧リップルを減少させることができなければなりません。与えられた出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するには、ESR（等価直列抵抗）とバルク容量の影響について検討する必要があります。バルク容量の充放電による定常リップルは次式で与えられます。

$$\text{Ripple (Boost, Cap)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f} V$$

ここで、 $C_{OUT}$ は出力フィルタ・コンデンサです。

ESR 両端の電圧降下による定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{BOOST,ESR} = I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot ESR$$

降圧モードでは、 $V_{OUT}$ リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{OUT} \leq \Delta I_L \cdot (ESR + 1 / (8 \cdot f \cdot C_{OUT}))$$

ESR および RMS 電流処理の要件を満たすには、並列に配置した複数のコンデンサが必要になることがあります。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電解およびセラミックの各コンデンサは全て表面実装パッケージで入手できます。セラミック・コンデンサは優れた低 ESR 特性をもっていますが、電圧係数が高いことがあります。OS-CON や POSCAP など、今では低 ESR で高リップル電流定格のコンデンサを利用できます。

### パワー MOSFET の選択と効率の検討

LTC3789には外部Nチャネル・パワー MOSFETが4個必要です。トップ・スイッチに2個(図1に示されているスイッチAとスイッチD)、ボトム・スイッチに2個(図1に示されているスイッチBとスイッチC)です。パワー MOSFETの重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧  $V_{BR,DSS}$ 、スレッシュホールド電圧  $V_{GS,TH}$ 、オン抵抗  $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量  $C_{RSS}$  および最大電流  $I_{DS(MAX)}$  です。

ドライブ電圧は5.5V  $INTV_{CC}$  電源によって設定されます。したがって、LTC3789のアプリケーションにはロジック・レベル・スレッシュホールドの MOSFET を使う必要があります。

パワー MOSFET を選択するには、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。スイッチAの場合、最大電力消費は(スイッチAが常にオン状態に留まる)昇圧領域で生じます。

す。最大出力電流での最大消費電力は次式で与えられます。

$$P_{A,BOOST} = \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

$\rho_T$ は正規化係数(25°Cで1)で、温度によるオン抵抗の大きな変化を表し、図11に示されているように標準約0.4%/°Cです。125°Cの最大接合部温度の場合、 $\rho_T = 1.5$ の値を使うのが妥当です。

スイッチBは降圧領域で同期整流器として動作します。最大出力電流での消費電力は次式で与えられます。

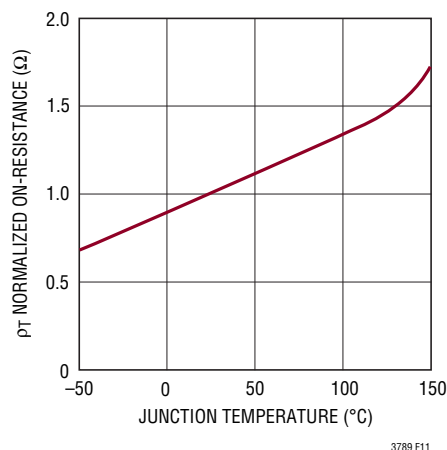


図11. 正規化された  $R_{DS(ON)}$  と温度

$$P_{B,BUCK} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)}$$

スイッチCは昇圧領域で制御スイッチとして動作します。最大電流での消費電力は次式で与えられます。

$$P_{C,BOOST} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_T \cdot R_{DS(ON)} + k \cdot V_{OUT}^3 \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{V_{IN}} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

ここで、 $C_{RSS}$ は通常 MOSFET の製造メーカーにより規定されています。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数  $k$  は、ゲート・ドライブ電流に反比例し、その経験値は1.7です。

## アプリケーション情報

スイッチDの場合、最大電力消費は昇圧領域で生じ、そのときスイッチDのデューティ・サイクルは50%を超えます。最大出力電流での最大消費電力は次式で与えられます。

$$P_{D,BOOST} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot \left( \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{DS(ON)}$$

同じ出力電圧と出力電流では、出力に短絡が生じない限り、スイッチAの電力消費が最大になり、スイッチBの電力消費が最小になります。

パワーMOSFETの消費する既知の電力から、次式を使って接合部温度を求めることができます。

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

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( $R_{TH(JC)}$ )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。

### ショットキー・ダイオード(D1、D2)の選択

図13に示すショットキー・ダイオードD1とD2は、パワーMOSFETスイッチの導通期間の間隙に生じるデッドタイムに導通します。これらは、デッドタイム中に同期スイッチのBとDのボディ・ダイオードがオンして電荷を蓄積するのを防ぐためです。特に、D2はスイッチDがオフしてからスイッチCがオンするまでの間の逆回復電流を大きく減らすので、コンバータの効率が改善され、スイッチCの電圧ストレスが減少します。このダイオードが効果を発揮するには、このダイオードと同期スイッチの間のインダクタンスをできるだけ小さくする必要がありますので、これらの部品は必ず隣接させて配置します。

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータとEXTV<sub>CC</sub>

LTC3789は真のPMOS LDOを備えており、 $V_{IN}$ 電源からINTV<sub>CC</sub>に電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>はゲート・ドライバとLTC3789の内部回路のほとんどに電力を供給します。リニア・レギュレータは $V_{IN}$ が6.5Vを超えているときINTV<sub>CC</sub>ピンの電圧を5.5Vに安定化します。EXTV<sub>CC</sub>はその電圧が4.8Vより高いとき別の内蔵PMOS LDOを通して必要な電力を供給することができます。これらはそれぞれ100mAのピーク電流を供給することができ、最小1μFのセラミック・コンデンサまた

は低ESR電解コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。どんな種類のバルク・コンデンサを使うにしろ、追加の0.1μFセラミック・コンデンサをINTV<sub>CC</sub>ピンとPGNDピンに隣接して接続することを推奨します。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流を供給し、チャネル間の相互反応を防止するため、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LTC3789の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。ゲート充電電流によって支配されるINTV<sub>CC</sub>電流は、 $V_{IN}$ からの5.5Vリニア・レギュレータまたはEXTV<sub>CC</sub>からの5.5V LDOのどちらかによって供給することができます。EXTV<sub>CC</sub>ピンの電圧が4.5Vより低いと、 $V_{IN}$ からのリニア・レギュレータがイネーブルされます。この場合のデバイスの電力消費は最大となり、 $V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$ に等しくなります。「効率に関する検討事項」のセクションで説明されているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。接合部温度は「電気的特性」のNote 3に与えられている式を使って推算することができます。たとえば、LTC3789のINTV<sub>CC</sub>電流は、SSOPパッケージでEXTV<sub>CC</sub>電源を使っていないとき、24V電源では24mA以下に制限されます。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (28\text{mA})(24\text{V})(80^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大 $V_{IN}$ での連続導通モード(MODE/PLLIN = SGND)動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。EXTV<sub>CC</sub>に与えられる電圧が4.8Vを超えると、 $V_{IN}$ からのINTV<sub>CC</sub>リニア・レギュレータがオフし、EXTV<sub>CC</sub>からのリニア・レギュレータがオンし、EXTV<sub>CC</sub>に与えられる電圧が4.5Vより上に留まる限りオンしたまま留まります。EXTV<sub>CC</sub>を使うと、MOSFETドライバと制御回路への電力を、通常動作時にはLTC3789のスイッチング・レギュレータの出力から得ることができ、出力が安定化されていないとき(たとえば、起動時、短絡時など)には $V_{IN}$ から得ることができます。EXTV<sub>CC</sub>には14Vを超える電圧を印加しないでください。

ドライバ電流および制御電流に起因する $V_{IN}$ 電流は、(デューティ・サイクル)/(スイッチャの効率)に比例するため、出力からEXTV<sub>CC</sub>に電力を供給すれば効率と熱特性を大幅に改善できます。

## アプリケーション情報

EXTV<sub>CC</sub>ピンを12V出力に接続すると、前の例の接合部温度は125°Cから97°Cまで下がります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (28\text{mA})(12\text{V})(80^\circ\text{C}/\text{W}) = 97^\circ\text{C}$$

出力からEXTV<sub>CC</sub>に給電すると、V<sub>IN</sub>が5Vを下回ったとき十分なゲート・ドライブを与えることもできます。これにより、コントローラが起動して安定化状態になった後、広いV<sub>IN</sub>の動作範囲が可能になります。

EXTV<sub>CC</sub>の可能な3つの接続方法を次のリストにまとめておきます。

1. EXTV<sub>CC</sub>をオープンのままにします(または接地します)。こうすると、INTV<sub>CC</sub>はわずかな効率低下を代償に内部5.5Vレギュレータから電力を供給されます。
2. EXTV<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>に直接接続します(4.7V < V<sub>OUT</sub> < 14V)。これは5.5Vレギュレータでは通常の接続方法であり、効率が最も高くなります。
3. EXTV<sub>CC</sub>を外部電源に接続します。4.7V～14Vの範囲の外部電源を利用でき、MOSFETゲート・ドライブ条件に適合すれば、これを使用してEXTV<sub>CC</sub>に電力を供給することができます。

INTV<sub>CC</sub>からV<sub>IN</sub>には内部ボディ・ダイオードがあることに注意してください。INTV<sub>CC</sub>がEXTV<sub>CC</sub>から給電され、V<sub>IN</sub>が4.5Vより下になると、このダイオードによりEXTV<sub>CC</sub>からV<sub>IN</sub>へのバックフィード経路が形成されます。このバックフィード電流を制限するため、10Ω～15Ωの抵抗をシステムのV<sub>IN</sub>電圧とデバイスのV<sub>IN</sub>ピンの間に接続することを推奨します。このバックフィード電流を本当になくすためには、システムのV<sub>IN</sub>電圧とデバイスのV<sub>IN</sub>ピンの間に逆流防止のショットキー・ダイオードを接続する必要があります。

### 出力電圧

LTC3789の出力電圧は出力コンデンサ両端に注意深く配置した外付け帰還抵抗分割器によって設定されます。その結果生じる帰還信号は、エラーアンプによって内蔵の高精度0.8V電圧リファレンスと比較されます。出力電圧は次式で与えられます。

$$V_{\text{OUT}} = 0.8\text{V} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

ここで、R<sub>1</sub>とR<sub>2</sub>は図13で定義されています。

### トップサイドMOSFETドライバの電源(C<sub>A</sub>、D<sub>A</sub>、C<sub>B</sub>、D<sub>B</sub>)

図13に示されているように、BOOST1ピンとBOOST2ピンに接続されている外付けブートストラップ・コンデンサのC<sub>A</sub>とC<sub>B</sub>は、トップサイドMOSFETスイッチのAとDのゲート・ドライブ電圧を供給します。トップ・スイッチAがオンすると、スイッチ・ノードSW1はV<sub>IN</sub>に上昇し、BOOST1ピンは約V<sub>IN</sub> + INTV<sub>CC</sub>に上昇します。ボトム・スイッチBがオンすると、スイッチ・ノードSW1は“L”に低下し、昇圧コンデンサC<sub>A</sub>はINTV<sub>CC</sub>からD<sub>A</sub>を通して充電されます。トップ・スイッチDがオンすると、スイッチ・ノードSW2はV<sub>OUT</sub>に上昇し、BOOST2ピンは約V<sub>OUT</sub> + INTV<sub>CC</sub>に上昇します。ボトム・スイッチCがオンすると、スイッチ・ノードSW2は“L”に低下し、昇圧コンデンサC<sub>B</sub>はINTV<sub>CC</sub>からD<sub>A</sub>を通して充電されます。昇圧コンデンサのC<sub>A</sub>とC<sub>B</sub>はトップ・スイッチのAとDが必要とするゲート電荷の約100倍を蓄電する必要があります。ほとんどのアプリケーションでは、0.1μF～0.47μFのX5RまたはX7Rの誘電体を使ったコンデンサで十分です。

### 低電圧ロックアウト

LTC3789には低電圧状態の場合にコントローラを保護するのに役立つ2つの機能が備わっています。精密UVLOコンパレータは常時INTV<sub>CC</sub>電圧をモニタして、適切なゲート・ドライブ電圧が確実に与えられるようにします。INTV<sub>CC</sub>が3.4Vより下になると、スイッチング動作をロックアウトします。INTV<sub>CC</sub>に乱れが生じたとき発振を防ぐため、UVLOコンパレータには400mVの精密ヒステリシスがあります。

低電圧状態を検出する別の方法はV<sub>IN</sub>電源をモニタすることです。RUNピンには1.22Vの精密ターンオン・リファレンスが備わっているので、V<sub>IN</sub>が十分高いとき、V<sub>IN</sub>への抵抗分割器を使ってデバイスをオンすることができます。RUNピンの電圧が1.22Vを通過すると、余分の5μAの電流がRUNピンから流れ出します。抵抗分割器の値を調節することにより、実行コンパレータのヒステリシスをプログラムすることができます。

## アプリケーション情報

## ソフトスタート機能

コンデンサがSSピンに接続されていると、3 $\mu$ Aのソフトスタート電流がコンデンサを充電し始めます。ソフトスタート機能は、SSピンのランプレートに従って出力ランプ電圧を制御することによって実現されます。滑らかなソフトスタートを保証するため、電流フォールドバックはこのフェーズの間ディスエーブルされます。デバイスのRUNピンが1.22Vより下で、デバイスがシャットダウン状態のとき、SSピンがアクティブにグラウンドに引き下げられます。ソフトスタートの範囲は、SSピンが0V~0.8Vの電圧範囲であると定義されています。合計ソフトスタート時間は次のように計算できます。

$$t_{\text{SOFTSTART}} = 0.8 \cdot \frac{C_{\text{SS}}}{3\mu\text{A}}$$

MODE/PLLINピンで選択されたモードには関係なく、SS = 0.8Vまではレギュレータは常にパルス・スキップ・モードで起動します。

## フォールト状態:電流制限と電流フォールドバック

電流モード・コントローラの最大インダクタ電流は最大検出電圧によって本質的に制限されます。昇圧領域では、次式のように、最大検出電圧とセンス抵抗によりインダクタの最大許容ピーク電流が決定されます。

$$I_{L(\text{MAX,BOOST})} = \frac{140\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}}$$

降圧領域では、次式のように、最大検出電圧とセンス抵抗によりインダクタの最大許容谷電流が決定されます。

$$I_{L(\text{MAX,BUCK})} = \frac{90\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}}$$

グラウンドへの短絡が発生したとき電流をさらに制限するため、LTC3789にはフォールドバック電流制限機能が備わっています。出力が50%以上低下すると、最大検出電圧はその最大値の約1/3まで次第に低下します。

## 効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3789の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。

1. DCのI<sup>2</sup>R損失。これは、MOSFET、センス抵抗、インダクタおよびPCボードのトレースの各抵抗成分から生じ、大きな出力電流で効率を低下させます。
2. MOSFETの遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードが遷移するとき、スイッチAまたはスイッチCが短時間飽和領域に留まることから生じます。これは、入力電圧、負荷電流、ドライブ強度、MOSFET容量などの要因に依存します。
3. INTV<sub>CC</sub>電流。これはMOSFETドライブ電流と制御電流の和です。この損失は、(4.7V < V<sub>OUT</sub> < 14Vであれば)出力または(利用可能であれば)代替電源のような高効率ソースから、EXTV<sub>CC</sub>ピンを通してINTV<sub>CC</sub>電流を供給することにより減少させることができます。
4. C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>の損失。入力コンデンサは降圧モードでレギュレータに流れる大きなRMS入力電流をフィルタリングするという困難な役目を担っています。出力コンデンサは昇圧モードで大きなRMS出力電流をフィルタリングするというもっとも困難な役目を担っています。C<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>の両方とも、ACのI<sup>2</sup>R損失を最小にするためにESRが非常に小さくしなければならず、RMS電流が上流でヒューズやバッテリー内の追加損失を生じないように容量が十分大きくなければなりません。
5. 他の損失。ショットキー・ダイオードD1とD2によりデッドタイムと軽負荷導通期間の導通損失が生じます。インダクタのコア損失も考慮すべきです。スイッチCは昇圧モードで逆回復電流損失を生じます。

効率を改善するための調整を行うとき、入力電流は効率の変化の最良の指標です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

## アプリケーション情報

### 設計例

$$V_{IN} = 5V \sim 18V$$

$$V_{OUT} = 12V$$

$$I_{OUT(MAX)} = 5A$$

$$f = 400kHz$$

$$\text{最大周囲温度} = 60^\circ C$$

FREQピンに1.2Vを与えることにより、周波数を400kHzに設定します(図7を参照)。FREQピンから流れ出す10 $\mu$ Aの電流により、GNDへの120k抵抗の両端に1.2Vが発生します。30%のリプル電流を仮定して、まずインダクタンス値を選択します。降圧領域では、リプル電流は次のようになります。

$$\Delta I_{L,BUCK} = \frac{V_{OUT}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

$$I_{RIPPLE,BUCK} = \frac{\Delta I_{L,BUCK} \cdot 100}{I_{OUT}} \%$$

リプル電流の最大値は最大入力電圧で発生します。昇圧領域では、リプル電流は次のようになります。

$$\Delta I_{L,BOOST} = \frac{V_{IN}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right)$$

$$I_{RIPPLE,BOOST} = \frac{\Delta I_{L,BOOST} \cdot 100}{I_{IN}} \%$$

リプル電流は $V_{IN} = V_{OUT}/2$ で最大値をとります。

6.8 $\mu$ Hのインダクタは昇圧領域( $V_{IN} = 6V$ )では11%のリプル、降圧領域( $V_{IN} = 18V$ )では29%のリプルを生じます。

$R_{SENSE}$ 抵抗値は、最大電流検出電圧の規定値を使い、いくらかの許容差を考慮に入れて計算することができます。

$$R_{SENSE} = \frac{2 \cdot 140mV \cdot V_{IN(MIN)}}{2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot V_{OUT} + \Delta I_{L,BOOST} \cdot V_{IN(MIN)}}$$

10m $\Omega$ の $R_{SENSE}$ を選択します。

出力電圧は12Vです。R1には20kを選択します。R2は次のとおりです。

$$R2 = \frac{V_{OUT} \cdot R1}{0.8} - R1$$

R2には280kを選択します。R1とR2は両方とも1%以下の許容差にします。

### MOSFETスイッチの選択

MOSFETは電圧定格と $R_{DS(ON)}$ の値に基づいて選択します。デバイスの動作が利用可能なゲート電圧振幅で規定されていることを確認することが重要です。この場合、振幅が5.5Vなので、 $V_{GS} = 4.5V$ で $R_{DS(ON)}$ の値が規定されているMOSFETを使用することができます。

**QAとQBの選択。**18Vの最大入力電圧では、少なくとも30V定格のMOSFETを使います。実際の熱抵抗がまだ分らないので(基板設計およびエアフローが大きく影響します)、MOSFETの接合部から周囲までの熱抵抗は50 $^\circ C/W$ であると仮定します。

最大接合部温度( $T_{J(MAX)} = 125^\circ C$ )に対して設計する場合、最大 $R_{DS(ON)}$ の値を計算することができます。まず、最大電力損失を計算します。

$$P_{D(MAX)} = \left( \frac{T_{J(MAX)} - T_{A(MAX)}}{R_{(j-a)}} \right)$$

$$P_{D(MAX)} = \frac{(125 - 60)}{50} = 1.3W$$

QAの最大損失は、回路が昇圧領域で動作しており、QAが連続してオンしているとき最小入力電圧で生じます。入力電流は次のようになります。

$$\frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}}, \text{ OR } 12A$$

$R_{DS(ON)}$ の最大値を計算します。

$$R_{DS(ON)}(125^\circ C) < \frac{P_{D(MAX)}}{I_{IN(MAX)}^2}$$

$$R_{DS(ON)}(125^\circ C) < \frac{1.3W}{(12A)^2} = 0.009\Omega$$

VishayのSiR422DPの $R_{DS(ON)}$ は、 $T_J = 125^\circ C$ および $V_{GS} = 4.5V$ で標準0.010 $\Omega$ です。

## アプリケーション情報

QBの最大損失は、回路が降圧領域で動作しているとき最大入力電圧で生じます。電力損失は次のようになります。

$$P_{B, \text{BUCK}} = \frac{V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \cdot I_{\text{OUT(MAX)}}^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{\text{DS(ON)}}$$

$$R_{\text{DS(ON)}(125^{\circ}\text{C})} < \frac{1.3\text{W}}{\frac{18\text{V TO } -12\text{V}}{18\text{V}} \cdot (5\text{A})^2} = 0.156\Omega$$

これは、電力損失だけを見るなら、QBに非常に小さなMOSFETを使用することができることを示しているように見えます。ただし、5Aの電流では、0.156Ωの両端の電圧降下は0.78Vであり、MOSFETのボディ・ダイオードが導通していることを意味します。ボディ・ダイオード電流を防ぐため、たとえば、SO-8パッケージのVishayのSi4840BDY ( $R_{\text{DS(ON)(MAX)}} = 0.012\Omega$ )を使って、最大電圧降下を0.5Vより十分下に保つ必要があります。

**QCとQDを選択します。**12Vの出力電圧では、定格が20V以上のMOSFETが必要です。

最大の電力損失は、インダクタ電流が最大になる最小入力電圧で生じます。スイッチQCでは、電力損失は次のようになります。

$$P_{C, \text{BOOST}} = \frac{(V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}^2}$$

$$\cdot I_{\text{OUT(MAX)}}^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{\text{DS(ON)}}$$

$$+ k \cdot V_{\text{OUT}}^3 \cdot \frac{I_{\text{OUT(MAX)}}}{V_{\text{IN}}} \cdot C_{\text{RSS}} \cdot f$$

ここで、 $C_{\text{RSS}}$ は通常MOSFETの製造メーカーにより規定されています。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数kは、ゲート・ドライブ電流に反比例し、その経験値は1.7です。

スイッチQDの電力損失は次のようになります。

$$P_{D, \text{BOOST}} = \frac{V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}}} \cdot \left( \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \cdot I_{\text{OUT(MAX)}} \right)^2$$

$$\cdot \rho_{\tau} \cdot R_{\text{DS(ON)}}$$

VishayのSiR4840YはQCおよびQDの選択対象になります。5Vの入力で計算した電力損失はQCで1.3W、QDで0.84Wになります。

$C_{\text{IN}}$ は降圧領域で方形波電流をフィルタリングするように選択します。このモードでの最大入力電流のピークは、次のようになります。

$$I_{\text{IN, PEAK(MAX, BUCK)}} = 5\text{A} \cdot \left( 1 + \frac{29\%}{2} \right) = 5.7\text{A}$$

低ESR(10mΩ)のコンデンサを選択します。入力電圧リップルは57mVです(ESRがリップルを支配すると想定)。

$C_{\text{OUT}}$ は昇圧領域の方形波電流をフィルタするように選択します。このモードでの最大出力電流のピークは、次のようになります。

$$I_{\text{OUT, PEAK(MAX, BOOST)}} = \frac{12}{5} \cdot 5 \cdot \left( 1 + \frac{11\%}{2} \right) = 10.6\text{A}$$

低ESR(5mΩ)のコンデンサを推奨します。このコンデンサは(ESRがリップルを支配すると仮定して)出力電圧リップルを53mVに制限します。

## PCボードのレイアウトのチェックリスト

基本的PCボードのレイアウトには専用のグランド・プレーン層が必要です。また、高電流では、多層基板によりパワー部品のヒートシンクが与えられます。

- グランド・プレーン層にはトレースがあってはならず、パワーMOSFETの置かれている層にできるだけ近くします。
- $C_{\text{IN}}$ 、スイッチA、スイッチBおよびD1を一箇所に密集させて配置します。 $C_{\text{OUT}}$ 、スイッチC、スイッチDおよびD2を一箇所に密集させて配置します。レイアウトの一例を図12に示します。
- 近接するビアを使って(LTC3789のSGNDピンとPGNDピンを含む)部品をグランド・プレーンに接続します。各パワー部品には大きなビアを複数使います。



## アプリケーション情報

- 十分な電圧フィルタリングを維持し、電力損失を低く抑えるため、 $V_{IN}$ と $V_{OUT}$ にはプレーンを使用します。
- 全ての層の全ての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うと電力部品の温度上昇が小さくなります。これらの銅領域はDCネットのどれか( $V_{IN}$ または $GND$ )に接続します。PCボード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LTC3789が正しく動作するようにします。これらの項目は図13にも示されています。
- 信号グラウンドと電源グラウンドを分離します。全ての小信号部品は一点で $SGND$ ピンに戻します。この一点はインダクタ電流のセンス抵抗 $R_{SENSE}$ に近づけて $PGND$ ピンに接続します。
- スイッチBとスイッチCはできるだけコントローラに近づけて配置し、 $PGND$ 、 $BG$ および $SW$ の各トレースを短くします。
- $dV/dT$ の高い $SW1$ 、 $SW2$ 、 $BOOST1$ 、 $BOOST2$ 、 $TG1$ および $TG2$ の各ノードは敏感な小信号ノードから離します。
- スイッチA、スイッチB、 $D1$ および $C_{IN}$ コンデンサで形成される経路はリードとPCトレースを短くします。スイッチC、スイッチD、 $D2$ および $C_{OUT}$ コンデンサで形成される経路もリードとPCトレースを短くします。
- 出力コンデンサの(-)端子は入力コンデンサの(-)端子にできるだけ近づけて接続します。
- トップ・ドライバ昇圧コンデンサ $C_A$ は、 $BOOST1$ ピンと $SW1$ ピンに近づけて接続します。トップ・ドライバ昇圧コンデンサ $C_B$ は、 $BOOST2$ ピンおよび $SW2$ ピンに近づけて接続します。
- 入力コンデンサ $C_{IN}$ と出力コンデンサ $C_{OUT}$ はパワーMOSFETに近づけて接続します。これらのコンデンサは昇降圧領域でMOSFETのAC電流を供給します。
- $V_{FB}$ ピンの抵抗分割器は $C_{OUT}$ の(+)端子と信号グラウンドに接続します。 $V_{FB}$ の小さなバイパスコンデンサをLTC3789の $SGND$ ピンに近づけて接続することができます。 $R2$ の接続は入力コンデンサなど大電流経路やノイズ経路に沿って配線しないでください。
- $SENSE^-$ と $SENSE^+$ のリードはPCの最小トレース間隔と一緒に配線します。検出ラインが(スイッチ・ノイズなど)ノイズの大きい領域を通過しないようにします。 $SENSE^+$ と $SENSE^-$ の間のフィルタ・コンデンサはできるだけデバイスに近づけて配置します。 $SENSE$ 抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を確実にを行います。レイアウトの一例を図14に示します。
- $I_{TH}$ ピンの補償ネットワークはデバイスに近づけて、 $I_{TH}$ ピンと信号グラウンド・ピンの間に接続します。コンデンサはPCBノイズと出力電圧リップルの影響を補償ループから除去するのに役立ちます。
- $INTV_{CC}$ のバイパス・コンデンサ( $C_{VCC}$ )はデバイスの近くで $INTV_{CC}$ ピンと電源グラウンド・ピンの間に接続します。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1 $\mu F$ セラミック・コンデンサを1個 $INTV_{CC}$ ピンと $PGND$ ピンに隣接して追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。

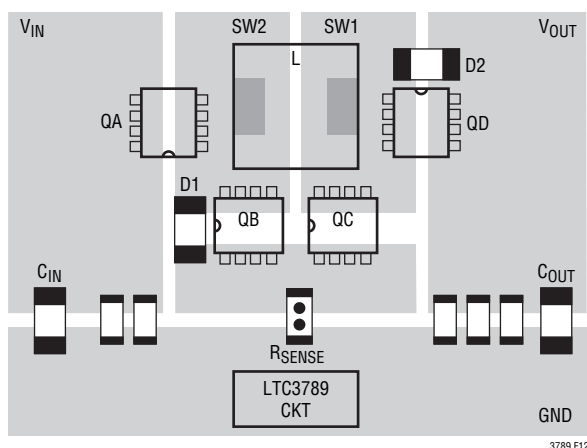


図12. スイッチのレイアウト

## アプリケーション情報

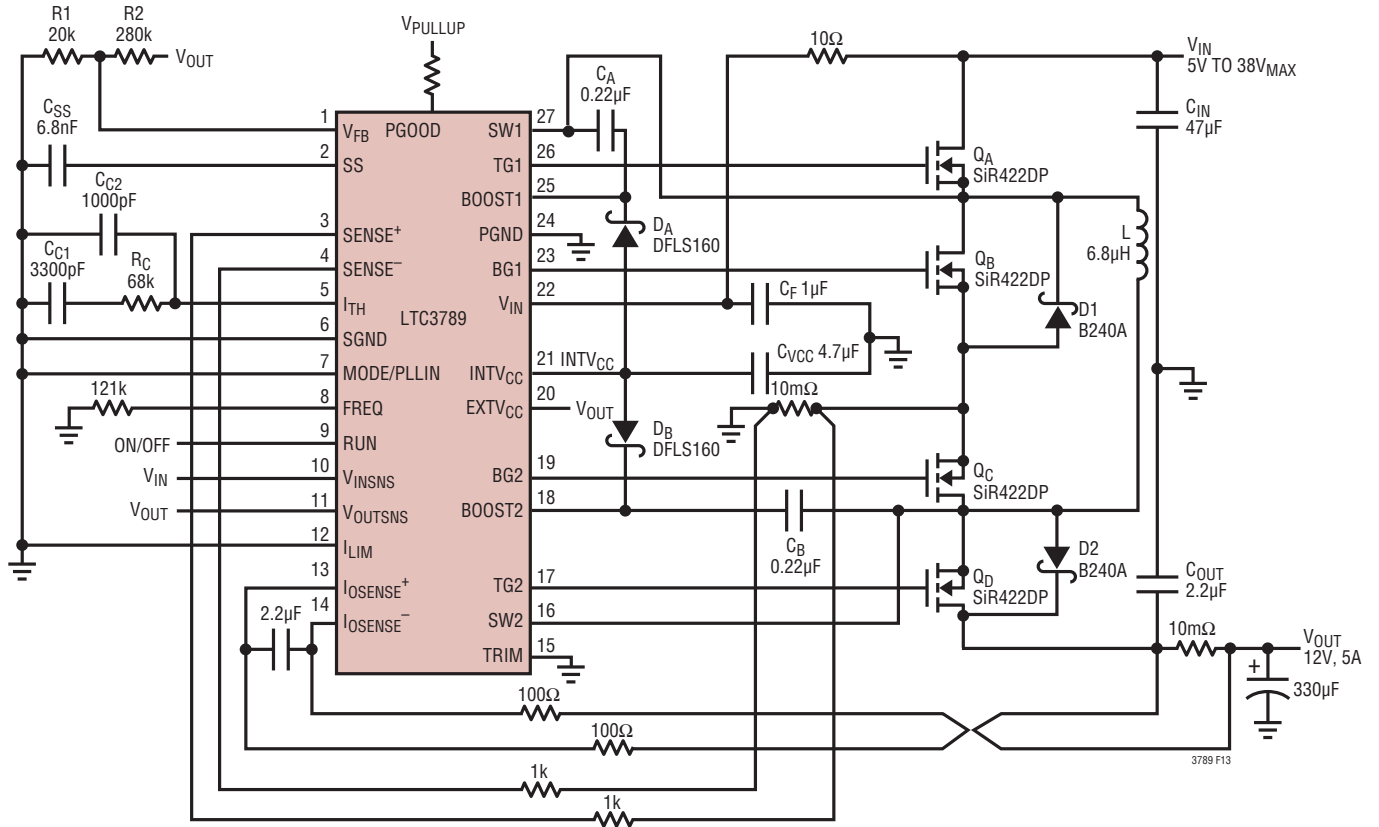


図 13. LTC3789 の 12V/5A 昇降圧レギュレータ

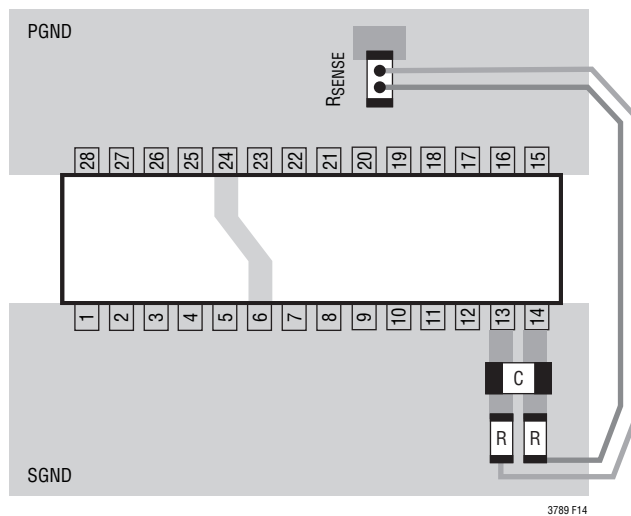
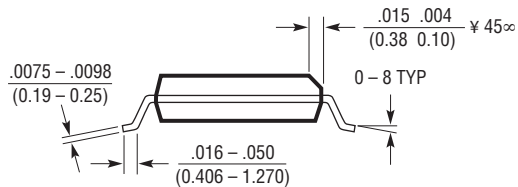
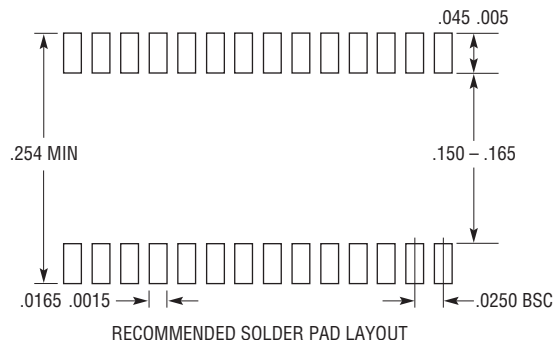


図 14. 検出ラインのレイアウト

パッケージ

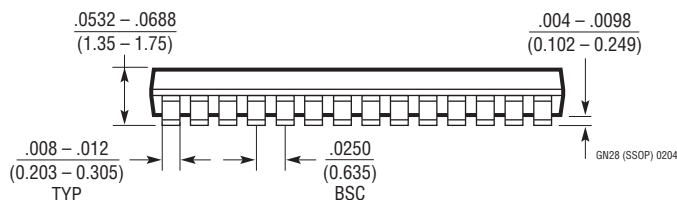
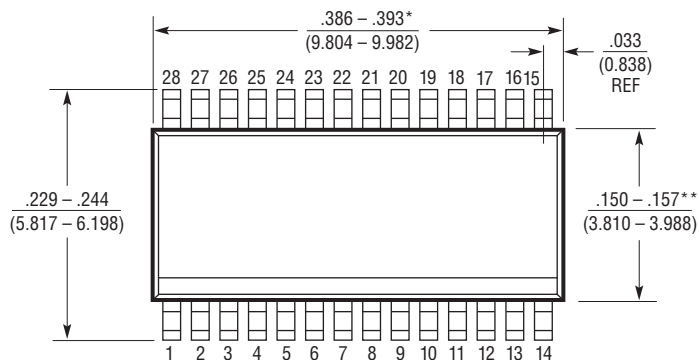
最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> をご覧ください。

**GN Package**  
**28-Lead Plastic SSOP (Narrow .150 Inch)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1641)



NOTE:

1. 標準寸法：インチ
2. 寸法は  $\frac{\text{インチ}}{\text{（ミリメートル）}}$
3. 図は実寸とは異なる

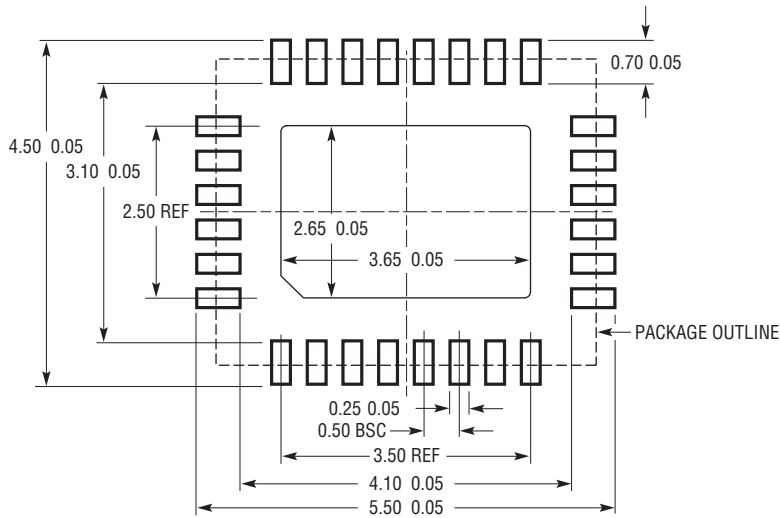


- \*寸法にはモールドのバリを含まない  
モールドのバリは各サイドで 0.006" (0.152mm) を超えないこと
- \*\*寸法にはリード間のバリを含まない  
リード間のバリは各サイドで 0.010" (0.254mm) を超えないこと

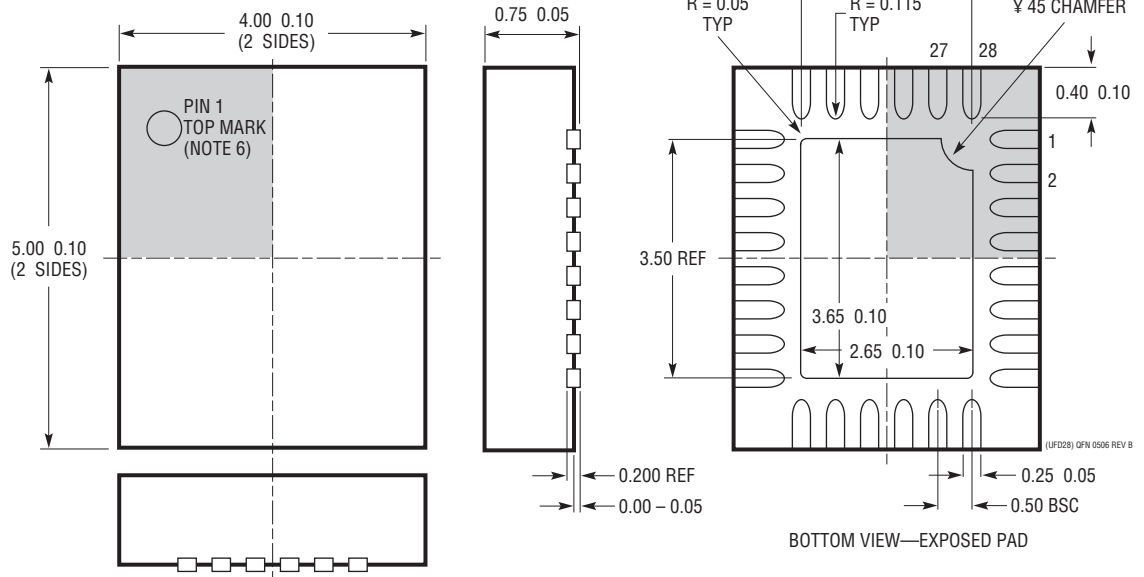
## パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> をご覧ください。

**UFD Package**  
**28-Lead Plastic QFN (4mm × 5mm)**  
 (Reference LTC DWG # 05-08-1712 Rev B)



RECOMMENDED SOLDER PAD PITCH AND DIMENSIONS  
 APPLY SOLDER MASK TO AREAS THAT ARE NOT SOLDERED



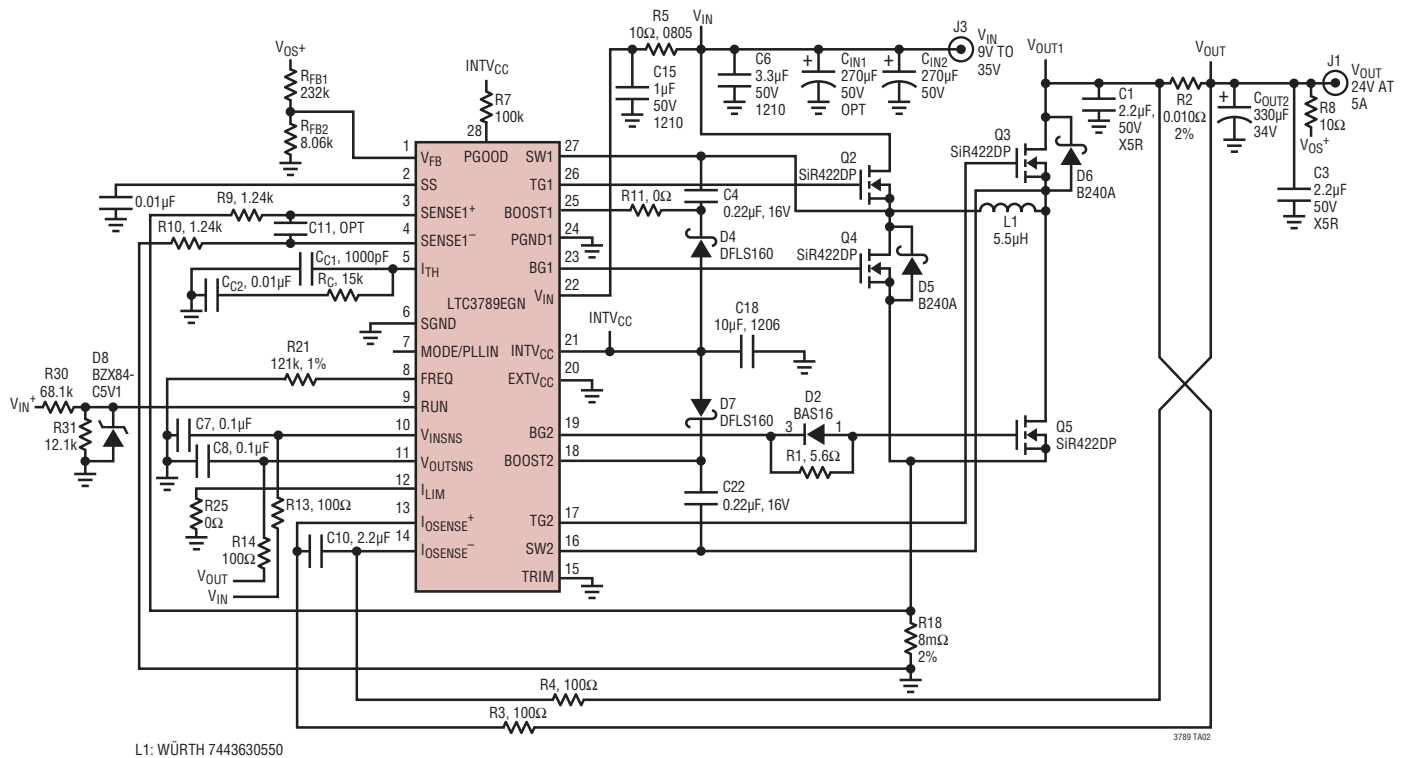
- NOTE:
- 図は JEDEC パッケージ外形 MO-220 のバリエーション (WXXX-X) にするよう提案されている
  - 図は実寸とは異なる
  - 全ての寸法はミリメートル
  - パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。  
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.15mm を超えないこと
  - 露出パッドは半田メッキとする
  - 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

## 改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	9/11	「特長」、「概要」、「標準的応用例」の更新 「電気的特性」セクションの更新 「ピン機能」セクションの MODE/PLLIN、BOOST1、BOOST2、SW1、SW2 の記述を更新 「動作」セクションの記述の更新 「アプリケーション情報」セクションの記述の更新 図13の更新 「標準的応用例」および「関連製品」の更新	1 3 9、10 12～15 16～25 26 30
B	7/14	「標準的応用例」を更新 Nominal Frequency の抵抗を更新 V <sub>OUTSNS</sub> と V <sub>IN</sub> のセクションを更新 L <sub>BOOST</sub> の式を更新	1 4 9、10 18
C	11/14	「絶対最大定格」に TG1、TG2 を追加 Note 6 を追加 図9を差し替え 文章を追加	2 4 17 21

## 標準的応用例

### 24V/5A 昇降圧レギュレータ



## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3780	高効率(最大98%)、同期整流式、4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 30V$ 、 5mm × 5mm QFN-32およびSSOP-24パッケージ
LTC3785	高効率(最大98%)、同期整流式、4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	$2.7V \leq V_{IN} \leq 10V$ 、 $2.7V \leq V_{OUT} \leq 10V$ 、 4mm × 4mm QFN-24パッケージ
LTM4605	高効率、昇降圧DC/DC µModule™レギュレータ電源	$4.5V \leq V_{IN} \leq 20V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 16V$ 、 15mm × 15mm × 2.8mm LGAパッケージ
LTM4607	高効率、昇降圧DC/DC µModuleレギュレータ電源	$4.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 25V$ 、 15mm × 15mm × 2.8mm LGAパッケージ
LTM4609	高効率、昇降圧DC/DC µModuleレギュレータ電源	$4.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 34V$ 、 15mm × 15mm × 2.8mm LGAパッケージ
LTC3112	2.5A同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	$2.7V \leq V_{IN} \leq 15V$ 、 $2.5V \leq V_{OUT} \leq 14V$ 、 4mm × 5mm DFN-16およびTSSOP-20パッケージ
LTC3533	2A同期整流式昇降圧モノリシックDC/DCコンバータ	$1.8V \leq V_{IN} \leq 5.5V$ 、 $1.8V \leq V_{OUT} \leq 5.25V$ 、 $I_Q = 40\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、3mm × 4mm DFN-14パッケージ