

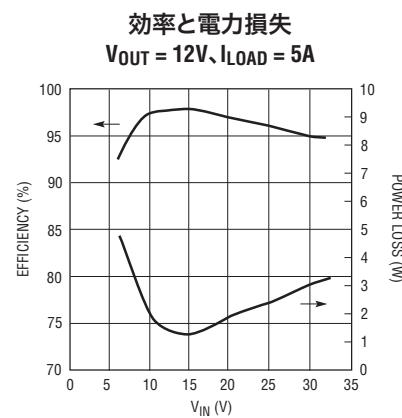
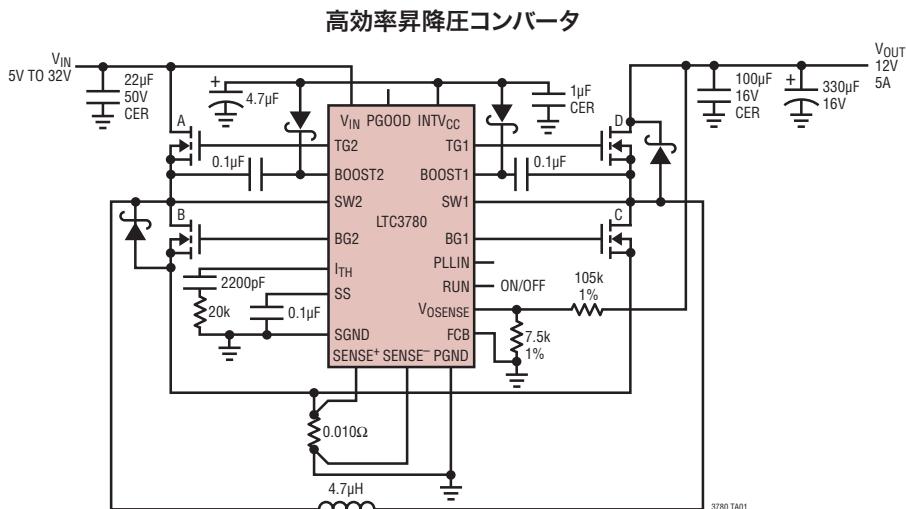
特長

- 単一インダクタ・アーキテクチャにより、出力電圧を下回る/上回る、あるいは等しい入力電圧での動作が可能
- 広い入力電圧範囲: 4V~36V動作
- 同期整流: 最大98%の効率を達成
- 電流モード制御
- $\pm 1\%$ 精度の出力電圧: $0.8V < V_{OUT} < 30V$
- フェーズロック可能な固定周波数: 200kHz~400kHz
- パワーグッド出力電圧モニタ
- MOSFET電源用のLDOを内蔵
- クワッドNチャネルMOSFET同期ドライブ
- シャットダウン時に V_{OUT} を V_{IN} から切断
- 調整可能なソフトスタート電流ランプ
- フォールドバック出力電流制限
- 低電流モードを選択可能
- 出力過電圧保護
- 24ピンSSOPパッケージと露出パッド付き
(5mm × 5mm) 32ピンQFNパッケージ

アプリケーション

- 車載システム
- テレコム・システム
- DC配電システム
- 高電力バッテリ駆動機器
- 産業用制御

標準的応用例



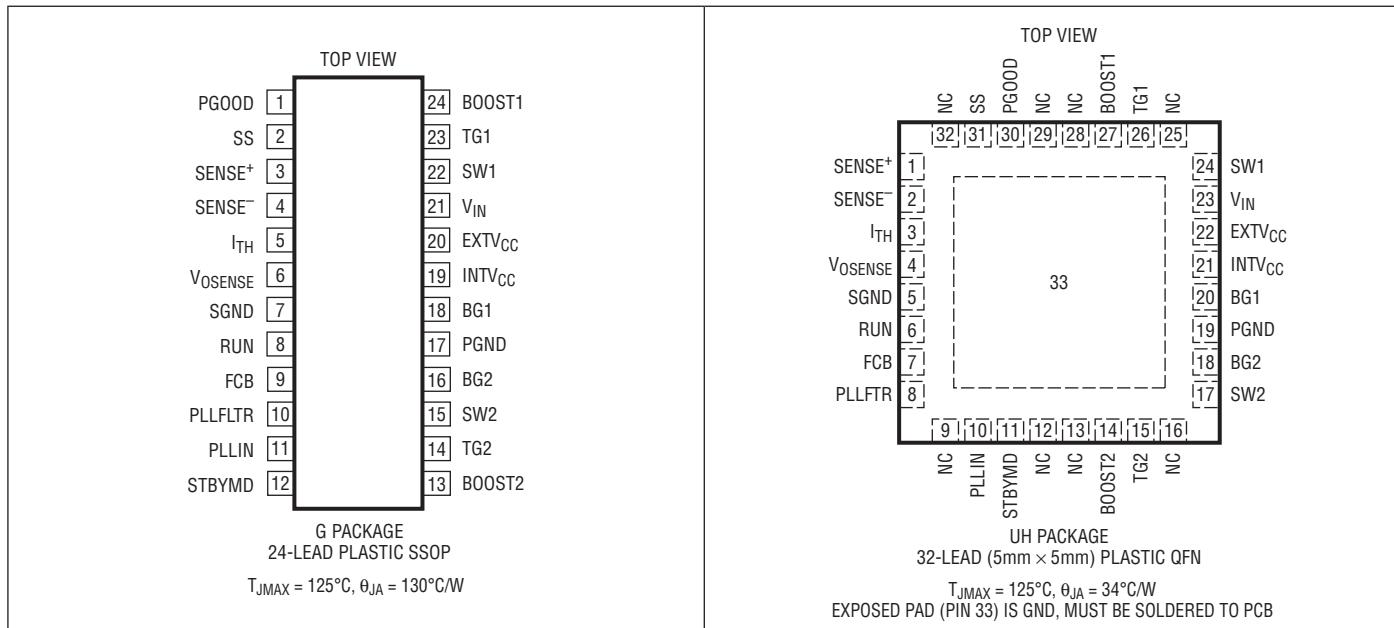
LTC3780

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧(V_{IN})	-0.3V~36V
トップサイド・ドライバ電圧 (BOOST1、BOOST2)	-0.3V~42V
スイッチ電圧(SW1、SW2)	-5V~36V
INTV _{CC} 、EXTV _{CC} 、(BOOST-SW1)、 (BOOST2-SW2)、PGOOD	-0.3V~7V
RUN、SS	-0.3V~6V
PLLIN電圧	-0.3V~5.5V
PLLFLTR電圧	-0.3V~2.7V
FCB電圧、STBYMD電圧	-0.3V~INTV _{CC}
I _{TH} 電圧、V _{OSENSE} 電圧	-0.3V~2.4V

ピーク出力電流 <10μs (TG1、TG2、BG1、BG2)	3A
INTV _{CC} ピーク出力電流	40mA
動作接合部温度範囲(Note 5、2、7)	
LTC3780E	-40°C~85°C
LTC3780I	-40°C~125°C
LTC3780MP	-55°C~125°C
接合部温度(Note 2)	125°C
保存温度範囲	-65°C~125°C
リード温度(半田付け、10秒)	
SSOPのみ	300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC3780EG#PBF	LTC3780EG#TRPBF	LTC3780EG	24-Lead Plastic SSOP	-40°C to 85°C
LTC3780IG#PBF	LTC3780IG#TRPBF	LTC3780IG	24-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3780EUH#PBF	LTC3780EUH#TRPBF	3780	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C
LTC3780IUH#PBF	LTC3780IUH#TRPBF	3780I	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
鉛ベース仕様	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC3780EG	LTC3780EG#TR	LTC3780EG	24-Lead Plastic SSOP	-40°C to 85°C
LTC3780IG	LTC3780IG#TR	LTC3780IG	24-Lead Plastic SSOP	-40°C to 125°C
LTC3780MPG	LTC3780MPG#TR	LTC3780MPG	24-Lead Plastic SSOP	-55°C to 125°C
LTC3780EUH	LTC3780EUH#TR	3780	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C
LTC3780IUH	LTC3780IUH#TR	3780I	32-Lead (5mm × 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。

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

テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandreel/> をご覧ください。

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Main Control Loop							
V_{OSENSE}	Feedback Reference Voltage	$I_{TH} = 1.2\text{V}, -40^\circ\text{C} \leq T \leq 85^\circ\text{C}$ (Note 3) $-55^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$	● ●	0.792 0.792	0.800 0.800	0.808 0.811	V
$I_{VOSENSE}$	Feedback Pin Input Current	(Note 3)			-5 -50	nA	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 3) $\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to 0.7V $\Delta I_{TH} = 1.2\text{V}$ to 1.8V	● ●		0.1 -0.1	0.5 -0.5	% %
$V_{REF(LINEREG)}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4\text{V}$ to 30V , $I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 3)			0.002	0.02	%/V
$g_m(EA)$	Error Amplifier Transconductance	$I_{TH} = 1.2\text{V}$, Sink/Source = $3\mu\text{A}$ (Note 3)			0.32		mS
$g_m(GBW)$	Error Amplifier GBW	(Note 8)			0.6		MHz
I_Q	Input DC Supply Current Normal Standby Shutdown Supply Current	(Note 4) $V_{RUN} = 0\text{V}, V_{STBYMD} > 2\text{V}$ $V_{RUN} = 0\text{V}, V_{STBYMD} = \text{Open}$			2400 1500 55 70	μA μA μA	
V_{FCB}	Forced Continuous Threshold			0.76	0.800	0.84	V
I_{FCB}	Forced Continuous Pin Current	$V_{FCB} = 0.85\text{V}$		-0.30	-0.18	-0.1	μA
$V_{BINHIBIT}$	Burst Inhibit (Constant Frequency) Threshold	Measured at FCB Pin			5.3	5.5	V
UVLO	Undervoltage Reset	V_{IN} Falling	●		3.8	4	V
V_{OVL}	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at V_{OSENSE} Pin		0.84	0.86	0.88	V
I_{SENSE}	Sense Pins Total Source Current	$V_{SENSE^-} = V_{SENSE^+} = 0\text{V}$			-380		μA
$V_{STBYMD(START)}$	Start-Up Threshold	V_{STBYMD} Rising		0.4	0.7		V
$V_{STBYMD(KA)}$	Keep-Alive Power-On Threshold	V_{STBYMD} Rising, $V_{RUN} = 0\text{V}$			1.25		V

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
DF MAX, Boost	Maximum Duty Factor	% Switch C On		99		%
DF MAX, Buck	Maximum Duty Factor	% Switch A On (in Dropout)		99		%
$V_{RUN(ON)}$	RUN Pin On Threshold	V_{RUN} Rising	1	1.5	2	V
I_{SS}	Soft-Start Charge Current	$V_{RUN} = 2\text{V}$	0.5	1.2		μA
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	Boost: $V_{OSENSE} = V_{REF} - 50\text{mV}$ Buck: $V_{OSENSE} = V_{REF} + 50\text{mV}$	● ●	160 -95	185 -110	mV mV
$V_{SENSE(MIN,BUCK)}$	Minimum Current Sense Threshold	Discontinuous Mode		-6		mV
TG1, TG2 t_r	TG Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 5)		50		ns
TG1, TG2 t_f	TG Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 5)		45		ns
BG1, BG2 t_r	BG Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 5)		45		ns
BG1, BG2 t_f	BG Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 5)		55		ns
TG1/BG1 t_{1D}	TG1 Off to BG1 On Delay, Switch C On Delay	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		80		ns
BG1/TG1 t_{2D}	BG1 Off to TG1 On Delay, Synchronous Switch D On Delay	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		80		ns
TG2/BG2 t_{3D}	TG2 Off to BG2 On Delay, Synchronous Switch B On Delay	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		80		ns
BG2/TG2 t_{4D}	BG2 Off to TG2 On Delay, Switch A On Delay	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		80		ns
Mode Transition 1	BG1 Off to BG2 On Delay, Switch A On Delay	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		250		ns
Mode Transition 2	BG2 Off to BG1 On Delay, Synchronous Switch D On Delay	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver		250		ns
$t_{ON(MIN,BOOST)}$	Minimum On-Time for Main Switch in Boost Operation	Switch C (Note 6)		200		ns
$t_{ON(MIN,BUCK)}$	Minimum On-Time for Synchronous Switch in Buck Operation	Switch B (Note 6)		180		ns

Internal V_{CC} Regulator

V_{INTVCC}	Internal V_{CC} Voltage	$7\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$, $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$	●	5.7	6	6.3	V
$\Delta V_{LDO(LOADREG)}$	Internal V_{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 20mA , $V_{EXTVCC} = 5\text{V}$		0.2	2		%
V_{EXTVCC}	EXT V_{CC} Switchover Voltage	$I_{CC} = 20\text{mA}$, V_{EXTVCC} Rising	●	5.4	5.7		V
$\Delta V_{EXTVCC(HYS)}$	EXT V_{CC} Switchover Hysteresis			300			mV
ΔV_{EXTVCC}	EXT V_{CC} Switch Drop Voltage	$I_{CC} = 20\text{mA}$, $V_{EXTVCC} = 6\text{V}$		150	300		mV

Oscillator and Phase-Locked Loop

f_{NOM}	Nominal Frequency	$V_{PLLFLTR} = 1.2\text{V}$		260	300	330	kHz
f_{LOW}	Lowest Frequency	$V_{PLLFLTR} = 0\text{V}$		170	200	220	kHz
f_{HIGH}	Highest Frequency	$V_{PLLFLTR} = 2.4\text{V}$		340	400	440	kHz
R_{PLLIN}	PLLIN Input Resistance			50			$\text{k}\Omega$
I_{PLLLPF}	Phase Detector Output Current	$f_{PLLIN} < f_{OSC}$ $f_{PLLIN} > f_{OSC}$ (Note 9)		-15	15		μA

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PGOOD Output						
ΔV_{FBH}	PGOOD Upper Threshold	V_{OSENSE} Rising	5.5	7.5	10	%
ΔV_{FBL}	PGOOD Lower Threshold	V_{OSENSE} Falling	-5.5	-7.5	-10	%
$\Delta V_{FB(HYST)}$	PGOOD Hysteresis	V_{OSENSE} Returning		2.5		%
V_{PGL}	PGOOD Low Voltage	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			± 1	μA

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:QFNパッケージの 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。

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

Note 3:このデバイス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_{OSENSE} 電圧を測定してテストされる。

Note 4:スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時電源電流は増える。

Note 5:立ち上りと立ち下り時間は10%と90%のレベルを使用して測定する。遅延時間は50%レベルを使用して測定する。

Note 6:最小オン時間の条件は、 I_{MAX} の40%以上のインダクタ・ピーク-ピーク間リップル電流に対して規定されている(「アプリケーション情報」の最小オン時間に関する検討事項を参照)。

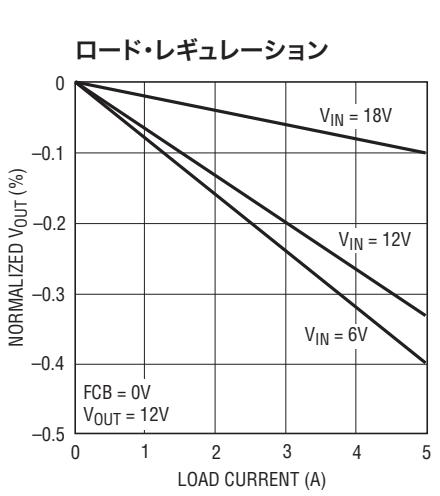
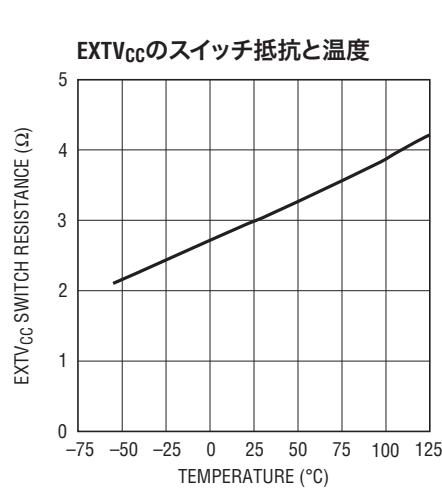
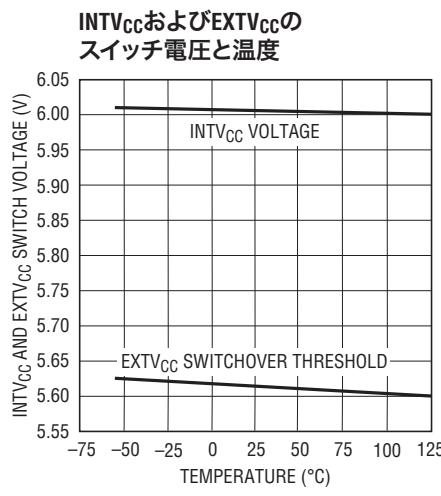
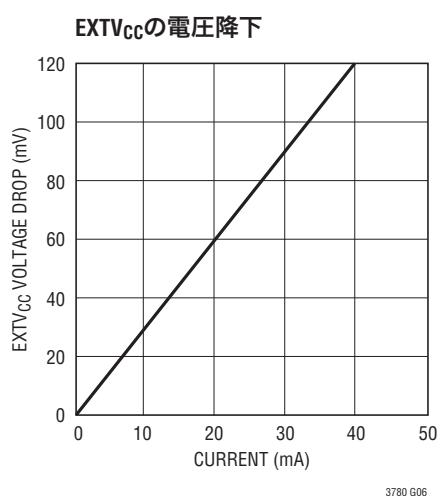
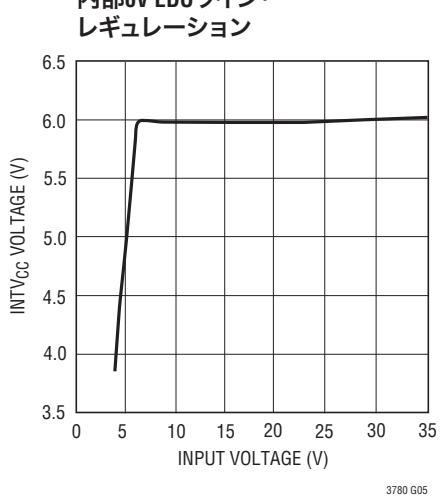
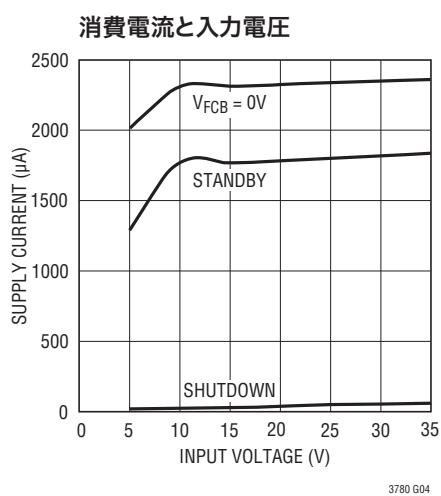
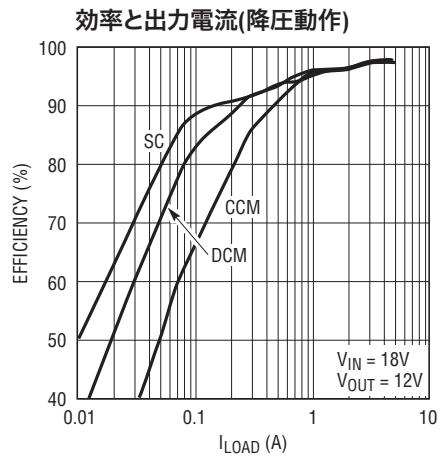
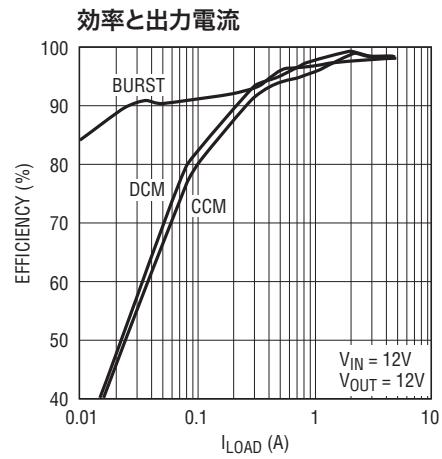
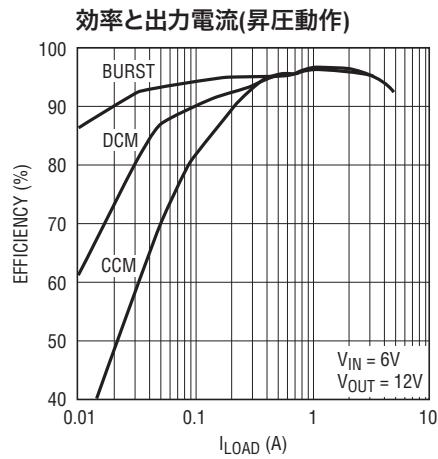
Note 7:LTC3780Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での性能は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3780Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で保証されている。LTC3780MPは $-55^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証され、テストされている。

Note 8:このパラメータは設計によって保証されている。

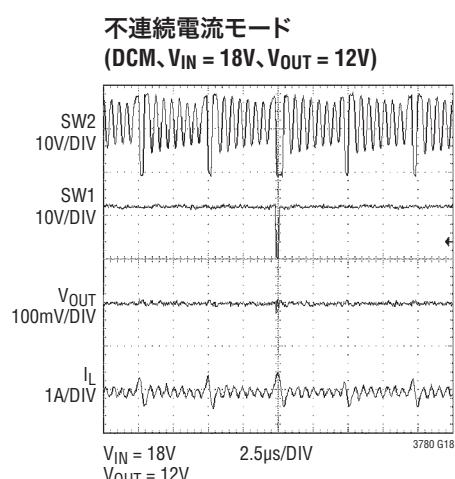
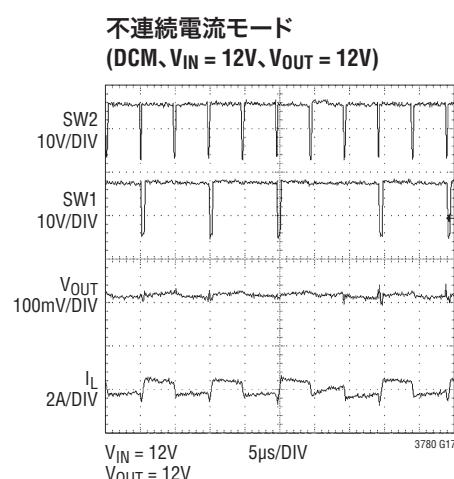
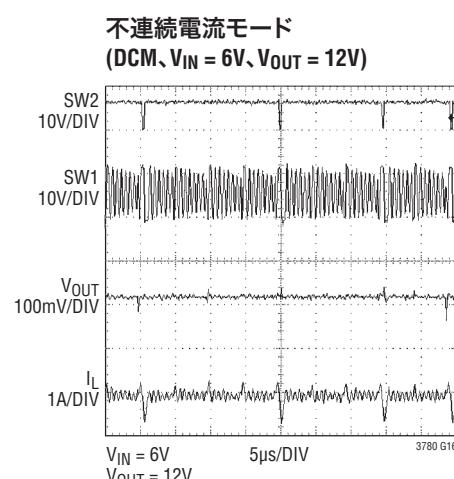
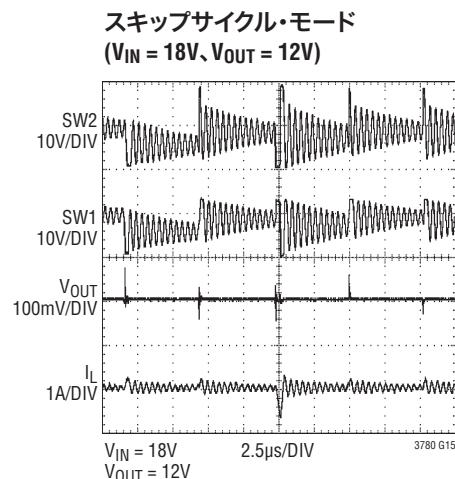
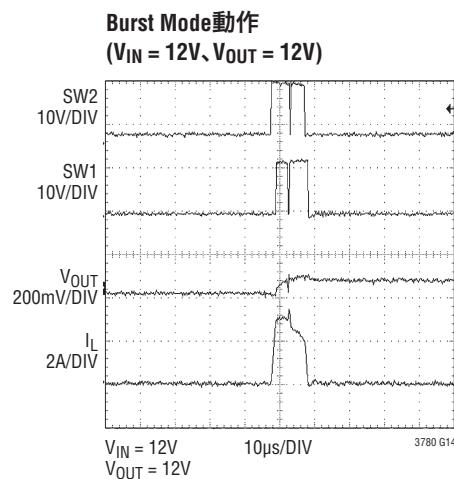
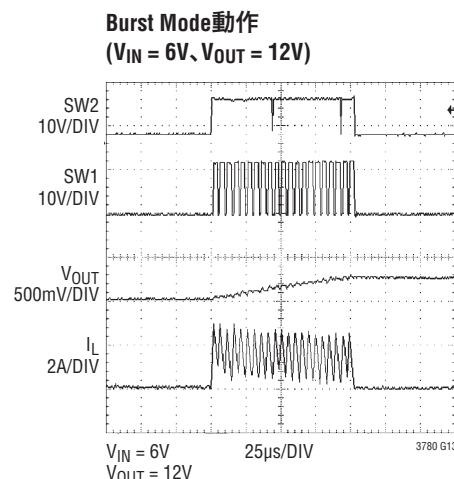
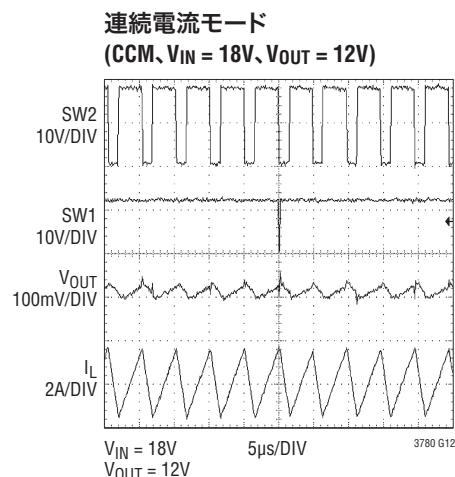
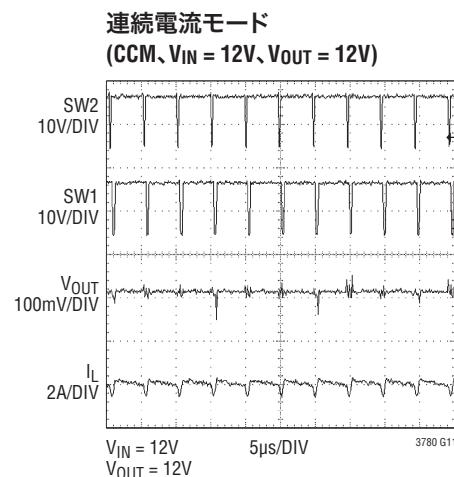
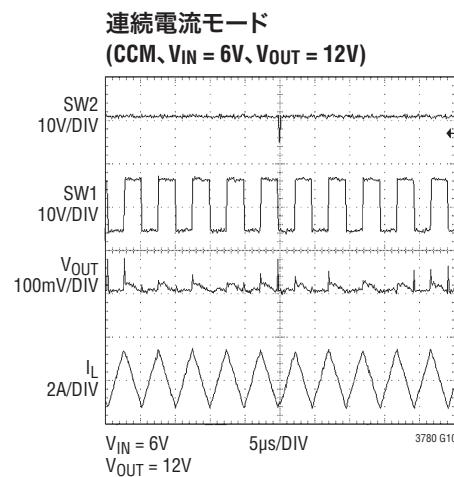
Note 9: f_{OSC} はアプリケーションの動作周波数である。

LTC3780

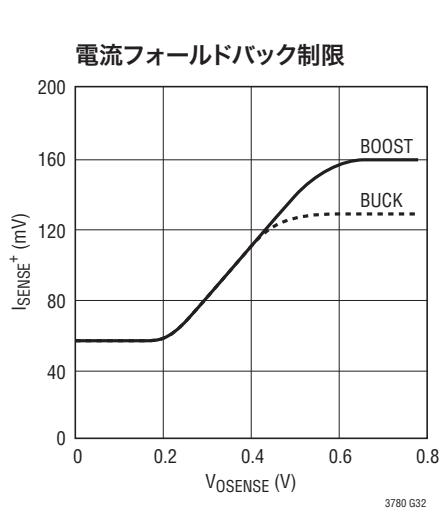
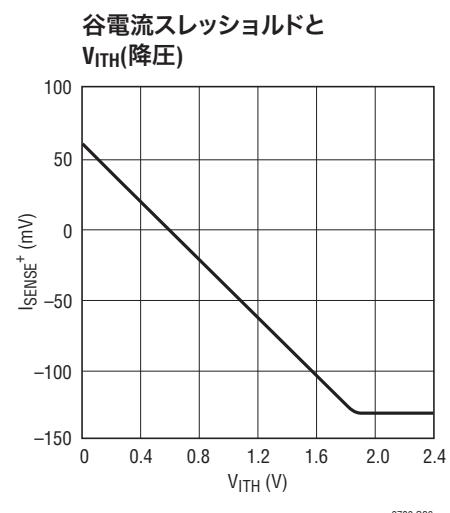
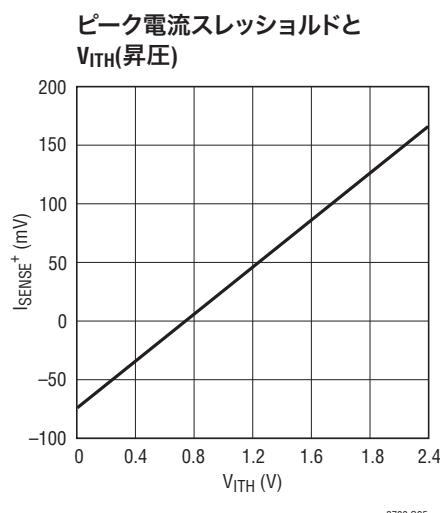
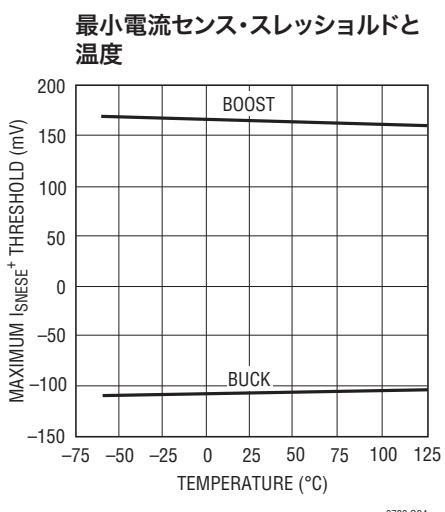
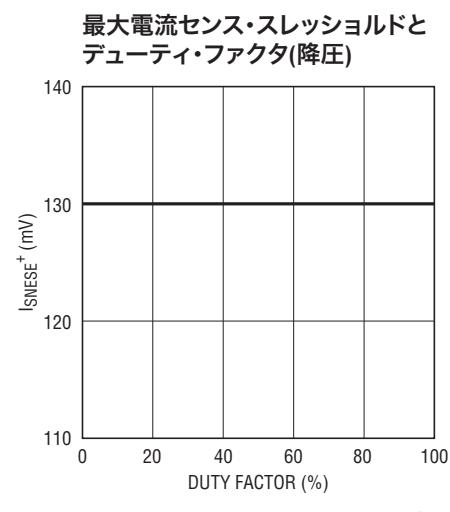
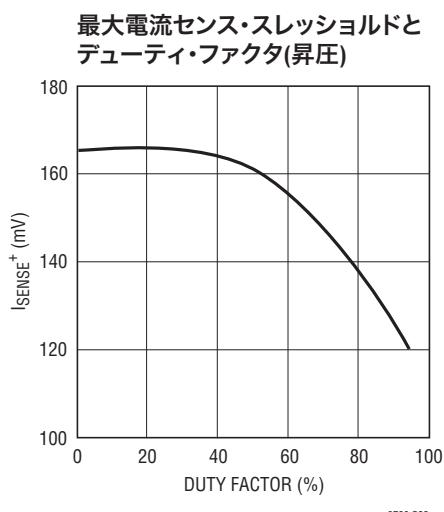
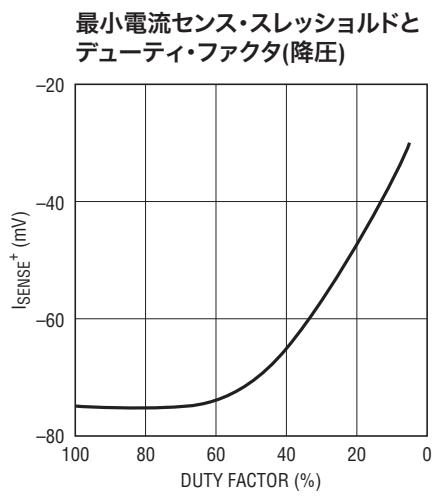
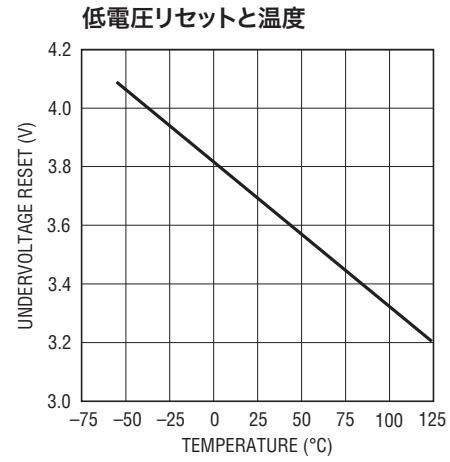
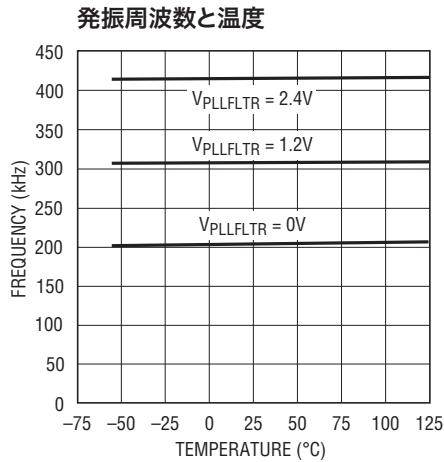
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



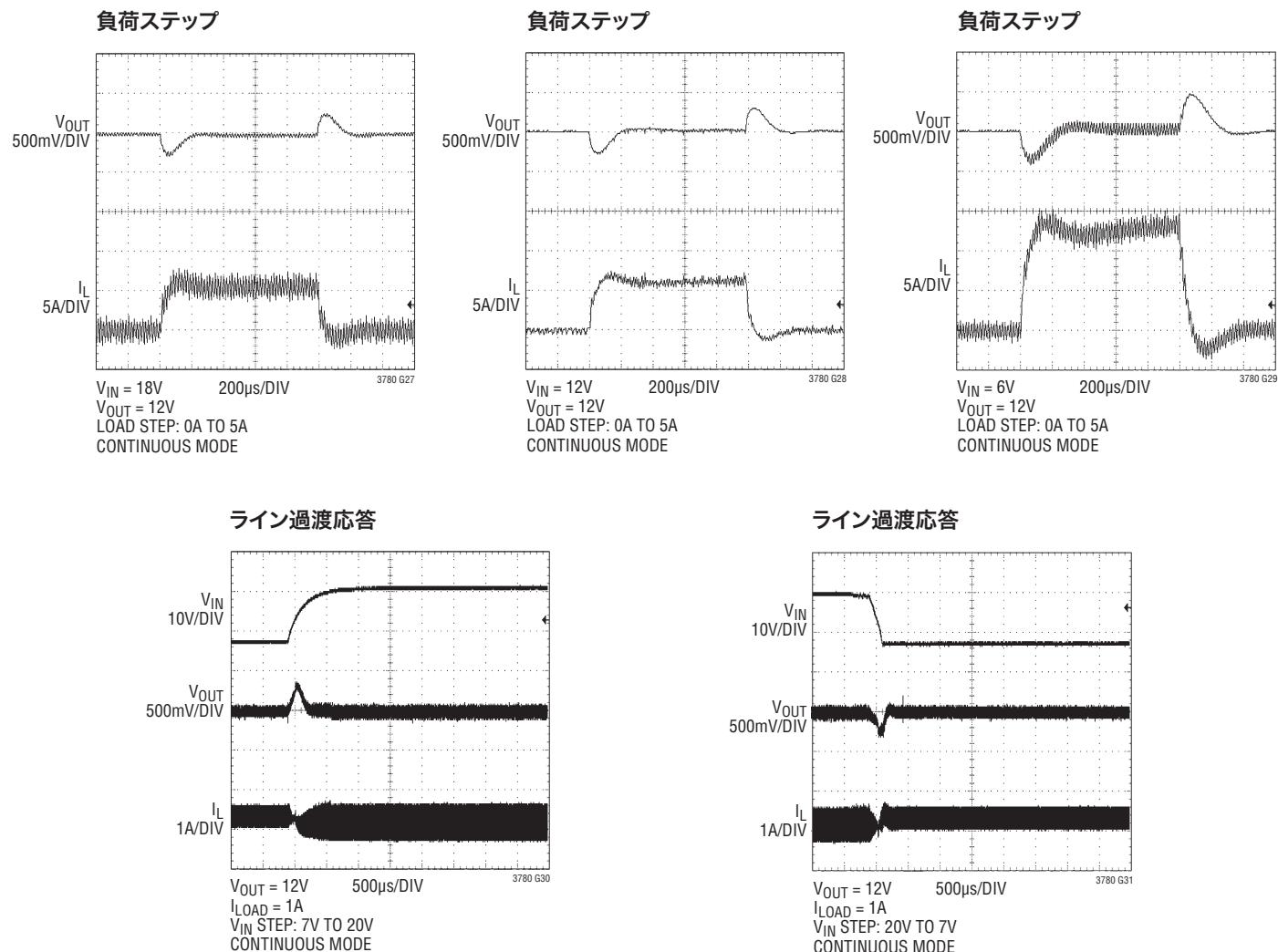
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。



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



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



ピン機能 (SSOP/QFN)

PGOOD(ピン1/ピン30): オープンドレインのロジック出力。PGOODは出力電圧がレギュレーション・ポイントの $\pm 7.5\%$ 以内の値でないと、グランドに引き下げられます。

SS(ピン2/ピン31): ソフトスタートは、コントローラの電流制限を徐々に大きくすることによって、入力電源のサージ電流を低減します。このピンには 6.8nF の最小値を推奨します。

SENSE⁺(ピン3/ピン1): 電流センス・コンパレータと逆電流検出コンパレータへの(+)入力です。 I_{TH} ピンの電圧および、

R_{SENSE} と組み合わされたSENSE⁻ピンとSENSE⁺ピン間の作り込みオフセットによって、電流トリップ・スレッショルドが設定されます。

SENSE⁻(ピン4/ピン2): 電流センス・コンパレータと逆電流検出コンパレータへの(-)入力です。

I_{TH} (ピン5/ピン3): 電流制御スレッショルドおよびエラーアンプの補償点。電流コンパレータのスレッショルドはこの制御電圧に応じて上昇します。この電圧の範囲は $0\text{V} \sim 2.4\text{V}$ です。

ピン機能 (SSOP/QFN)

V_{OSENSE}(ピン6/ピン4): エラーアンプの帰還入力。このピンは、エラーアンプの入力を、V_{OUT}に接続された外付け抵抗分割器に接続します。

SGND(ピン7/ピン5): 信号グランド。すべての小信号用部品と補償用部品はこのグランドに接続し、このグランド自身はPGNDに一点接続します。

RUN(ピン8/ピン6): 実行制御入力。RUNピンを1.5Vより低くすると、デバイスはスイッチング・レギュレータ回路をシャットダウンします。デバイスのRUNピンとSGNDのあいだには100k抵抗が接続されています。このピンには6Vを超える電圧を印加しないでください。

FCB(ピン9/ピン7): 強制連続制御入力。このピンに加えられる電圧により、コントローラの動作モードが設定されます。加えられた電圧が0.8Vより低いと、強制連続電流モードが有効になります。このピンをフロートさせると、昇圧動作ではBurst Modeが有効になり、降圧動作ではスキップサイクル・モードが有効になります。このピンをINTV_{CC}に接続すると、降圧動作でも昇圧動作でも固定周波数不連続電流モードが有効になります。

PLLFLTR(ピン10/ピン8): フェーズロック・ループのローパス・フィルタをこのピンに接続します。代りに、このピンを外部のACまたはDCの電圧源を使ってドライブして、内部発振器の周波数を変化させることができます。

PLLIN(ピン11/ピン10): 位相検出器への外部同期入力。このピンは内部でSGNDに50kΩで終端されています。フェーズロック・ループはコントローラのボトム・ゲート信号の立上りをPLLIN信号の立上りエッジに同期させます。

STBYMD(ピン12/ピン11): LDO制御ピン。コントローラがシャットダウンするとき、内部LDOをアクティブのままにするかどうかを決定します。詳細は「動作」を参照してください。STBYMDピンをグランドに引き下げるとき、SSピンが内部でグランドに引き下げられ、コントローラの起動を防止することにより、コントローラをオフする单一の制御ピンとして機能します。たとえば、RUNピンの状態を制御する「ウェイクアップ」回路に電力供給するため、RUNが“L”的ときにLDOをアクティブに保つには、STBYMDを0.1μFコンデンサで信号グランドにバイパスするか、またはV_{IN}に接続された抵抗分割器を使用してこのピンを2V～5Vの範囲に保ちます。

BOOST2、BOOST1(ピン13、24/ピン14、27): 昇圧されたフローティング・ドライバ電源。ブーストストラップ・コンデンサC_AとC_B(図11)の(+)端子をここに接続します。BOOST2ピンは、INTV_{CC}よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV_{IN}+INTV_{CC}まで振幅します。BOOST1ピンは、INTV_{CC}よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV_{OUT}+INTV_{CC}まで振幅します。

TG2、TG1(ピン14、23/ピン15、26): トップ・ゲート・ドライブ。スイッチ・ノード電圧SWへ重ね合わせたINTV_{CC}に等しい電圧振幅でトップNチャネルMOSFETをドライブします。

SW2、SW1(ピン15、22/ピン17、24): スイッチ・ノード。ブーストストラップ・コンデンサC_AとC_B(図11)の(-)端子をここに接続します。SW2ピンは、グランドより(外付け)ショットキー・ダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV_{IN}まで振幅します。SW1ピンは、グランドより(外付け)ショットキー・ダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV_{OUT}まで振幅します。

BG2、BG1(ピン16、18/ピン18、20): ボトム・ゲート・ドライブ。グランドとINTV_{CC}のあいだで、ボトムNチャネルMOSFETのゲートをドライブします。

PGND(ピン17/ピン19): 電源グランド。このピンを、ボトムNチャネルMOSFETのソース、C_{VCC}の(-)端子、およびC_{IN}の(-)端子に近づけて接続します(図11)。

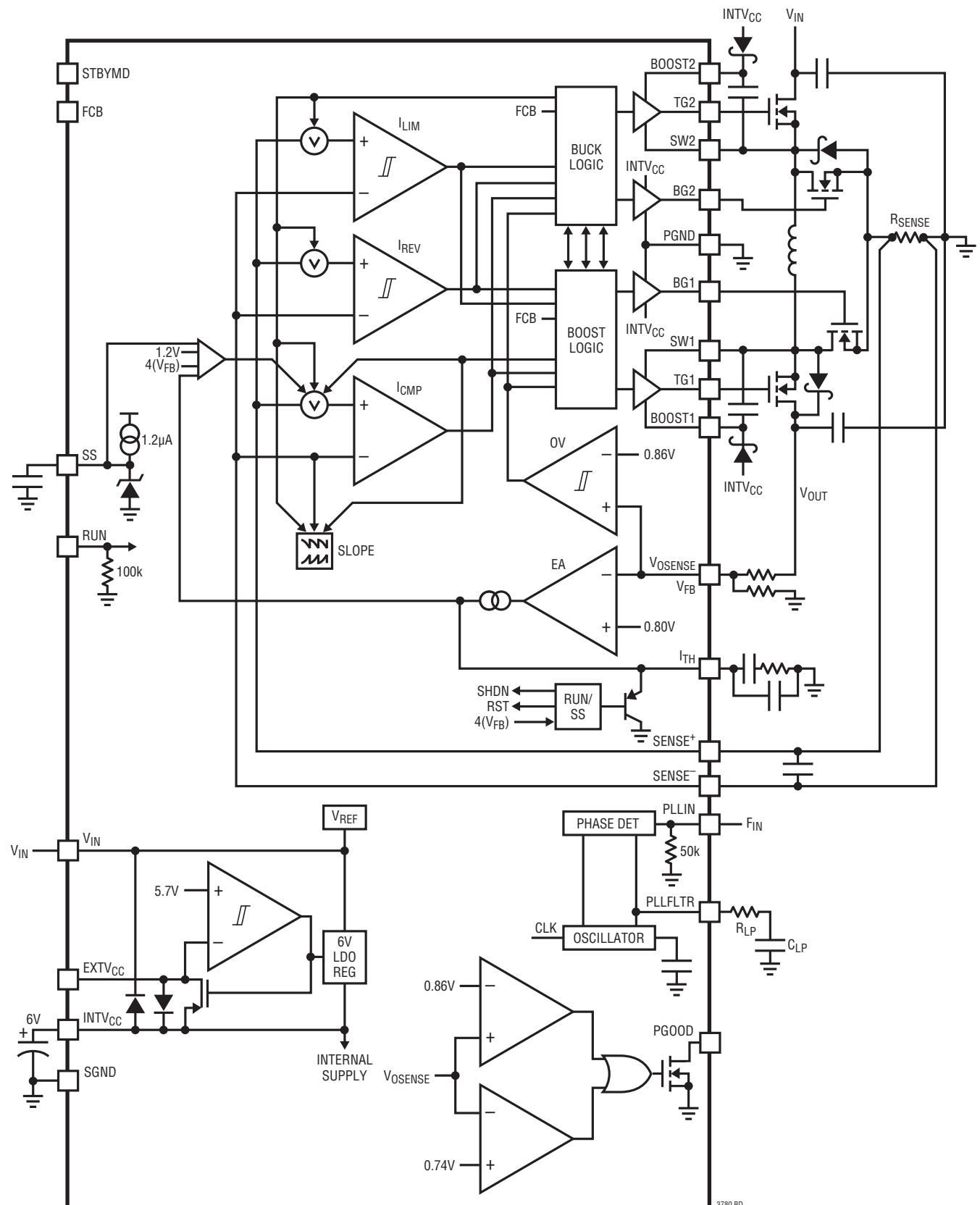
INTV_{CC}(ピン19/ピン21): 内部6Vレギュレータの出力。ドライバおよび制御回路はこの電圧から電力供給を受けます。最小4.7μFの低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使って、このピンをグランドにバイパスします。

EXTV_{CC}(ピン20/ピン22): 外部V_{CC}入力。EXTV_{CC}が5.7Vを超えると、コントローラとゲート・ドライブがEXTV_{CC}から電力供給を受けるように、内部スイッチがこのピンをINTV_{CC}に接続し、内部レギュレータをシャットダウンします。このピンは7Vを超えないようにし、EXTV_{CC} < V_{IN}とします。

V_{IN}(ピン21/ピン23): 主入力電源。このピンはRCフィルタ(1Ω、0.1μF)を使ってSGNDにバイパスします。

露出パッド(ピン33、QFNのみ): このピンはSGNDで、PCBのグランドに半田付けする必要があります。

ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC3780は入力電圧に比べて高い、等しい、または低い出力電圧を供給する電流モード・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降圧モードと昇圧モードで電流センス抵抗を採用しています。検出されたインダクタ電流は、(アンプEAの出力である) I_{TH} ピンの電圧によって制御されます。 V_{SENSE} 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。

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 (図11)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介して再充電されます。同期スイッチのDとBのそれぞれの両端にショットキー・ダイオードを接続する必要はありませんが、接続すればデッドタイム中の電圧降下が小さくなります。ショットキー・ダイオードを追加すると、ピーク効率が400kHzで通常1%~2%向上します。

RUNピンを“L”に引き下げるとメイン制御ループがシャットダウンされます。RUNピンが1.5Vより高いと、内部1.2 μ A電流源がSSピンに接続されたソフトスタート・コンデンサ C_{SS} を充電します。起動時に C_{SS} がゆっくり充電されるあいだ、 I_{TH} 電圧はSS電圧にクランプされます。この「ソフトスタート」クランピングにより、入力電源からの突入電流が防がれます。

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と相関関係をもつLTC3780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、モード間の移行は連続的におこなわれます。 V_{IN} が V_{OUT} に近づくと昇降圧領域に達します。モード間の遷移時間は標準200nsです。

降圧領域($V_{IN} > V_{OUT}$)

このモードのあいだスイッチ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電流が(V_{ITH} に比例する)基準電圧を下回ると、同期スイッチBがオフし、スイッチAがサイクルの残りの時間オンします。スイッチAとスイッチBは、標準的な同期整流式降圧レギュレータと同様に交互に動作します。降圧モードのコンバータの最大デューティ・サイ

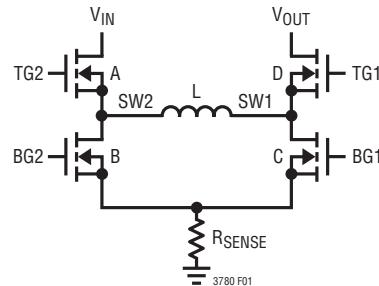


図1. 出力スイッチの簡略図

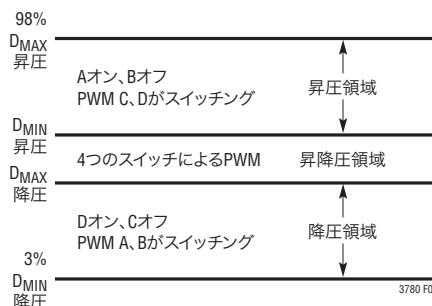


図2. 動作モードとデューティ・サイクル

クルが(次式で求められる) 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。

$$D_{MAX_BUCK} = 100\% - D_{BUCK-BOOST}$$

ここで、 $D_{BUCK-BOOST} = \text{昇降圧スイッチ範囲のデューティ・サイクル}$ です。

$$D_{BUCK-BOOST} = (200\text{ns} \cdot f) \cdot 100\%$$

また、fは動作周波数(Hz)です。

降圧モードの標準的波形を図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。

昇降圧(V_{IN} と V_{OUT} がほぼ等しい)

V_{IN} が V_{OUT} に近いと、コントローラは昇降圧モードになります。このモードの標準的波形を図4に示します。すべてのサイクルで、スイッチBとスイッチDがオン状態でコントローラが起動すると、次いで、スイッチAとスイッチCがオンします。最後に、スイッチAとスイッチDが残りの時間オンします。スイッチAとスイッチCがオン状態でコントローラが起動すると、次いで、スイッチBとスイッチDがオンします。最後に、スイッチAとスイッチDが残りの時間オンします。

動作

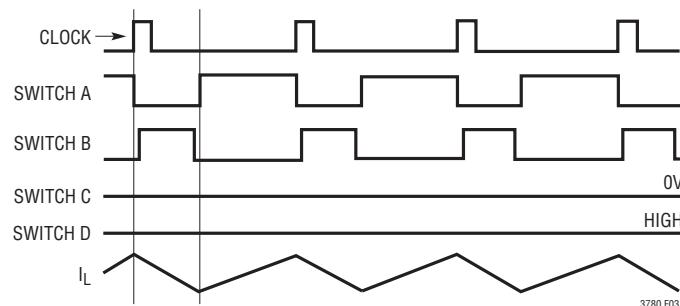


図3. 降圧モード($V_{IN} > V_{OUT}$)

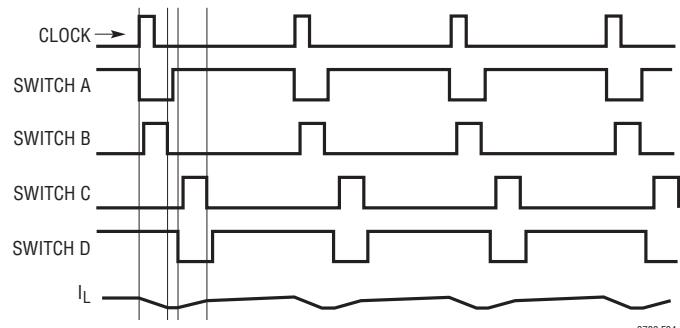
昇圧モードのコンバータの最小デューティ・サイクルが(次式で求められる) D_{MIN_BOOST} に達するまで、スイッチCのデューティ・サイクルが減少します。

$$D_{MIN_BOOST} = D_{BUCK-BOOST}$$

ここで、 $D_{BUCK-BOOST}$ は昇降圧スイッチ範囲のデューティ・サイクルです。

$$D_{BUCK-BOOST} = (200\text{ns} \cdot f) \cdot 100\%$$

また、fは動作周波数(Hz)です。



(4a) 昇降圧モード($V_{IN} \geq V_{OUT}$)

昇圧モードの標準的波形を図5に示します。 V_{IN} が V_{OUT} に近く、昇降圧領域に達します。

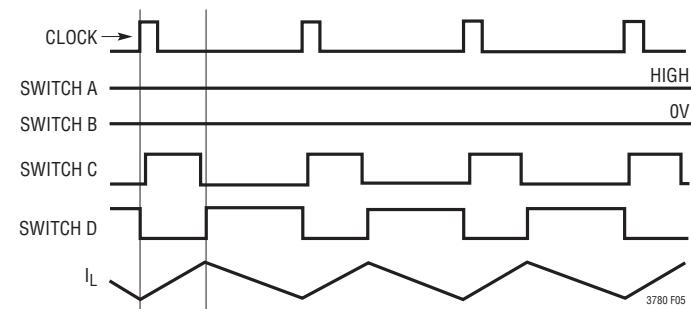
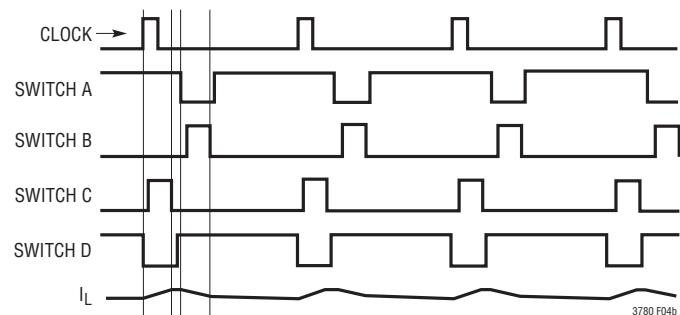


図5. 昇圧モード($V_{IN} < V_{OUT}$)



(4b) 昇降圧モード($V_{IN} \leq V_{OUT}$)

図4. 昇降圧モード

昇圧領域($V_{IN} < V_{OUT}$)

昇圧モードのあいだスイッチ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電流が V_{ITH} に比例する基準電圧を上回った後、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、標準的な同期整流式昇圧レギュレータと同様に交互に動作します。

低電流動作

FCBピンを使用してロジック入力を受けることにより、降圧動作と昇圧動作の両方で3つのモードのいずれかを選択します。異なったモードを図6に示します。

FCBピン	降圧モード	昇圧モード
0V~0.75V	強制連続モード	強制連続モード
0.85V~5V	スキップサイクル・モード	Burst Mode動作
>5.3V	固定周波数のDCM	固定周波数のDCM

図6. 異なった動作モード

FCBピンの電圧が0.8Vを下回ると、コントローラは連続PWM電流モードの同期整流式スイッチング・レギュレータとして動作します。昇圧モードでは、スイッチAは常にオンしています。インダクタ電流の方向に関係なく出力電圧を維持するため、スイッチCと同期スイッチDは交互にオンします。昇圧コンデンサCA(図13)を再充電できるように、スイッチAは10サイクルごとに約300nsのあいだオフに強制されます。降圧モードでは、同

動作

期スイッチDは常にオンしています。インダクタ電流の方向に関係なく出力電圧を維持するため、スイッチAと同期スイッチBは交互にオンします。C_Bを再充電できるように、同期スイッチDは10サイクルごとに約300nsのあいだオフに強制されます。これは軽負荷では最も効率の低い動作モードですが、アプリケーションによっては望ましい場合があります。このモードでは、出力は電流をソースまたはシンクすることができます。

F_{CB}ピンの電圧がV_{INTVCC}-1Vより低くても0.8Vより高いと、コントローラは昇圧動作ではBurst Mode動作になり、降圧動作ではスキップサイクル・モードになります。昇圧動作では、Burst Mode動作により、スイッチCの開始前に最小出力電流レベルが設定され、インダクタ電流が負になると同期スイッチDがオフします。この要件の組合せにより、低電流ではI_{TH}ピンがスレッショルド電圧より低い値に強制され、出力電圧が下降するまで一時的にパワー・スイッチCとDのターンオンが禁止されます。I_{TH}ピンに接続されたバースト・コンパレータには100mVのヒステリシスがあります。このヒステリシスによってCとDのMOSFETを数サイクルのあいだオンする出力信号が生成されます。その後に、負荷電流に従って変化する「スリープ」期間が続きます。最大出力電圧リップルは抵抗帰還分割器によって定まる公称DC出力電圧の3%に制限されます。無負荷時の降圧動作では、スイッチAが最小オン時間だけオンします。出力負荷電流が最大設計負荷の1%を下回ると、すべてのクロック・サイクルでこれが生じることはありません。インダクタ電流を放電するのに、同期スイッチBのボディー・ダイオードまたは(スイッチBに並列に接続された)ショットキー・ダイオードが使われます。スイッチBは10クロック・サイクルごとにオンするだけでC_Bを再充電させます。負荷電流が供給されると、スイッチAがすべてのサイクルでオンし、そのオン時間が増加し始めます。大きな電流では、スイッチAの各ターンオフ後にスイッチBが短時間オンします。軽負荷時には、10クロック・サイクルごとにCAをリフレッシュする(図11)のを除き、スイッチCとスイッチDはオフのままでです。Burst Mode動作やスキップサイクル・モード時には、出力が電流をシンクすることはありません。

F_{CB}ピンの電圧がV_{INTVCC}ピンの電圧に固定されていると、コントローラは固定周波数の不連続電流モード(DCM)になります。昇圧動作では、同期スイッチDはI_{TH}ピンがスレッショルド電圧を下回ると常にオフに保たれます。すべてのサイクルで、イ

ンダクタ電流を供給するのにスイッチCが使われます。出力電圧が十分高くなった後、コントローラは1サイクルだけ連続電流降圧モードになり、インダクタ電流を放電します。それに続くサイクルで、コントローラはDCM昇圧動作を再開します。降圧動作では、固定周波数不連続電流モードによって最小負インダクタ電流レベルが設定されます。インダクタ電流がこのレベルを下回ると、同期スイッチBは常にオフ状態です。非常に軽い負荷では、この定周波数動作はBurst Mode動作やスキップサイクルほど効率的ではありませんが、低ノイズの固定周波数動作が得られます。

周波数同期および周波数設定

フェーズロック・ループにより、内部発振器をPLLINピンを使用して外部ソースに同期させることができます。PLLFLTRピンの位相検出出力は、同時に発振器のDC周波数制御入力です。周波数は、PLLFLTRの0V~2.4VのDC電圧入力に対応して、200kHz~400kHzの範囲で変化します。ロックすると、PLLはトップMOSFETのターンオンを同期信号の立上りエッジに揃えます。PLLINをオープンにしておくと、PLLFLTRピンは“L”になり、発振器はその最小周波数に強制されます。

INTV_{CC}/EXTV_{CC}電源

すべてのパワーMOSFETドライバと大部分の内部回路への電力はINTV_{CC}ピンから供給されます。EXTV_{CC}ピンをオープンにしておくと、内部6V低損失リニア・レギュレータがINTV_{CC}の電力を供給します。EXTV_{CC}が5.7Vを超えると、この6Vレギュレータはオフし、内部スイッチがオンしてEXTV_{CC}をINTV_{CC}に接続します。これにより、INTV_{CC}の電力を高効率の外部電源から得ることができます。

パワーグッド(PGOOD)ピン

PGOODピンは内部MOSFETのオープンドレインに接続されています。出力が帰還抵抗分割器で決まる公称出力レベルの±7.5%以内の値でないと、MOSFETがオンして、このピンを“L”に引き下げます。出力が±7.5%の要件を満たすと、MOSFETがオフするので、外付け抵抗を使って、このピンを最大7Vの電源までプルアップすることができます。

動作

フォールドバック電流

出力電圧が公称レベルの70%以下になると、フォールドバック電流制限が有効になり、電力の浪費を減らします。起動時、フォールドバック電流制限はディスエーブルされます。

入力の低電圧リセット

入力電圧が約4Vを下回ると、SSコンデンサはリセットされます。入力電圧が4Vを超えると、SSコンデンサは通常のソフトスタート・ランプによる充電を実行しようとします。

出力過電圧保護

過電圧コンパレータは、(7.5%を超える)過渡オーバーシュートや、出力に過電圧を生じるおそれのある他のより深刻な状態に対して保護します。この場合、同期スイッチBと同期スイッチDは、過電圧状態が解消されるまで、または最大負電流制限に達するまでオンします。インダクタ電流が最大負電流制限を下回ると、インダクタ電流が別の負電流制限に達するまで、同期スイッチBと同期スイッチDはオフし、スイッチAとスイッチCはオンします。コンパレータが過電圧状態を検出し続けると、スイッチAとスイッチCはオフし、同期スイッチBと同期スイッチDは再度オンします。

短絡保護と電流制限

スイッチAのオン時間は出力電圧によって制限されます。出力電圧が低下し、その公称レベルより低くなると、スイッチAのオン時間が減少します。

昇圧モードのすべてのサイクルで、電流は(I_{TH} ピンの電圧に比例する)基準電圧によって制限されます。最大センス電流は160mVに制限されます。降圧モードのすべてのサイクルで、最大センス電流は130mVに制限されます。

スタンバイ・モード・ピン

STBYMDピンはスリー・ステートの入力で、次に示すようにデバイス内部の回路を制御します。STBYMDピンがグランドの電位に保たれていると、SSピンがグランドに引き下げられます。このピンをオープンにしておくと、内部のSS電流源がSSコンデンサを充電するので、コントローラをオンして必要な内部バイアスを供給することができます。STBYMDピンを2Vより高くすると、RUNピンとSSピンの状態に関係なく、内部のリニア・レギュレータがオンし、「ウェイクアップ」回路に出力電力を供給します。このピンがDC電位に接続されない場合は、小容量のコンデンサ(0.1μF)でグランドにバイパスします。

アプリケーション情報

図11はLTC3780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要件に基づいておこない、R_{SENSE}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_{IN}とC_{OUT}を選択します。この回路は36Vまでの入力で動作するように構成することができます。

動作周波数の選択

LTC3780には固定周波数アーキテクチャが使われており、電圧制御発振器が内蔵されています。スイッチング周波数は内部発振器のコンデンサによって決定されます。この内部コンデンサは、固定電流にPLLFLTRピンに加えられた電圧に比例する電流を加えた電流で充電されます。この発振器の周波数は、2:1の範囲で変化させることができます。PLLFLTRピンを接地して周波数を約200kHzまで下げる事ができます。あるいは2.4Vに接続して約400kHzにすることができます。PLLINをオープンにしておくとPLLFLTRピンは“L”になり、発振器は最小周波数に強制されます。

PLLFLTRピンに加えられた電圧と周波数のグラフを図7に示します。動作周波数が高くなるとゲート電荷損失が増加し、効率が低下します。最大スイッチング周波数は約400kHzです。

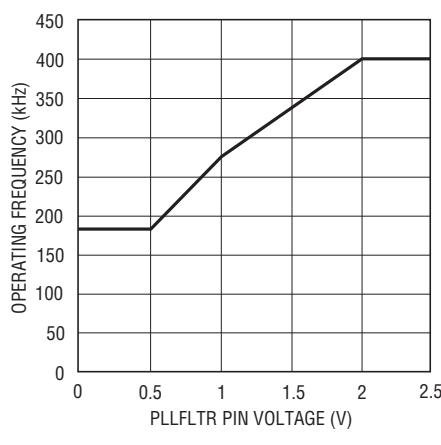


図7. 周波数とPLLFLTRピンの電圧

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 ΔI_L は通常、昇圧モードのV_{IN(MIN)}での最大インダクタ電流の20%～40%に設定されます。連続モード時の所定のリップルに対するインダクタンスの項は以下のようになります。

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

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

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

高効率を実現するには、フェライトやモリパー・マロイ(Magnetics, Inc.)などのコア損失の小さなインダクタを選択します。また、I²R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・インダクタ電流に対応できるものにします。放射ノイズを最小限に抑えるには、トロイド、ポット型コア、またはシールドされたボビン・インダクタを使用します。

R_{SENSE}の選択と最大出力電流

R_{SENSE}は必要な出力電流に基づいて選択されます。電流コンパレータのスレッショルドにより、昇圧モードのピーク・インダクタ電流と、降圧モードのインダクタの最大谷電流が設定されます。昇圧モードでは、V_{IN(MIN)}での最大平均負荷電流は次式で求められます。

$$I_{\text{OUT(MAX,BOOST)}} = \left(\frac{160\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot \frac{V_{\text{IN(MIN)}}}{V_{\text{OUT}}}$$

アプリケーション情報

ここで、 ΔI_L はピーク-ピーク間インダクタ・リップル電流です。降圧モードでは、最大平均負荷電流は次式で求められます。

$$I_{OUT(MAX,BUCK)} = \frac{130mV}{R_{SENSE}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

入力と出力の電圧により負荷電流($I_{MAXLOAD} \cdot R_{SENSE}$)がどのように変化するかを図8に示します。

昇圧モードでの電流センス抵抗 R_{SENSE} の最大値は次のようにになります。

$$R_{SENSE(MAX)} = \frac{2 \cdot 160mV \cdot V_{IN(MIN)}}{2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot V_{OUT} + \Delta I_{L,BOOST} \cdot V_{IN(MIN)}}$$

降圧モードでの電流センス抵抗 R_{SENSE} の最大値は次のようにになります。

$$R_{SENSE(MAX)} = \frac{2 \cdot 130mV}{2 \cdot I_{OUT(MAX,BUCK)} - \Delta I_{L,BUCK}}$$

昇圧モードと降圧モードのどちらも、最終的な R_{SENSE} の値は算出される $R_{SENSE(MAX)}$ よりも小さくする必要があります。20%~30%のマージンが一般的に推奨されます。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

昇圧モードでは入力電流は連続です。降圧モードでは入力電流は不連続です。降圧モードでは、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

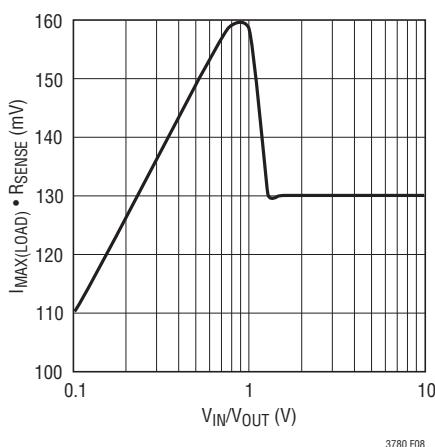


図8. 負荷電流と V_{IN}/V_{OUT}

ます。最大RMS電流に対応できるサイズの低ESRコンデンサを使います。降圧動作では、入力RMS電流は次式で求められます。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないので、通常、この単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサの製造元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ィレーティングすることを推奨します。

昇圧モードでは、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。所定の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求められます。

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

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

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求められます。

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

$$\Delta V_{BUCK,ESR} = I_{L(MAX,BUCK)} \cdot ESR$$

ESRおよびRMS電流の処理要件を満たすには、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すべて表面実装パッケージで供給されます。セラミック・コンデンサには優れた低ESR特性がありますが、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使用できます。

アプリケーション情報

パワーMOSFETの選択と効率の検討

LTC3780には外付け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、ブレークダウン電圧V_{BUR,DSS}、スレッショルド電圧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6V INTV_{CC}電源によって設定されます。したがって、LTC3780のアプリケーションにはロジック・レベル・スレッショルドのMOSFETを使う必要があります。入力電圧が5Vより低くなると予想される場合、サブロジックのスレッショルドのMOSFETを検討する必要があります。

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、最大電力損失は(スイッチAが常にオン状態である)昇圧モードで生じます。最大出力電流での最大電力損失は次式で求められます。

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

ここで、 ρ_T の項は正規化係数(25°Cで1)で、温度によるオン抵抗の大きな変化を表しており、図9に示されているように通常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。

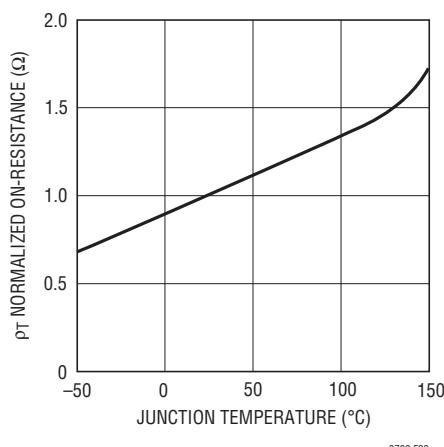


図9. 正規化したR_{DS(ON)}と温度

スイッチBは降圧モードで同期式整流器として動作します。最大出力電流での電力損失は次式で求められます。

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

スイッチCは昇圧モードで制御スイッチとして動作します。最大電流での電力損失は次式で求められます。

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

ここで、C_{RSS}は通常、MOSFETの製造元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Dの場合、最大電力損失は昇圧モードで生じ、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電力損失は次式で求められます。

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

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の電力損失が最大になり、スイッチBの電力損失が最小になります。

パワーMOSFETの既知の電力損失から、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。

アプリケーション情報

ショットキー・ダイオード(D1、D2)の選択と軽負荷動作

図1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のボディー・ダイオードがオンして電荷を蓄積するのを防ぐためのものです。特に、D2はスイッチDがオフしてからスイッチCがオンするまでのあいだ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あいだのインダクタンスをできるだけ小さくする必要があるので、これらの部品は必ず隣接させて配置します。

降圧モードでは、FCBピンの電圧が $0.85 < V_{FCB} < 5V$ のとき、コンバータはスキップサイクル・モードで動作します。このモードでは、インダクタのピーク電流がその最大ピーク電流の1/5を超えるまでは同期スイッチBはオフしたままです。その結果、D1は全負荷電流の約1/2～1/3に対して定格が規定されている必要があります。

昇圧モードでは、FCBピンの電圧が5.3Vを上回ると、コンバータは不連続電流モードで動作します。このモードでは、インダクタのピーク電流がその最大ピーク電流の1/5を超えるまでは同期スイッチDはオフしたままです。その結果、D2は全負荷電流の約1/3～1/4に対して定格が規定されている必要があります。

降圧モードでは、FCBピンの電圧が5.3Vを上回ると、コンバータは固定周波数の不連続電流モードで動作します。このモードでは、インダクタの谷電流が最小負インダクタ電流レベルを表すセンス電圧($V_{SENSE} = -5mV$)を下回るまで、同期スイッチBはオンしたままです。次のクロック信号までスイッチAとスイッチBの両方がオフします。

昇圧モードでは、FCBピンの電圧が $0.85V < V_{FCB} < 5.3V$ のとき、コンバータはBurst Modeで動作します。このモードでは、コントローラはピーク・インダクタ電流を最大インダクタ電流の約20%にクランプします。Burst Mode動作時、出力電圧リップルが増加することがあります。

INTV_{CC}レギュレータ

内部Pチャネル低損失レギュレータは、V_{IN}電源ピンからINTV_{CC}ピンに6Vを発生します。INTV_{CC}はLTC3780内のドライバと内部回路に電力を供給します。INTV_{CC}ピンのレギュレータは40mAのピーク電流を供給することができ、最小4.7μFのタンタル、10μFの特殊ポリマー、または低ESRタイプの電解コンデンサでグランドにバイパスする必要があります。1μFセラミック・コンデンサをデバイスのINTV_{CC}ピンとPGNDピンに隣接して接続することを強く推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、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、LTC3780の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。システムの消費電流は一般にゲート充電電流によって左右されます。INTV_{CC}の追加の外部負荷も、消費電力計算のとき考慮に入れる必要があります。全INTV_{CC}電流は、6V内部リニア・レギュレータとEXTV_{CC}入力ピンのどちらからでも供給できます。EXTV_{CC}ピンに印加される電圧が5.7Vより低いと、すべてのINTV_{CC}電流は内部6Vリニア・レギュレータによって供給されます。この場合のデバイスの電力損失は $V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$ となり、全体の効率が低下します。接合部温度は「電気的特性」のNote 2に示されている式を使って推定することができます。たとえば、連続電流モードで動作する標準的なアプリケーションでは、EXTV_{CC}ピンを使用していないと次に示すように24V電源から24mA流れます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 24\text{mA} \cdot 24\text{V} \cdot 34^\circ\text{C/W} = 90^\circ\text{C}$$

EXTV_{CC}入力ピンを使用すると、接合部温度は次のように低下します。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 24\text{mA} \cdot 6\text{V} \cdot 34^\circ\text{C/W} = 75^\circ\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、最大V_{IN}での連続モード動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。

アプリケーション情報

EXTV_{CC}の接続

LTC3780のEXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンのあいだにはPチャネルMOSFETスイッチが内蔵されています。EXTV_{CC}に印加された電圧が5.7Vを超えると内部レギュレータがオフし、スイッチがEXTV_{CC}ピンをINTV_{CC}ピンに接続し、それによって内部に電力が供給されます。EXTV_{CC}に印加された電圧が5.5Vを超えている限り、スイッチは閉じたままです。これにより、MOSFETドライバと制御回路への電力は($5.7V < V_{OUT} < 7V$)のときは出力から供給し、出力が安定化されていないとき(起動時、短絡時など)は内部レギュレータから供給することができます。EXTV_{CC}スイッチを経由して規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンのあいだに外付けショットキー・ダイオードを挿入することができます。必ずEXTV_{CC} ≤ V_{IN}となるようにします。

EXTV_{CC}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. EXT_{V_{CC}}をオープンのままにする(または接地する)。こうすると、INTV_{CC}はわずかな効率低下を代償に内部6Vレギュレータから電力を供給されます。
2. EXT_{V_{CC}}をV_{OUT}($5.7V < V_{OUT} < 7V$)に直接接続する。これは6V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. EXT_{V_{CC}}を外部電源に接続する。5.5V~7Vの範囲の外部電源が利用でき、MOSFETゲート・ドライブ要件に適合すれば、これを用いてEXTV_{CC}に電力を供給することができます。

出力電圧

LTC3780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0.800V電圧リファレンスと比較されます。出力電圧は次式で求められます。

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

トップサイドMOSFETドライバの電源(C_A、D_A、C_B、D_B)

図11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_AとC_B

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MOSFETスイッチAがオンすると、スイッチ・ノードSW2はV_{IN}まで上昇し、BOOST2ピンは約V_{IN}+INTV_{CC}まで上昇します。ボトムMOSFETスイッチB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_BはINTV_{CC}からD_Bを通して充電されます。トップMOSFETスイッチDがオンすると、スイッチ・ノードSW1はV_{OUT}まで上昇し、BOOST1ピンは約V_{OUT}+INTV_{CC}まで上昇します。ボトムMOSFETスイッチC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_AはINTV_{CC}からD_Aを通して充電されます。昇圧コンデンサのC_AとC_BはトップMOSFET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。

実行機能

RUNピンにより、LTC3780を容易にオン/オフ制御することができます。RUNピンを1.5V以上にドライブすると、コントローラは動作を開始することができます。RUNピンを1.5V以下に引き下げるとき、LTC3780は低電流のシャットダウン状態になります。このピンには6Vを超える電圧を印加しないでください。

ソフトスタート機能

ソフトスタートは、コントローラの(内部でバッファされ、クランプされたV_{ITH}に相当する電圧に比例した)電流制限を徐々に大きくすることによって、入力電源のサージ電流を低減します。

内部の1.2μA電流源がC_{SS}コンデンサを充電します。SSの電圧が0Vから2.4Vまで上昇するにつれ、内部電流制限も0V/R_{SENSE}から150mV/R_{SENSE}まで上昇します。出力電流制限はゆっくり上昇し、最大電流に達するにはさらに1.5s/μFを要します。出力電流がこのようにゆっくり増加するので、入力電源から供給する必要のある起動時サージ電流が除去されます。

$$T_{IRMP} = \frac{2.4V}{1.2\mu A} \cdot C_{SS} = (1.5s/\mu F) \cdot C_{SS}$$

SSピンには6Vを超える電圧を印加しないでください。

C_{SS}の電圧が2Vに達するまでは、ソフトスタート時の電流フォールドバックはディスエーブルされます。起動時に負荷があるときにはC_{SS}が十分に大きいことを確認してください。

アプリケーション情報

スタンバイ・モード(STBYMD)ピンの機能

スタンバイ・モード(STBYMD)ピンにより、起動とスタンバイの動作モードをいくつか選択できます。このピンをグランドに引き下げるとき、SSピンが内部でグランドに引き下げられ、コントローラの起動を防止することにより、コントローラをオフする单一の制御ピンとして機能します。このピンをオープンにしておくかコンデンサでグランドにバイパスすると、SSピンに内部で起動電流が供給されるので、コントローラを外部からオンすることが可能になります。このピンが1.25Vを超える電圧に接続されると、コントローラがシャットダウンしているとき(RUNピンの電圧 < 1.5V)でも内部レギュレータ(INTVCC)がオンします。このモードでは、内蔵の6Vリニア・レギュレータがキーボード・コントローラなどのキープ・アライブ回路に電力を供給することができます。

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センス電圧によって本質的に制限されます。昇圧モードでは、次式のように、最大センス電圧とセンス抵抗によりインダクタの最大許容ピーカ電流が決定されます。

$$I_{L(MAX,BOOST)} = \frac{160\text{mV}}{R_{SENSE}}$$

降圧モードでは、次式のように、最大センス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。

$$I_{L(MAX,BUCK)} = \frac{130\text{mV}}{R_{SENSE}}$$

グランドへの短絡が生じたとき電流をさらに制限するため、LTC3780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30%以上低下すると、最大センス電圧はその最大値の約1/3まで次第に低下します。

フォールト状態: 過電圧保護

1つのコンパレータが出力の過電圧状態をモニタします。コンパレータ(OV)は公称出力電圧より7.5%以上高い過電圧フォールトを検出します。この状態が検出されると、過電圧状態が解消されるまでスイッチAとCはオフし、スイッチBとDはオンします。過電圧状態のあいだ、負電流制限(VSENSE = -60mV)が設定され、負のインダクタ電流を制限します。検出されたインダクタ電流が-60mVを下回ると、検出された電流が-20mVを上回るまでスイッチAとCはオンし、スイッチBとDはオフします。出力が過電圧状態のままなら、スイッチAとCはオフし、スイッチBとDは再度オンします。

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、LTC3780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^2R 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、高出力電流時に効率を低下させます。
2. 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。これは特に、入力電圧、負荷電流、ドライバ能力、MOSFET容量などの要因に依存します。20Vを超える入力電圧ではこの損失が大きくなり、次式を使って推定できます。

$$\text{遷移損失} \approx 1.7A^{-1} \cdot V_{IN2} \cdot I_{OUT} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

ここで、 C_{RSS} は逆伝達容量です。

アプリケーション情報

3. INTV_{CC}電流。これはMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。この損失は、出力から得られる昇圧ネットワークまたは(使用可能であれば)代替電源のような高効率ソースから、EXTV_{CC}を通してINTV_{CC}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_{IN}とC_{OUT}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困難な役目を担っています。C_{IN}とC_{OUT}の両方とも、ACのI²R損失を最小限に抑えるためにESRが非常に小さくなければならず、RMS電流が上流でヒューズやバッテリ内の追加損失を生じないように容量が十分大きくなればなりません。

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は主に軽負荷で生じます。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おこなうとき、入力電流が効率の変化の最良の指標になります。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はありません。

設計例

設計例として、V_{IN} = 5V～18V(公称12V)、V_{OUT} = 12V(5%)、I_{OUT(MAX)} = 5Aおよびf = 400kHzと仮定します。

400kHz動作の場合はPLLFLTRピンを2.4Vに設定します。30%のリッ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。降圧モードでは、リップル電流は次のようにになります。

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

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

リップル電流の最大値は最大入力電圧で生じます。昇圧モードでは、リップル電流は次のようになります。

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

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

リップル電流の最大値はV_{IN} = V_{OUT}/2で生じます。

6.8μHのインダクタは昇圧モード(V_{IN} = 6V)では11%のリップルを生じ、降圧モード(V_{IN} = 18V)では29%のリップルを生じます。

R_{SENSE}抵抗値は、最大電流センス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。

$$R_{SENSE} = \frac{2 \cdot 160mV \cdot V_{IN(MIN)}}{2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot V_{OUT} + \Delta I_{L,BOOST} \cdot V_{IN(MIN)}}$$

10mΩ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。

次に、MOSFETスイッチを選択します。SiliconixのSi4840(R_{DS(ON)} = 0.009Ω (V_{GS} = 6V)、C_{RSS} = 150pF、θ_{JA} = 40°C/W)が適しています。

スイッチAの最大電力損失はスイッチAが常にオン状態に留まる昇圧モードで生じます。T_J = 150°Cおよびρ_{150°C} = 1.5を仮定すると、V_{IN} = 5Vでの電力損失は次のようになります。

$$P_{A,BOOST} = \left(\frac{12}{5} \cdot 5 \right)^2 \cdot 1.5 \cdot 0.009 = 1.94W$$

アプリケーション情報

70°Cの周囲温度でMOSFETのT_Jを念のため確認すると、次のようにになります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 1.94W \cdot 40^\circ\text{C/W} = 147.6^\circ\text{C}$$

スイッチBの最大電力損失は降圧モードで生じます。T_J = 80°Cおよびρ_{80°C} = 1.2を仮定すると、V_{IN} = 18Vでの電力損失は次のようにになります。

$$P_{B,BUCK} = \frac{18-12}{18} \cdot 5^2 \cdot 1.2 \cdot 0.009 = 90\text{mW}$$

70°Cの周囲温度でMOSFETのT_Jを念のため確認すると、次のようにになります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 0.09W \cdot 40^\circ\text{C/W} = 73.6^\circ\text{C}$$

スイッチCの最大電力損失は昇圧モードで生じます。T_J = 110°Cおよびρ_{110°C} = 1.4を仮定すると、V_{IN} = 5Vでの電力損失は次のようにになります。

$$P_{C,BOOST} = \frac{(12-5) \cdot 12}{5^2} \cdot 5^2 \cdot 1.4 \cdot 0.009 + 2 \cdot 12^3 \cdot \frac{5}{5} \cdot 150\text{p} \cdot 400\text{k} = 1.27\text{W}$$

70°Cの周囲温度でMOSFETのT_Jを念のため確認すると、次のようにになります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 1.08W \cdot 40^\circ\text{C/W} = 113^\circ\text{C}$$

スイッチDの最大電力損失は昇圧モードで生じ、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。T_J = 100°Cおよびρ_{100°C} = 1.35を仮定すると、V_{IN} = 5Vでの電力損失は次のようにになります。

$$P_{D,BOOST} = \frac{5}{12} \cdot \left(\frac{12}{5} \cdot 5 \right)^2 \cdot 1.35 \cdot 0.009 = 0.73\text{W}$$

70°Cの周囲温度でMOSFETのT_Jを念のため確認すると、次のようにになります。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + 0.73W \cdot 40^\circ\text{C/W} = 99^\circ\text{C}$$

C_{IN}は降圧モード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、次のようにになります。

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

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がリップルを左右すると仮定)。

C_{OUT}は昇圧モード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出力電流のピークは、次のようにになります。

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

低ESR(5mΩ)のコンデンサを推奨します。このコンデンサにより、出力電圧リップルは53mVに制限されます(ESRがリップルを左右すると仮定)。

PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードの基本的な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、多層基板により電源部品のヒートシンク機能が得られます。

- グランド・プレーン層にはトレースがあつてはならず、パワーMOSFETの置かれている層にできるだけ近くします。
- C_{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_{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。図10に1つのレイアウトの例を示します。

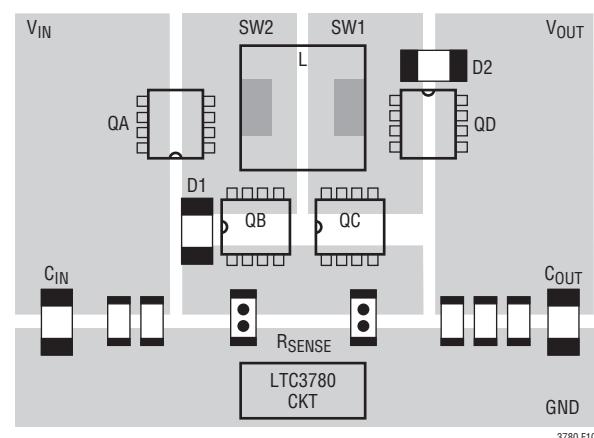


図10. スイッチのレイアウト

アプリケーション情報

- 近接するビアを使って(LTC3780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。各電源部品には大きなビアを複数使います。
- 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、VINとVOUTにはプレーンを使用します。
- すべての層のすべての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うと電源部品の温度上昇が抑えられます。これらの銅領域はDCネットのどれか(VINまたはGND)に接続します。
- 信号グランドと電源グランドを分離します。すべての小信号部品は一点でSGNDピンに戻します。この一点はスイッチBとスイッチCのソースに近づけて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ピンと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モードでMOSFETのAC電流を供給します。
- V_{OSENSE}ピンの抵抗分割器はC_{OUT}の(+)端子と信号グランドに接続します。小さなV_{OSENSE}バイパス・コンデンサはLTC3780のSGNDピンに近づけて配置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。センス・ラインは、スイッチ・ノードなどのノイズの多いエリアを通さないようにします。SENSE⁺とSENSE[−]のあいだのフィルタ・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高精度な電流検出を保証します。図12に1つのレイアウトの例を示します。
- 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}ピンと信号グランド・ピンのあいだに接続します。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}ピンと電源グランド・ピンのあいだに接続します。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。1μFセラミック・コンデンサをINTV_{CC}ピンとPGNDピンに隣接して1個追加すれば、ノイズ性能を大幅に改善できます。

アプリケーション情報

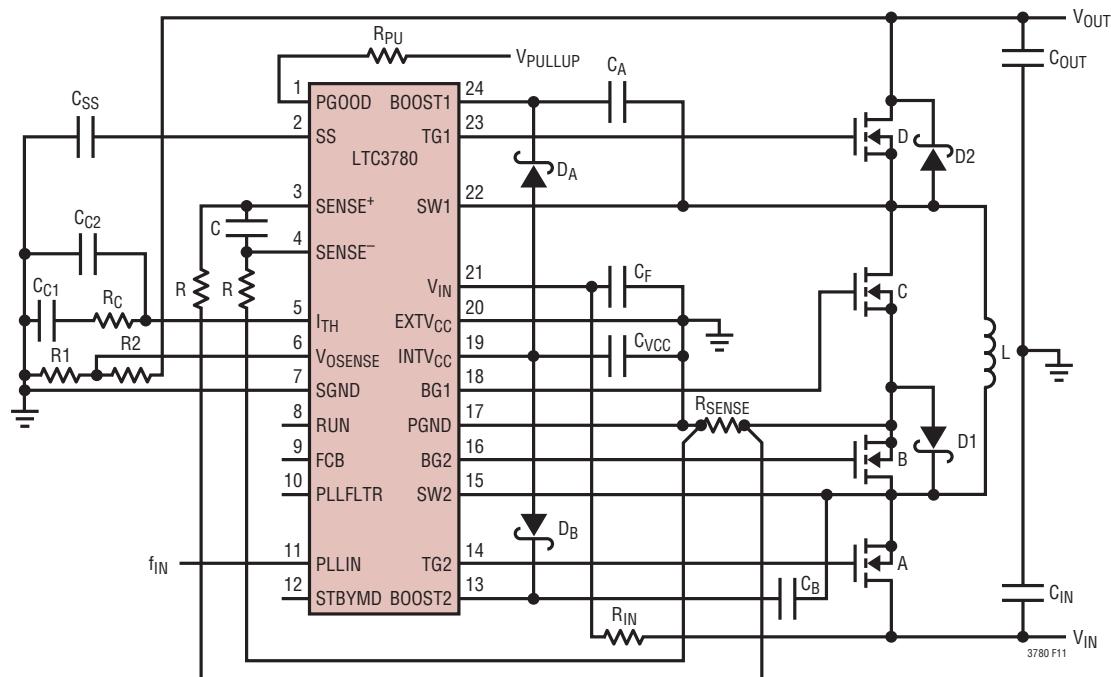


図11. LTC3780のレイアウト図

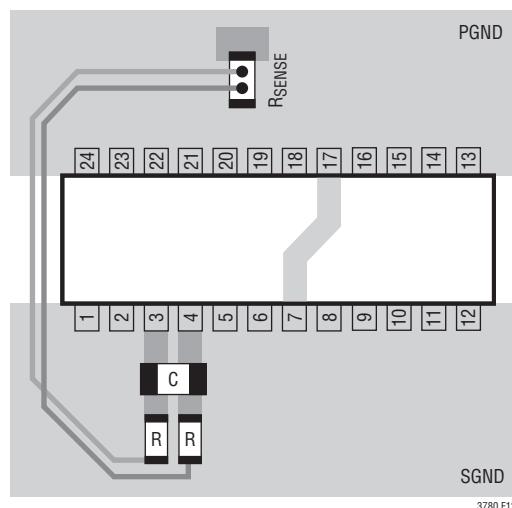
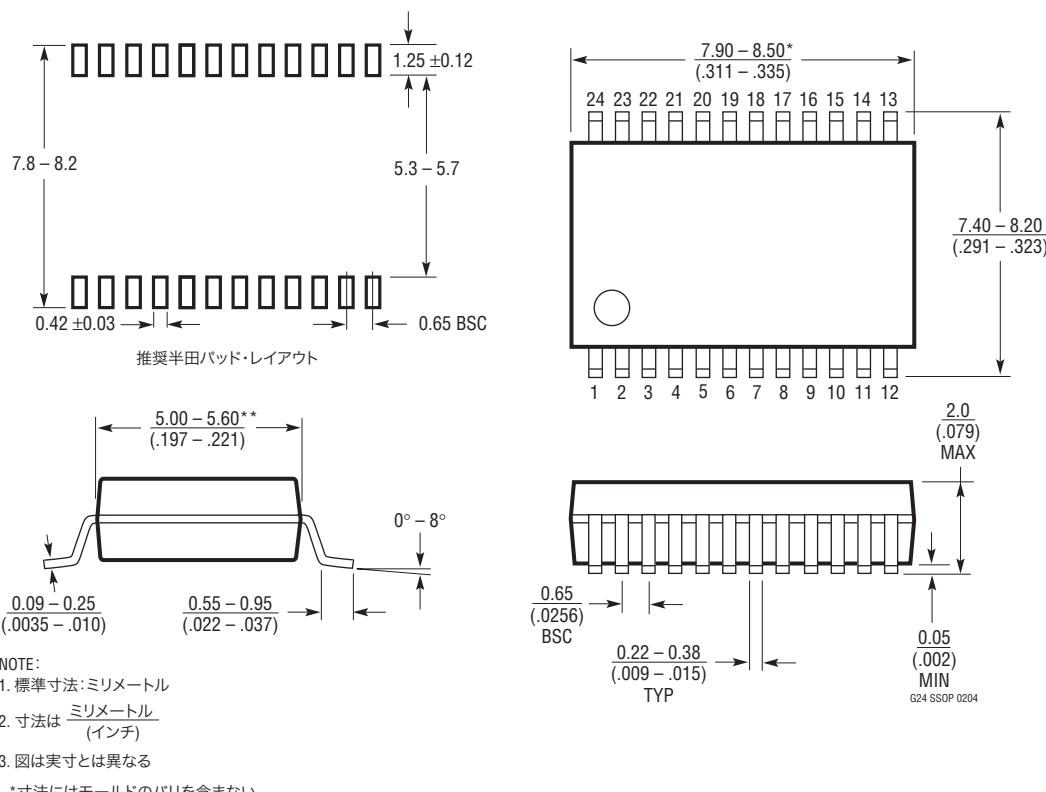


図12. センス・ラインのレイアウト

LTC3780

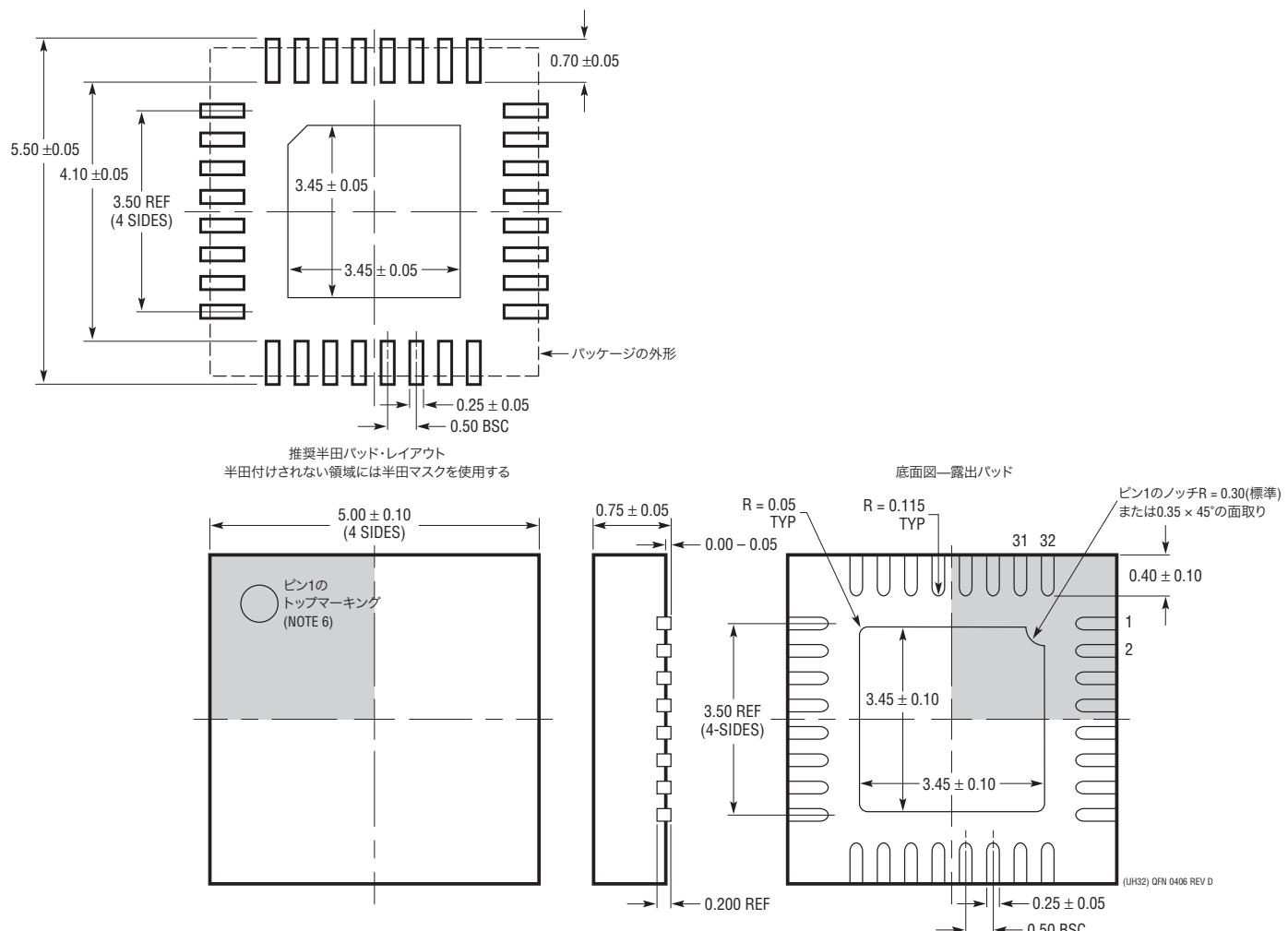
パッケージ

Gパッケージ
24ピン・プラスチックSSOP (5.3mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1640)



パッケージ

**UHパッケージ
32ピン・プラスチックQFN (5mm × 5mm)**
(Reference LTC DWG # 05-08-1693 Rev D)



NOTE:

- 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーションWGDD-(X)に含めるよう提案されている(承認待ち)
- 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0.20mm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

LTC3780

標準的応用例

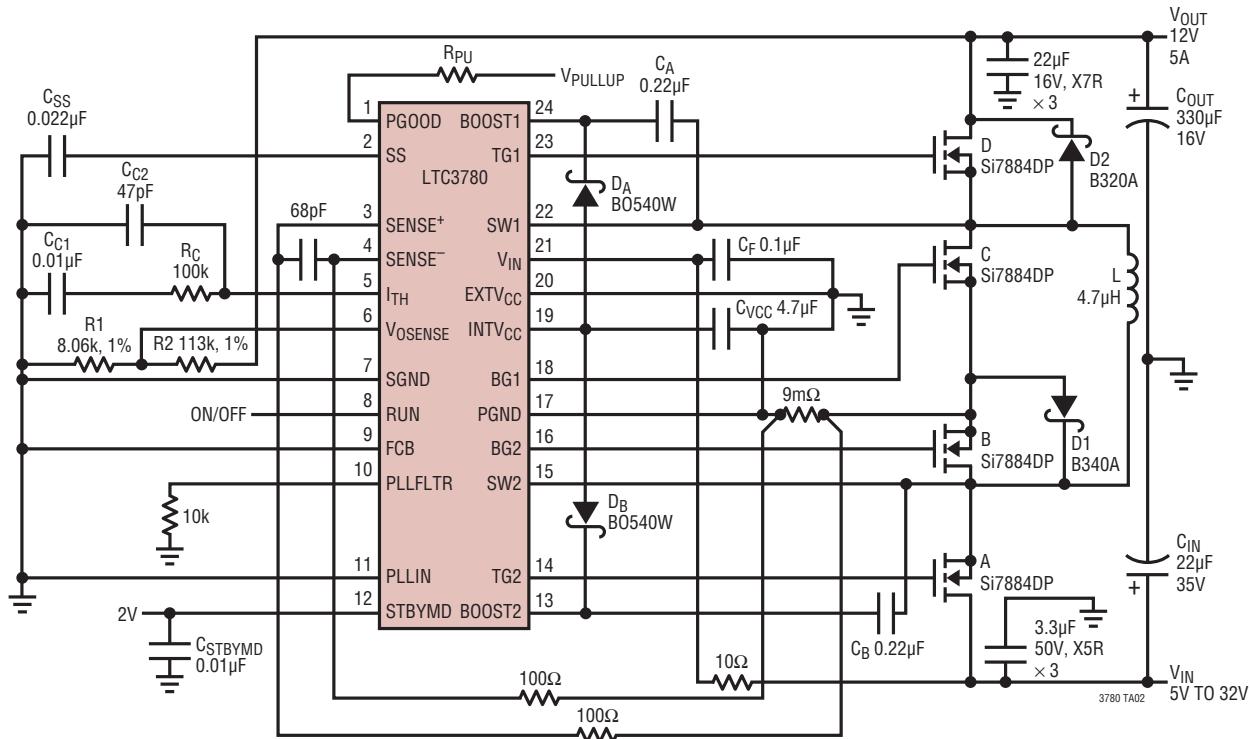


図13. LTC3780 12V/5A昇降圧レギュレータ

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1871/LTC1871-1	SEPIC、昇圧およびフライバックコントローラ	No R_{SENSE}^{TM} 、 $2.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ のBurst Mode動作、MSOP-10パッケージ
LTC1871-7		
LTC3443	1.2A I_{OUT} 、600kHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 2.4V~5.5V、 V_{OUT} : 2.4V~5.25V、 $I_Q = 28\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSパッケージ
LTC3444	500mA I_{OUT} 、1.5MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 2.7V~5.5V、 V_{OUT} : 0.5V~5.25V、WCDMA RFアンプのバイアスに最適
LTC3531/LTC3531-3	200mA I_{OUT} 、同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 1.8V~5.5V、 V_{OUT} : 2V~5V、 $I_Q = 35\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSパッケージ、DFNパッケージ
LTC3531-3.3		
LTC3532	500mA I_{OUT} 、2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 2.4V~5.5V、 V_{OUT} : 2.4V~5.25V、 $I_Q = 35\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、MSパッケージ、DFNパッケージ
LTC3533	広入力電圧範囲の2A同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	V_{IN} : 1.8V~5.5V、 V_{OUT} : 1.8V~5.25V、 $I_Q = 40\mu A$ 、 $I_{SD} < 1\mu A$ 、DFNパッケージ
LTC3785/LTC3785-1	10V、高効率、同期整流式、No R_{SENSE} 、昇降圧コントローラ	V_{IN} : 2.7V~10V、 V_{OUT} : 2.7V~10V、 $I_Q = 86mA$ 、 $I_{SD} < 15\mu A$ 、QFN-24パッケージ
LTC4444/LTC4444-5	高電圧同期整流式NチャネルMOSFETドライバ	V_{IN} : 最大100V、高入力電圧アプリケーション用にLTC3780とともに使用
LTM4605	5A~12Aの昇降圧μModule™	$4.5V \leq V_{IN} \leq 20V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 16V$ 、 $15mm \times 15mm \times 2.8mm$ LGAパッケージ
LTM4607	5A~12Aの昇降圧μModule	$4.5V \leq V_{IN} \leq 36V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $15mm \times 15mm \times 2.8mm$ LGAパッケージ

No R_{SENSE} およびμModuleはリニアテクノロジー社の商標です。

3780fe