

2フェーズ、デュアル出力 同期整流式昇圧コントローラ

特長

- 同期動作により、最大効率を達成し、熱損失を低減
- 広い入力範囲: 4.5V~38V (絶対最大定格40V)、起動後は最低2.5Vで動作
- 出力電圧: 最大60V
- ±1%精度の1.2Vリファレンス電圧
- R_{SENSE}またはインダクタのDCRによる電流検出
- 同期MOSFETは100%デューティサイクルが可能
- 低消費電流: 125µA
- フェーズロック可能な周波数 (75kHz~850kHz)
- プログラム可能な固定周波数 (50kHz~900kHz)
- 選択可能な電流制限
- 調整可能な出力電圧ソフトスタート
- パワーグッド出力電圧モニタ
- 低シャットダウン電流: I_q < 8µA
- 内部LDOがVBIASまたはEXTV_{CC}からゲートドライブに電力を供給
- 熱特性が改善された薄型32ピン5mm × 5mm QFNパッケージ

アプリケーション

- 産業用機器
- 車載機器
- 医療機器
- 軍用機器

概要

LTC[®]3788は、すべてNチャネルのパワーMOSFETをドライブする、高性能な2フェーズ、デュアル同期整流式昇圧コンバータ・コントローラです。同期整流によって効率が向上し、電力損失が減少し、熱要件が緩和されるので、高電力の昇圧アプリケーションで使用可能です。

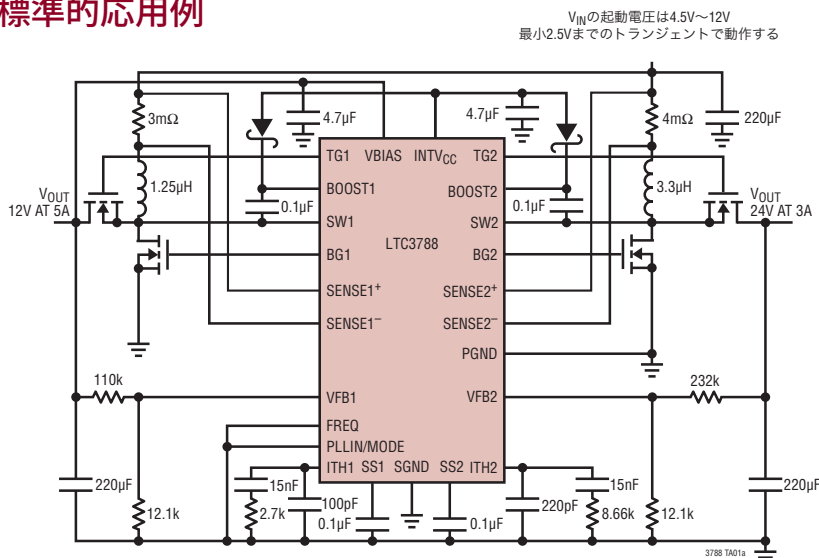
固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最大850kHzまでの周波数にフェーズロック可能です。また、OPTI-LOOP[®]補償により、広範な出力容量とESR値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。LTC3788は高精度1.2Vリファレンスと2個のパワーグッド出力インジケータを搭載しています。入力電源電圧範囲が4.5V~38Vと広いので、幅広いシステム・アーキテクチャやバッテリーの種類に対応できます。

各コントローラは個別のソフトスタート(SS)ピンを備え、起動時に出力電圧をランプアップします。PLLIN/MODEピンにより、軽負荷時にBurst Mode[®]動作、パルススキップ・モード、連続インダクタ電流モードのいずれかを選択します。

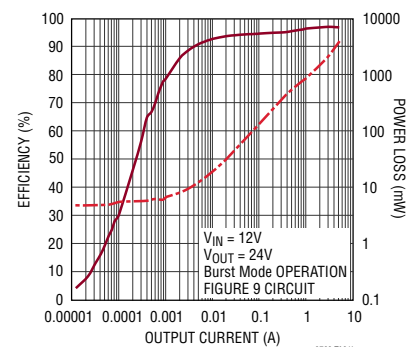
固定の電流制限値を使用し、PGOOD出力が1つで、位相変調機能やクロック出力を搭載していないリード付き28ピンSSOPパッケージ・バージョンについては、LTC3788-1のデータシートをご覧ください。

LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Burst Mode、OPTI-LOOP、PolyPhaseおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。No R_{SENSE}および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、5705919、5929620、6144194、6177787、6580258を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例



効率および電力損失と
出力電流



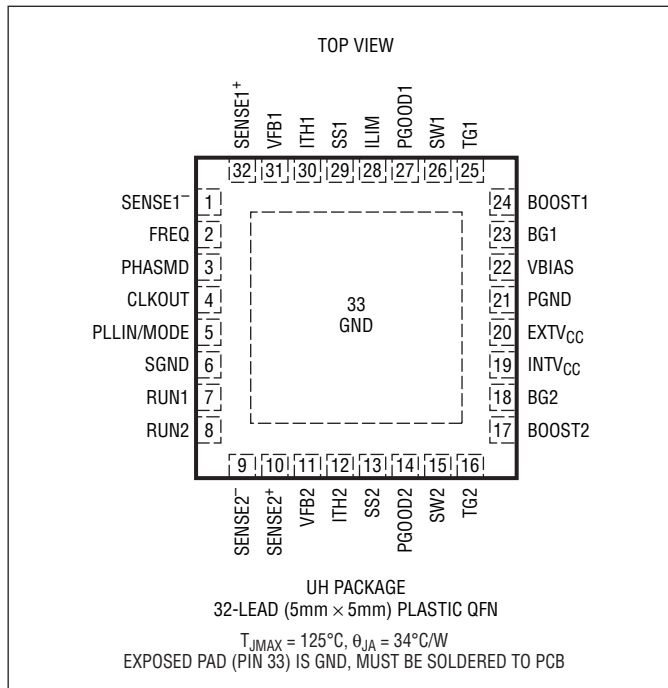
LTC3788

絶対最大定格

(Notes 1, 3)

VBIAS.....	-0.3V~40V
BOOST1, BOOST2.....	-0.3V~76V
SW1, SW2.....	-0.3V~70V
RUN1, RUN2.....	-0.3V~8V
8Vを超えるソースからピンに	
ソースされる最大電流.....	100μA
PGOOD1, PGOOD2, PLLIN/MODE.....	-0.3V~6V
INTV _{CC} , (BOOST1-SW1, BOOST2-SW2).....	-0.3V~6V
EXTV _{CC}	-0.3V~6V
SENSE1 ⁺ , SENSE1 ⁻ , SENSE2 ⁺ , SENSE2 ⁻	-0.3V~40V
SENSE1 ⁺ -SENSE1 ⁻ , SENSE2 ⁺ -SENSE2 ⁻	-0.3V~0.3V
I _{LIM} , SS1, SS2, ITH1, ITH2, FREQ, PHASMD, VFB1, VFB2.....	-0.3V~INTV _{CC}
動作接合部温度範囲.....	-40°C~125°C
保存温度範囲.....	-65°C~125°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
LTC3788EUH#PBF	LTC3788EUH#TRPBF	3788	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3788IUH#PBF	LTC3788IUH#TRPBF	3788	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。*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。非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、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/tapeandree/> をご覧ください。

電気的特性

●は全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°Cでの値。注記がない限り、VBIAS = 12V (Note 2)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
メイン制御ループ						
VBIAS	Chip Bias Voltage Operating Range		4.5		38	V
V _{FB1,2}	Regulated Feedback Voltage	I _{TH} = 1.2V (Note 4)	● 1.188	1.200	1.212	V
I _{FB1,2}	Feedback Current	(Note 4)		±5	±50	nA
V _{REFLNREG}	Reference Line Voltage Regulation	VBIAS = 6V to 38V		0.002	0.02	%/V

電気的特性

●は全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。注記がない限り、 $V_{BIAS} = 12\text{V}$ (Note 2)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4)					
		Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 0.7V	●	0.01	0.1	%	
		Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 2V	●	-0.01	-0.1	%	
$g_{m1,2}$	Error Amplifier Transconductance	$I_{TH} = 1.2\text{V}$		2		mmho	
I_Q	Input DC Supply Current	(Note 5)					
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode (One Channel On)	$RUN1 = 5\text{V}$ and $RUN2 = 0\text{V}$ or $RUN1 = 0\text{V}$ and $RUN2 = 5\text{V}$; $V_{FB1(2)} = 1.25\text{V}$ (No Load)		0.9		mA	
	Pulse-Skipping or Forced Continuous Mode (Both Channels On)	$RUN1,2 = 5\text{V}$; $V_{FB1,2} = 1.25\text{V}$ (No Load)		1.2		mA	
	Sleep Mode (One Channel On)	$RUN1 = 5\text{V}$ and $RUN2 = 0\text{V}$ or $RUN1 = 0\text{V}$ and $RUN2 = 5\text{V}$; $V_{FB1(2)} = 1.25\text{V}$ (No Load)		125	190	μA	
	Sleep Mode (Both Channels On)	$RUN1,2 = 5\text{V}$; $V_{FB1,2} = 1.25\text{V}$ (No Load)		200	300	μA	
	Shutdown	$RUN1,2 = 0\text{V}$		8	20	μA	
UVLO	INTV _{CC} Undervoltage Lockout Thresholds	V _{INTVCC} Ramping Up	●	4.1	4.3	V	
		V _{INTVCC} Ramping Down	●	3.6	3.8	V	
$V_{RUN1,2}$	RUN Pin On Threshold	V_{RUN} Rising	●	1.18	1.28	1.38	V
V_{RUNHYS}	RUN Pin Hysteresis			100		mV	
$I_{RUN1,2}$	RUN Pin Hysteresis Current	$V_{RUN} > 1.28\text{V}$		4.5		μA	
$I_{RUN1,2}$	RUN Pin Current	$V_{RUN} < 1.28\text{V}$		0.5		μA	
$I_{SS1,2}$	Soft-Start Charge Current	$V_{SS} = \text{GND}$		7	10	13	μA
$V_{SENSE(\text{MAX})}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{INTV}_{CC}$	●	90	100	110	mV
		$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$	●	68	75	82	mV
		$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{GND}$	●	42	50	56	mV
$V_{SENSE(\text{CM})}$	SENSE Pins Common Mode Range (BOOST Converter Input Supply Voltage V_{IN})		2.5		38	V	
$I_{SENSE1,2^+}$	SENSE ⁺ Pin Current	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$		200	300	μA	
$I_{SENSE1,2^-}$	SENSE ⁻ Pin Current	$V_{FB} = 1.1\text{V}$, $I_{LIM} = \text{Float}$			±1	μA	
$t_r(\text{TG1,2})$	Top Gate Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
$t_f(\text{TG1,2})$	Top Gate Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
$t_r(\text{BG1,2})$	Bottom Gate Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
$t_f(\text{BG1,2})$	Bottom Gate Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Note 6)		20		ns	
$R_{UP(\text{TG1,2})}$	Top Gate Pull-Up Resistance			1.2		Ω	
$R_{DN(\text{TG1,2})}$	Top Gate Pull-Down Resistance			1.2		Ω	
$R_{UP(\text{BG1,2})}$	Bottom Gate Pull-Up Resistance			1.2		Ω	
$R_{DN(\text{BG1,2})}$	Bottom Gate Pull-Down Resistance			1.2		Ω	
$t_D(\text{TG/BG})$	Top Gate Off to Bottom Gate On Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		70		ns	
$t_D(\text{BG/TG})$	Bottom Gate Off to Top Gate On Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ (Each Driver)		70		ns	

電気的特性

●は全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。注記がない限り、 $V_{\text{BIAS}} = 12\text{V}$ (Note 2)。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$DF_{\text{MAX}}(\text{BG1,2})$	Maximum BG Duty Factor			96		%
$t_{\text{ON}}(\text{MIN})$	Minimum BG On-Time	(Note 7)		110		ns

INTV_{CC} リニア・レギュレータ

$V_{\text{INTVCCVIN}}$	Internal V_{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{\text{BIAS}} < 38\text{V}$, $V_{\text{EXTVCC}} = 0\text{V}$	5.2	5.4	5.6	V
V_{LDOVIN}	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{\text{CC}} = 0\text{mA}$ to 50mA , $V_{\text{EXTVCC}} = 0\text{V}$		0.5	2	%
$V_{\text{INTVCCEXT}}$	Internal V_{CC} Voltage	$V_{\text{EXTVCC}} = 6\text{V}$	5.2	5.4	5.6	V
V_{LDOEXT}	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{\text{CC}} = 0\text{mA}$ to 40mA , $V_{\text{EXTVCC}} = 6\text{V}$		0.5	2	%
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	EXTV _{CC} Ramping Positive	4.5	4.8	5	V
V_{LDOHYS}	EXTV _{CC} Hysteresis			250		mV

発振器とフェーズロック・ループ

f_{PROG}	Programmable Frequency	$R_{\text{FREQ}} = 25\text{k}$		105		kHz	
		$R_{\text{FREQ}} = 60\text{k}$		335	400	465	kHz
		$R_{\text{FREQ}} = 100\text{k}$			760		kHz
f_{LOW}	Lowest Fixed Frequency	$V_{\text{FREQ}} = 0\text{V}$	320	350	380	kHz	
f_{HIGH}	Highest Fixed Frequency	$V_{\text{FREQ}} = \text{INTV}_{\text{CC}}$	485	535	585	kHz	
f_{SYNC}	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	● 75		850	kHz	

PGOOD1とPGOOD2の出力

V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{\text{PGOOD}} = 2\text{mA}$		0.2	0.4	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{\text{PGOOD}} = 5\text{V}$			± 1	μA
V_{PG}	PGOOD Trip Level	V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage				
		V_{FB} Ramping Negative	-12	-10	-8	%
		Hysteresis		2.5		%
		V_{FB} Ramping Positive	8	10	12	%
		Hysteresis		2.5		%
$t_{\text{PGOOD}}(\text{DELAY})$	PGOOD Delay	PGOOD Going High to Low		25		μs

BOOST1およびBOOST2のチャージポンプ

$I_{\text{BOOST1,2}}$	BOOST Charge Pump Available Output Current	$V_{\text{SW1,2}} = 12\text{V}$; $V_{\text{BOOST1,2}} - V_{\text{SW1,2}} = 4.5\text{V}$; $\text{FREQ} = 0\text{V}$, Forced Continuous or Pulse-Skipping Mode		55		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: LTC3788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。LTC3788Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。LTC3788Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で保証されている。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因に関連した特定の動作条件によって決まることに注意。接合部温度(T_{J} , 単位: $^\circ\text{C}$)は周囲温度(T_{A} , 単位: $^\circ\text{C}$)および電力損失(P_{D} , 単位: W)から次式に従って計算される。 $T_{\text{J}} = T_{\text{A}} + (P_{\text{D}} \cdot \theta_{\text{JA}})$ 、ここで、 $\theta_{\text{JA}} = 34^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

Note 3: このデバイスには短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過温度保護機能が備わっている。過温度保護機能がアクティブなとき、最大定格接合部温度を超える。規定された絶対最大動作接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与えるおそれがある。

Note 4: LTC3788は I_{TH} を電流制限範囲の midpoint に保ったまま、 V_{FB} を誤差アンプの出力にサーボ制御する帰還ループでテストされる。

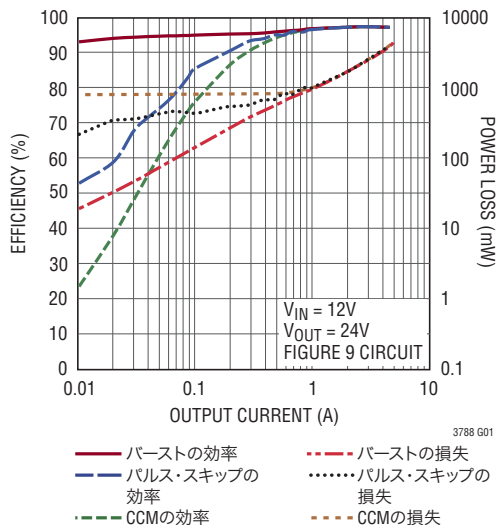
Note 5: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動的消費電流が増える。

Note 6: 立ち上がり時間と立ち下がり時間は10%と90%のレベルを使用して測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

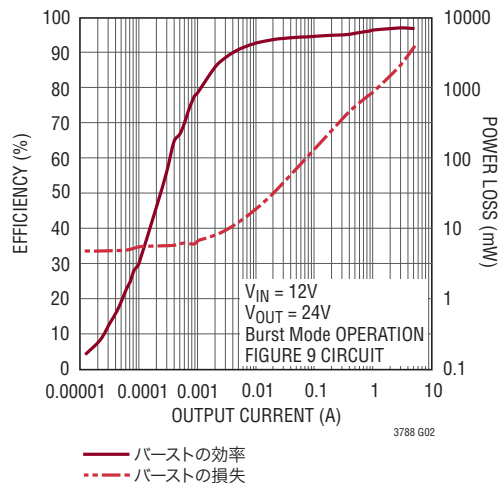
Note 7: 「アプリケーション情報」セクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照。

標準的性能特性

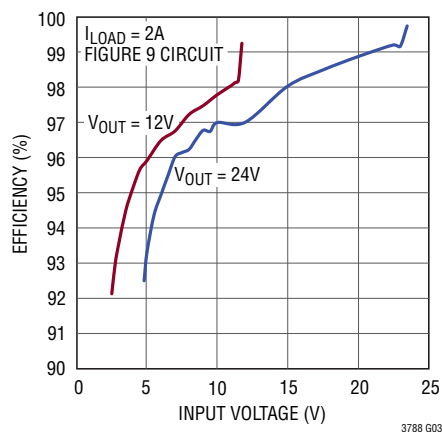
効率および電力損失と出力電流



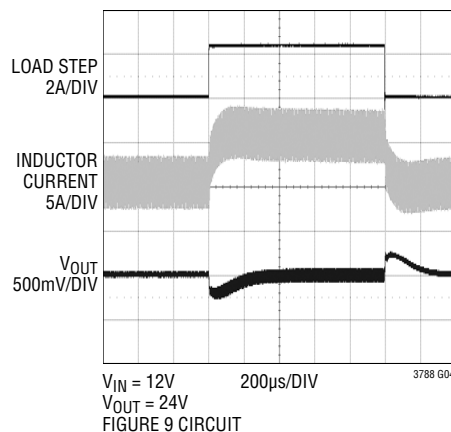
効率および電力損失と出力電流



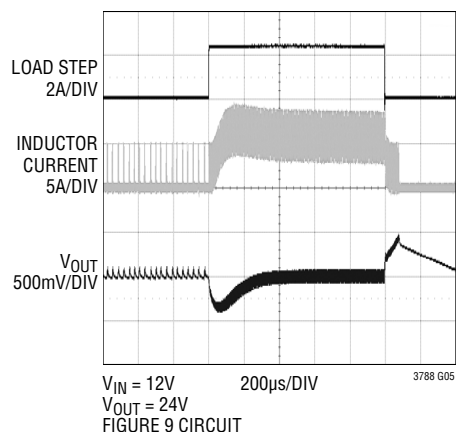
効率と入力電圧



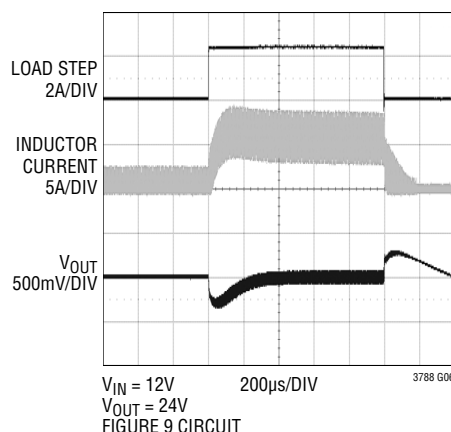
負荷ステップ
(強制連続モード)



負荷ステップ
(Burst Mode動作)

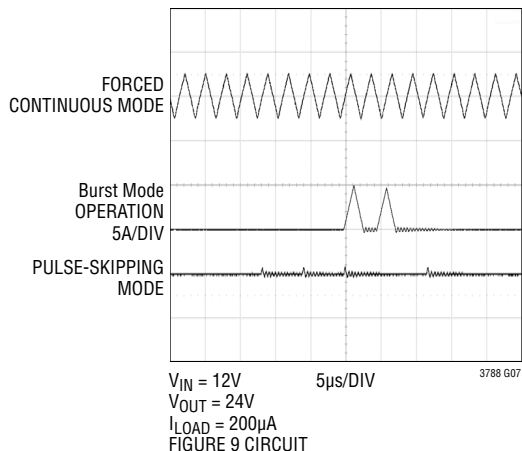


負荷ステップ
(パルススキップ・モード)

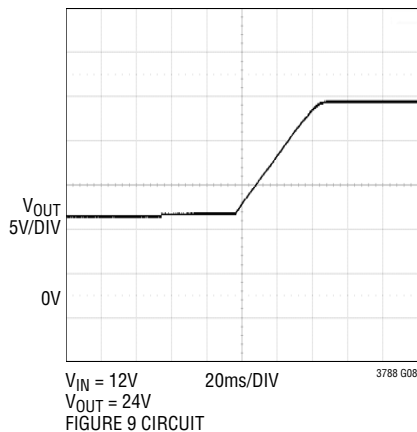


標準的性能特性

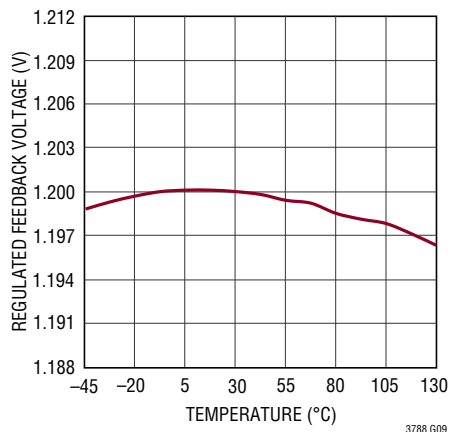
軽負荷時のインダクタ電流



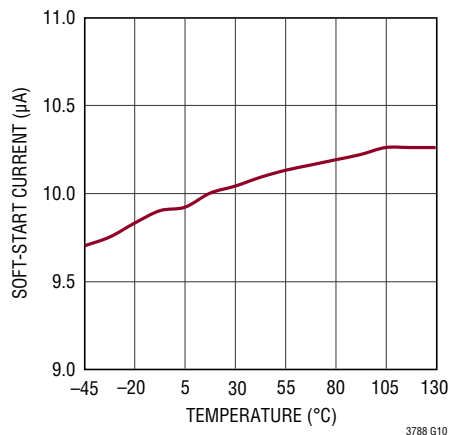
ソフトスタート



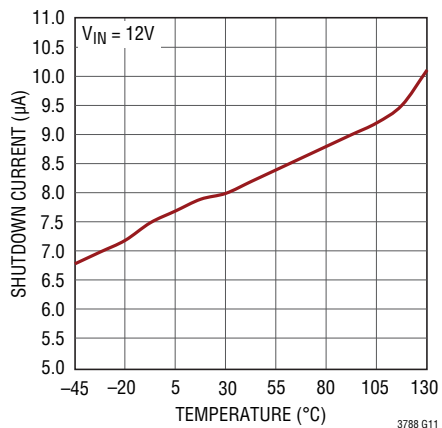
安定化された帰還電圧と温度



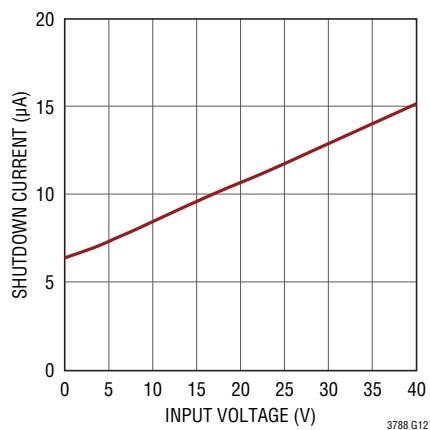
ソフトスタートの
プルアップ電流と温度



シャットダウン電流と温度

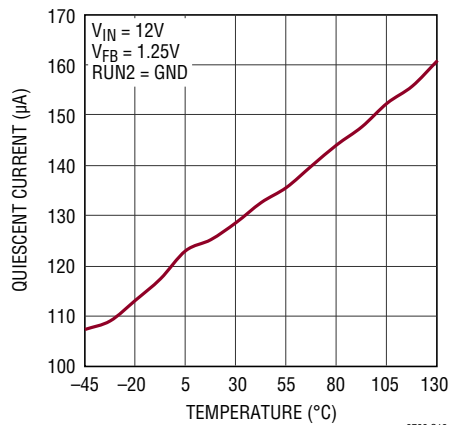


シャットダウン電流と入力電圧

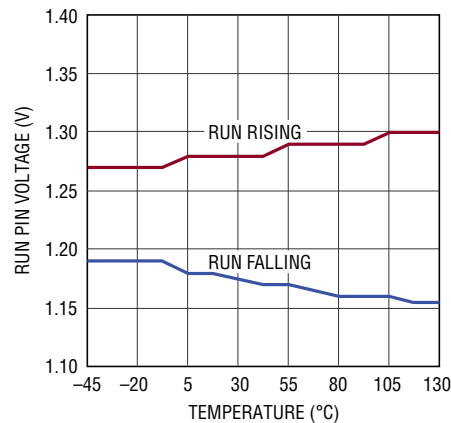


標準的性能特性

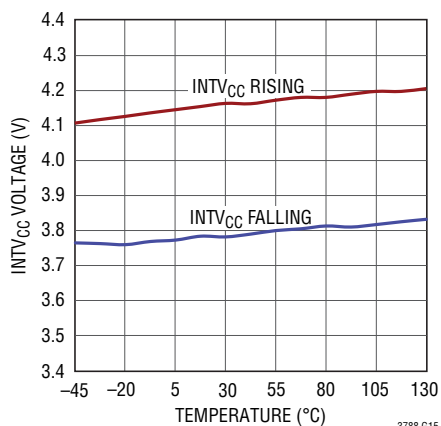
消費電流と温度



3788 G13

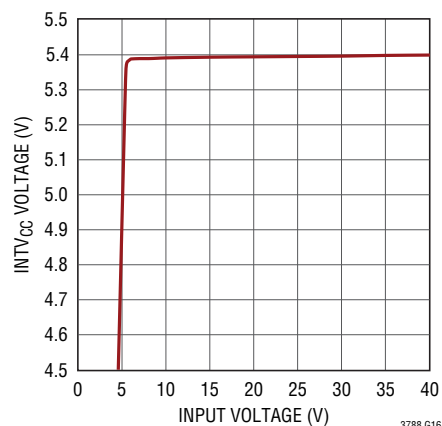
シャットダウン (RUN)
スレッシュホールドと温度

3788 G14

低電圧ロックアウト・
スレッシュホールドと温度

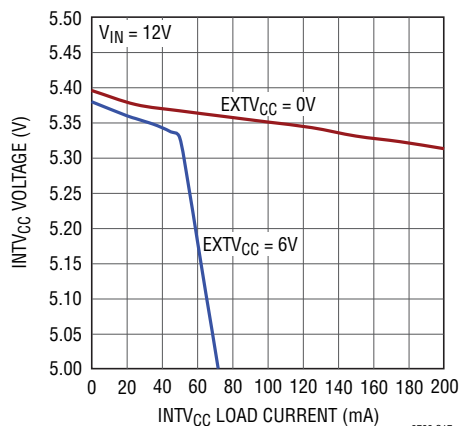
3788 G15

INTVCCのライン・レギュレーション

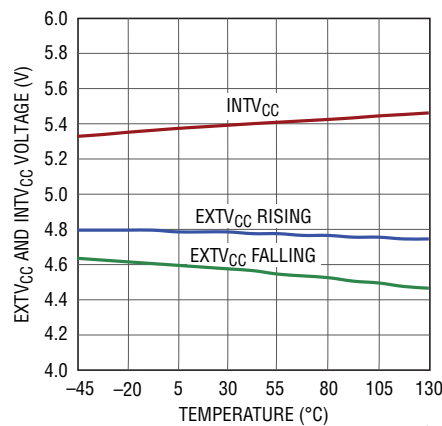


3788 G16

INTVCCとINTVCCの負荷電流



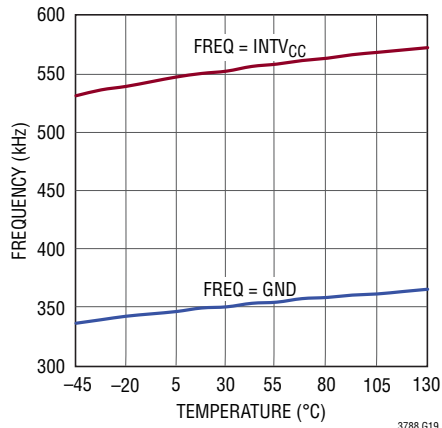
3788 G17

EXTVCCスイッチオーバー電圧
およびINTVCC電圧と温度

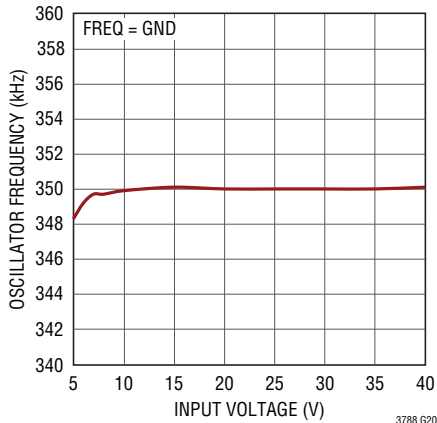
3788 G18

標準的性能特性

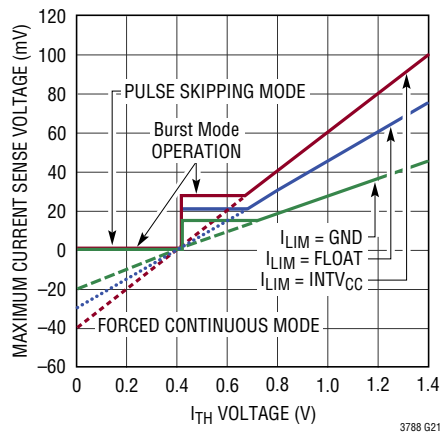
発振器周波数と温度



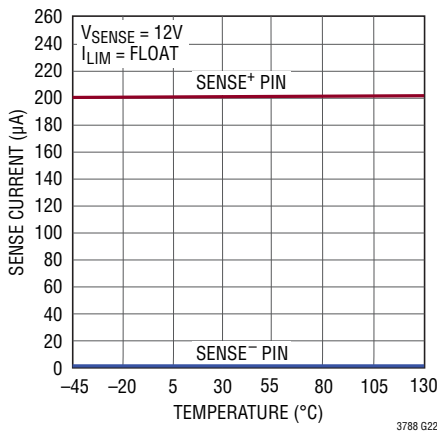
発振器周波数と入力電圧



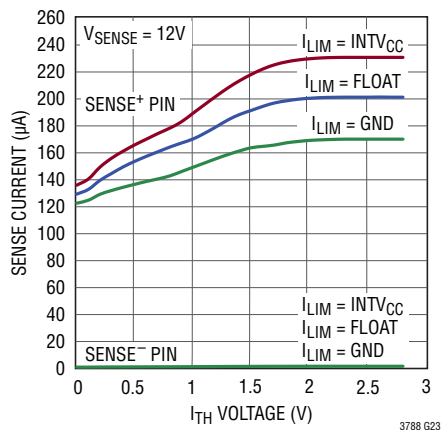
最大電流検出スレッシュホールドと I_{TH}電圧



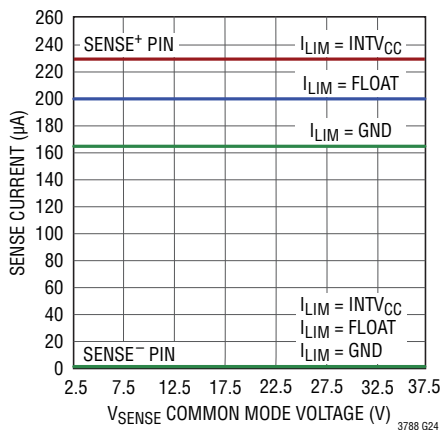
SENSEピンの入力電流と温度



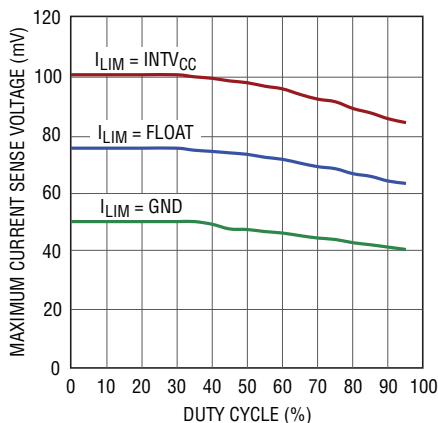
SENSEピンの入力電流と I_{TH}電圧



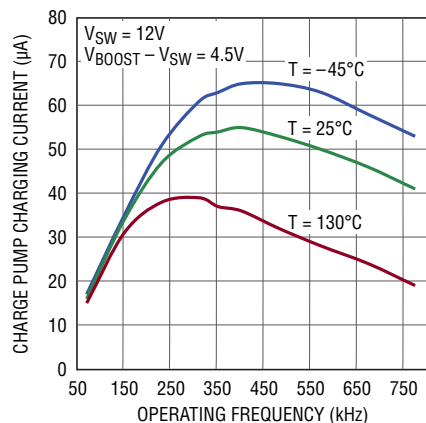
SENSEピンの入力電流と V_{SENSE}電圧



標準的性能特性

最大電流検出スレッシュホールドと
デューティ・サイクル

3788 G25

チャージポンプの充電電流と
動作周波数

3788 G26

ピン機能

SENSE1⁻、SENSE2⁻ (ピン1, 9) : 電流検出コンパレータの負入力。電流コンパレータへの(-)入力はインダクタに直列に接続された電流検出抵抗の負端子に通常接続されます。これらのピンの同相電圧範囲は2.5V~38V(絶対最大定格)です。

FREQ (ピン2) : 内部VCOの周波数制御ピン。このピンをGNDに接続すると、VCOは350kHzの固定周波数に強制されます。このピンをINTV_{CC}に接続すると、VCOは535kHzの固定周波数に強制されます。周波数は、抵抗をFREQピンからGNDに接続することにより、50kHz~900kHzにプログラムすることができます。抵抗と内部の20µAソース電流により、内部発振器が周波数を設定するのに使う電圧が発生します。代りに、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。

PHASMD (ピン3) : このピンをフロートさせるか、SGNDに接続するか、またはINTV_{CC}に接続して、BG1とBG2のそれぞれの立ち上がりエッジの間の位相関係、およびBG1とCLKOUTの間の位相関係をプログラムすることができます。

CLKOUT (ピン4) : マルチフェーズ・システム内の複数個のLTC3788をデジチェーン接続するのに使うデジタル出力。PHASMDピンの電圧は、BG1、BG2およびCLKOUTの間の関係を制御します。このピンはSGNDとINTV_{CC}の間で振幅します。

PLLIN/MODE (ピン5) : 位相検出器への外部同期入力と強制連続モード入力。このピンに外部クロックを与えると、コントローラは強制連続モードで動作し、フェーズロック・ループがBG1信号の立ち上がりを外部クロックの立ち上がりエッジに同期させます。外部クロックに同期させない場合、(両方のコントローラに作用する)この入力により、軽負荷時のLTC3788の動作モードが決まります。このピンをグラウンドに引き下げると、Burst Mode動作が選択されます。このピンをフロートさせると、グラウンドに接続された内部100k抵抗により、Burst Mode動作が作動します。このピンをINTV_{CC}に接続すると、連続インダクタ電流動作を強制します。このピンを1.2Vより高くINTV_{CC} - 1.3Vより低い電圧に接続すると、パルス・スキップ動作が選択されます。これは、100k抵抗をPLLIN/MODEピンとINTV_{CC}の間に追加することによって行うことができます。

SGND (ピン6) : 信号グラウンド。すべての小信号用部品と補償用部品はこのグラウンドに接続し、このグラウンド自身はPGNDに一点接続します。

RUN1、RUN2 (ピン7、8) : 実行制御入力。V_{IN}に接続される外部抵抗分割器が、このピンの1.28Vのスレッシュホールドを使ってコンバータ動作のスレッシュホールドを設定します。起動後は4.5µAの電流がRUNピンからソースされるので、抵抗値を使ってヒステリシスをプログラムすることができます。

3788fc

ピン機能

PGOOD2 (ピン14) : チャネル2のパワーグッド・インジケータ。オープン・ドレインのロジック出力で、出力電圧が安定化出力電圧から $\pm 10\%$ を超えて外れるとグラウンドに引き下げられます。誤ってトリップするのを防ぐため、出力電圧がこの範囲から外れた状態で $25\mu\text{s}$ 経過しないとこのピンは作動しません。

INTV_{CC} (ピン19) : 内部5.4V LDOの出力。制御回路およびゲート・ドライブ用電源。最小 $4.7\mu\text{F}$ 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GNDにデカップリングします。

EXTV_{CC} (ピン20) : 外部電源入力。このピンが 4.8V より高いと、内部スイッチが内部レギュレータを迂回して直接EXTV_{CC}からINTV_{CC}に電力を供給します。

PGND (ピン21) : ドライバの電源グラウンド。ボトム(メイン)NチャネルMOSFETのソースおよびC_{IN}とC_{OUT}の(-)端子に接続します。

VBIAS (ピン22) : 主電源ピン。通常は入力電源V_{IN}または昇圧コンバータの出力に接続します。このピンと信号グラウンド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。このピンの動作電圧範囲は $4.5\text{V} \sim 38\text{V}$ (絶対最大定格 40V)です。

BG1、BG2 (ピン23、18) : ボトム・ゲート。メインNMOSのゲートに接続します。

BOOST1、BOOST2 (ピン24、17) : 同期NMOSのフローティング電源。コンデンサを使ってSWにバイパスし、INTV_{CC}に接続されたショットキー・ダイオードを使って電源にバイパスします。

TG1、TG2 (ピン25、16) : トップ・ゲート。同期NMOSのゲートに接続します。

SW1、SW2 (ピン26、15) : スイッチ・ノード。同期NMOSのソース、メインNMOSのドレインおよびインダクタに接続します。

PGOOD1 (ピン27) : チャネル1のパワーグッド・インジケータ。オープン・ドレインのロジック出力で、出力電圧が安定化出力電圧から $\pm 10\%$ を超えて外れるとグラウンドに引き下げられます。誤ってトリップするのを防ぐため、出力電圧がこの範囲から外れた状態で $25\mu\text{s}$ 経過しないとこのピンは作動しません。

ILIM (ピン28) : 電流コンパレータの検出電圧範囲入力。このピンを使って電流コンパレータのピーク電流検出電圧を設定します。このピンをSGNDに接続するか、オープンにするか、またはINTV_{CC}に接続して、ピーク電流検出電圧をそれぞれ 50mV 、 75mV 、 100mV に設定します。

SS1、SS2 (ピン29、13) : 出力のソフトスタート入力。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、起動時の出力電圧のランプ・レートが設定されます。

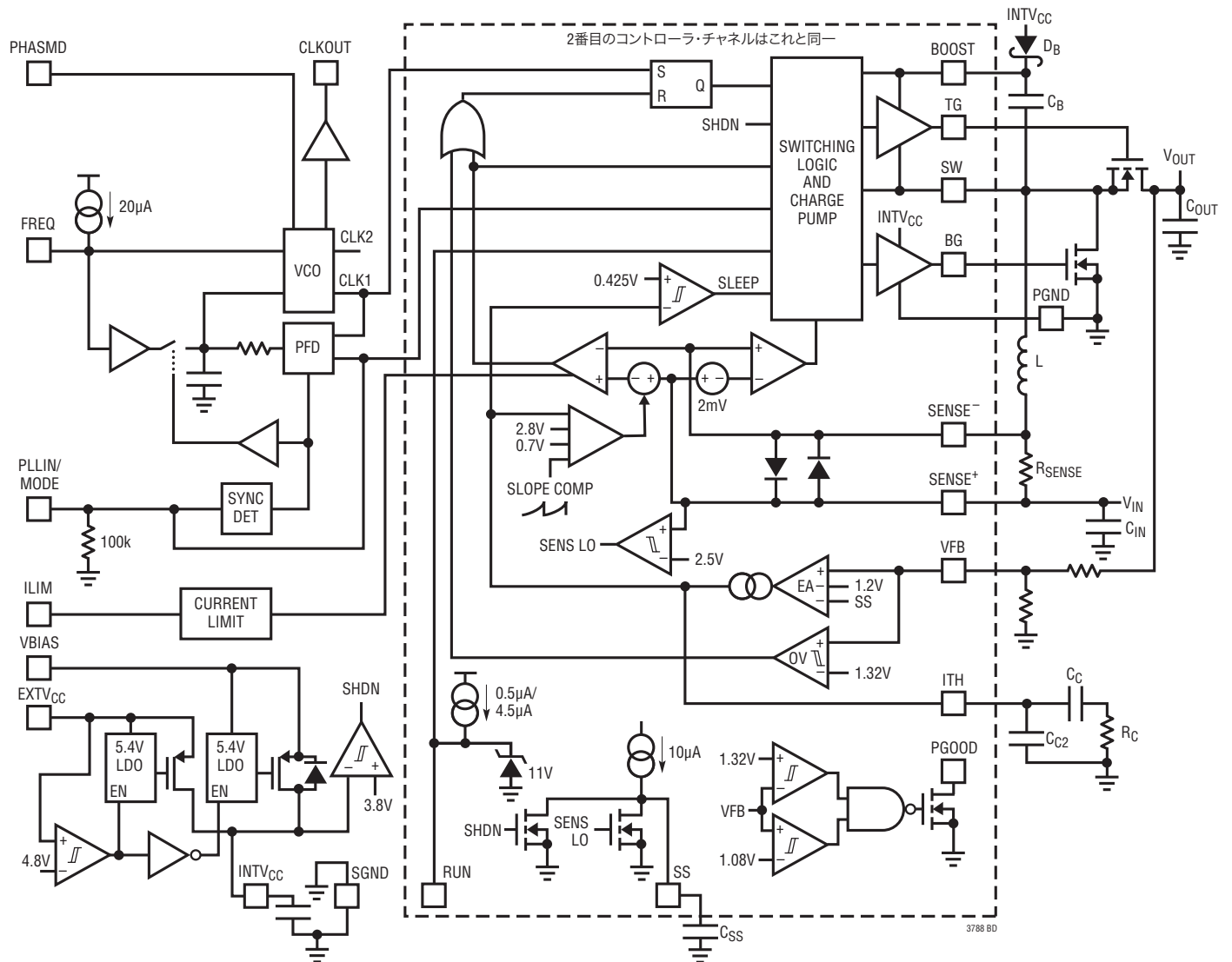
ITH1、ITH2 (ピン30、12) : 電流制御スレッシュホールドおよび誤差アンプの補償点。このピンの電圧が電流トリップ・スレッシュホールドを設定します。

VFB1、VFB2 (ピン31、11) : 誤差アンプの帰還入力。このピンは、出力に接続された外部抵抗分割器からの、リモート検出された帰還電圧を受け取ります。

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (ピン32、10) : 電流検出コンパレータの正入力。電流コンパレータへの(+)入力は通常電流検出抵抗の正端子に接続されます。電流検出抵抗は、インダクタに直列に、昇圧コントローラの入力に通常接続されます。このピンは電流コンパレータにも電力を供給します。

GND (露出パッド、ピン33) : グラウンド。定格熱性能を実現するには、露出パッドを回路基板に半田付けする必要があります。

ブロック図



動作 (ブロック図を参照)

メイン制御ループ

LTC3788は2つのコントローラ・チャネルが(PHASMDピンの接続に依存して)180度または240度の位相差で動作する固定周波数、電流モード昇圧アーキテクチャを採用しています。通常動作時は、各チャネルのクロックがRSラッチをセットすると対応する外部ボトムMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータICMPがRSラッチをリセットするとオフします。ICMPがトリップしてラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧は誤差アンプEAの出力です。誤差アンプはVFBピンの出力電圧帰還信号(これは出力電圧 V_{OUT} からグラウンドに接続された外部抵抗分割器によって発生します)を内部の1.200Vリファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加するとリファレンスに対して V_{FB} がわずかに下がるので、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に釣り合うまで、EAが I_{TH} 電圧を上げます。

ボトムMOSFETが各サイクルでオフした後、トップMOSFETは、(電流コンパレータIRによって示されるように)インダクタ電流が逆流し始めるまで、または次のクロック・サイクルが始まるまでオンします。

INTV_{CC}/EXTV_{CC}電源

トップとボトムのMOSFETドライバと他の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}ピンを開放状態にするか、または4.8Vより低い電圧に接続すると、VBIAS LDO(低損失リニア・レギュレータ)がVBIASからINTV_{CC}に5.4Vを供給します。EXTV_{CC}を4.8Vより上にするところのVBIAS LDOはオフし、EXTV_{CC} LDOがオンします。イネーブルされると、EXTV_{CC} LDOは5.4VをEXTV_{CC}からINTV_{CC}に供給します。EXTV_{CC}ピンを使うと、LTC3788スイッチング・レギュレータの出力の片方のような高効率の外部ソースからINTV_{CC}の電力を得ることができます。

シャットダウンとスタートアップ (RUN1、RUN2、およびSS1、SS2の各ピン)

LTC3788の2つのチャネルは、RUN1ピンとRUN2ピンを使って個別にシャットダウンすることができます。これらのピンのどちらかを1.28Vより下にすると、そのコントローラの主制御ループがシャットダウンします。両方のピンを0.7Vより下にすると、両方のコントローラと、INTV_{CC} LDOを含むほとんどの内部回

路をディスエーブルします。この状態では、LTC3788にはわずか8 μ Aの消費電流しか流れません。

RUNピンを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。低インピーダンスのソースでRUNピンをドライブするとき、8Vの絶対最大定格を超えないようにしてください。RUNピンには内部に11Vの電圧クランプが備わっているため、RUNピンへ流れ込む最大電流が100 μ Aを超えない限り、抵抗を通してRUNピンをもっと高い電圧(たとえば、 V_{IN})に接続することができます。

各コントローラの出力電圧 V_{OUT} のスタートアップは、そのチャネルのSSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンスより低いと、LTC3788は V_{FB} の電圧を1.2V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10 μ 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1.2V(さらにそれより上INTV_{CC}まで)に直線的に上昇するにつれ、出力電圧 V_{OUT} が滑らかにその最終値まで上昇します。

軽負荷動作(Burst Mode動作、パルス・スキップ、または連続導通)(PLLIN/MODEピン)

LTC3788は低負荷電流で高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ動作、または強制連続導通モードに入るようにイネーブルすることができます。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをグラウンド(たとえばSGND)に接続します。強制連続動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルス・スキップ動作を選択するには、PLLIN/MODEピンを1.2Vより高く、INTV_{CC}-1.3Vより低いDC電圧に接続します。

コントローラがBurst Mode動作にイネーブルされているとき、ITHピンの電圧が低い値を示している場合、インダクタの最小ピーク電流は最大検出電圧の約30%に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より高いと、誤差アンプEAはITHピンの電圧を下げます。 I_{TH} 電圧が0.425Vより下になると、内部のスリープ信号が“H”になり(スリープ・モードがイネーブルされ)、両方の外部MOSFETがオフします。

動作

スリープ・モードでは内部回路のほとんどがオフしており、LTC3788を流れる消費電流が減少します。片方のチャンネルがシャットダウンして、他方のチャンネルがスリープ・モードのとき、LTC3788に流れる消費電流はわずか125 μ Aです。両方のチャンネルがスリープ・モードのとき、LTC3788を流れる消費電流はわずか200 μ Aです。スリープ・モードでは、負荷電流は出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれ、EAの出力が上昇し始めます。出力電圧が十分下がると、ITHピンがEAの出力に再度接続され、スリープ信号が”L”になり、コントローラは内部発振器の次のサイクルで外部のボトムMOSFETをオンして通常動作を再開します。

コントローラがBurst Mode動作でイネーブルされていると、インダクタ電流の反転は許されません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、反転電流コンパレータ(IR)が外部のトップMOSFETをオフし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コントローラは不連続電流動作を行いません。

強制連続動作では、またはフェーズロック・ループを使うため外部クロック・ソースによって駆動される時(「周波数の選択とフェーズロック・ループ」のセクションを参照)、インダクタ電流は軽負荷または大きな過渡状態で反転することができます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、ITHピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合よりも低くなります。ただし、連続動作は負荷電流に関係なく固定周波数動作を維持するので、出力電圧リップルが低く、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。

PLLIN/MODEピンがパルススキップ・モードに接続されていると、LTC3788は軽負荷ではPWMパルススキップ・モードで動作します。このモードでは、最大出力電流の設計値の約1%まで固定周波数動作が維持されます。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、外部のボトムMOSFET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。インダクタ電流は反転することが許されません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。低電流で強制連続動作より高い効率が得られますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。

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

LTC3788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。

PLLIN/MODEピンが外部クロック・ソースによってドライブされない場合、FREQピンをSGNDに接続するか、INTV_{CC}に接続するか、または外部抵抗を介してプログラムすることができます。FREQをSGNDに接続すると350kHzが選択され、FREQをINTV_{CC}に接続すると535kHzが選択されます。図5に示されているように、抵抗をFREQとSGNDの間に接続すると、周波数を50kHz~900kHzにプログラムすることができます。

LTC3788にはフェーズロック・ループ(PLL)が備わっており、PLLIN/MODEピンに接続された外部クロック・ソースに内部発振器を同期させることができます。LTC3788の位相検出器が(内部ローパス・フィルタを介して)VCO入力電圧を調節して1番目のコントローラの外部ボトムMOSFETのターンオンを同期信号の立ち上がりエッジに揃えます。こうして、2番目のコントローラの外部ボトムMOSFETのターンオンは、外部クロック・ソースの立ち上がりエッジに対して180度または240度位相がずれます。

外部クロックが与えられる前にVCO入力電圧をFREQピンによって設定される動作周波数に予めバイアスしておくことができます。外部クロックの周波数の近くに予めバイアスされていると、PLLループは、外部クロックの立ち上がりエッジをBG1の立ち上がりエッジに同期させるのに、VCO入力をわずかに変化させる必要があるだけです。ループ・フィルタを予めバイアスする能力により、PLLは望みの周波数から大きく外れることなく、短時間でロックインすることができます。

LTC3788のPLLの標準的キャプチャレンジは約55kHz~1MHzで、75kHz~850kHzの周波数の外部クロック・ソースにロックすることが保証されています。

動作

PLLIN/MODEピンの入力クロック・スレッシュホールドは標準で1.6V(立ち上がり)および1.2V(立ち下がり)です。

PolyPhaseアプリケーション(CLKOUTピンとPHASMDピン)
PolyPhase[®]アプリケーションで他のコントローラICをLTC3788とデジチェーン接続できるようにする2つのピン(CLKOUTとPHASMD)がLTC3788には備わっています。CLKOUTピンのクロック出力信号を使って、単一の高電流出力または複数の出力に給電しているマルチフェーズ電源ソリューションの追加電力段を同期させることができます。表1に要約されているように、2つの内部コントローラ相互の位相関係とともにCLKOUT信号の位相を調節するのにもPHASMDピンが使われます。コントローラ1のボトム・ゲート・ドライバ(BG1)の出力の立ち上がりエッジとして定義されているゼロ度位相を基準にして、位相は計算されます。

表1.

V _{PHASMD}	コントローラ2の位相(度)	CLKOUTの位相(度)
GND	180	60
Floating	180	90
INTV _{CC}	240	120

CLKOUTは、片方のチャンネルがスリープ・モードで他方のチャンネルがシャットダウンまたはスリープ・モードのときディスエーブルされます。

V_{IN}>V_{OUT}のときの動作

V_{IN}が安定化されたV_{OUT}電圧を超えて上昇すると、昇圧コントローラが、モード、インダクタ電流およびV_{IN}電圧に依存して、異なった振舞いをする場合があります。強制連続モードでは、V_{IN}がV_{OUT}を超えると、ループが働いてトップMOSFETを連続的にオン状態に保ちます。内部のチャージポンプが昇圧コンデンサに電流を供給して十分高いTG電圧を維持します。

パルススキップ・モードでは、V_{IN}が安定化されたV_{OUT}電圧の100%~110%であれば、インダクタ電流が特定のスレッシュホールドを超えるとTGがオンし、インダクタ電流がこのスレッシュホールドを下回るとオフします。このスレッシュホールド電流は、ILIMピンが接地されるか、フロートされるか、またはINTV_{CC}に接続されると、それぞれ最大I_{LIM}電流の約6%、4%、または3%に設定されます。コントローラがこの同じV_{IN}ウィンドウのもとに

Burst Mode動作にプログラムされていると、インダクタ電流に関係なく、TGはオフしたままです。

どのモードでもV_{IN}が安定化されたV_{OUT}電圧の110%より高くなると、インダクタ電流には関係なく、コントローラはTGをオンします。ただし、Burst Mode動作では、デバイス全体がスリープ状態だと(他のチャンネルがスリープまたはシャットダウン状態)、内部チャージポンプがオフします。チャージポンプがオフすると、昇圧コンデンサが放電するのを阻止するものは何もないので、トップMOSFETを完全にオン状態に保つのに必要なTG電圧が不十分になります。この状態でトップMOSFETのボディ・ダイオードの過度の電力損失を防ぐには、デバイスを強制連続モードに切り替えて、チャージポンプをイネーブルするか、またはショットキー・ダイオードをトップMOSFETに並列に接続することもできます。

パワーグッド機能

PGOOD1、2ピンは内部NチャンネルMOSFETのオープン・ドレインに接続されています。対応するVFB1、2ピンの電圧が1.2Vリファレンス電圧の±10%以内でないと、MOSFETがオンしてPGOOD1、2ピンを”L”に引き下げます。対応するRUN1、2ピンが”L”(シャットダウン)のときも、PGOOD1、2ピンは”L”に引き下げられます。VFB1、2ピンの電圧が±10%の条件を満たすとMOSFETがオフするので、外部抵抗を使って、このピンを最大6Vの電源までプルアップすることができます。

SENSEピンの低い同相電圧での動作

LTC3788の電流コンパレータはSENSE⁺ピンから直接給電されます。これにより、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの同相電圧は(UVLOスレッシュホールドより低い)わずか2.5Vで動作することができます。最初のページの図は、コントローラのVBIASがV_{OUT}から給電され、V_{IN}電源がわずか2.5Vまで下がることのできる標準的応用例を示しています。SENSE⁺の電圧が2.5Vより低くなるとSSピンが低く保たれます。SENSE電圧が通常の動作範囲に戻ると、SSピンが解放され、新しいソフトスタート・サイクルが開始されます。

昇圧(BOOST)電源のリフレッシュと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C_Bからバイアスされます。このコンデンサは通常、各サイクル中にボトムMOSFETがオンしているとき、外部ダイ

動作

オードを通して再充電されます。昇圧電源に必要なバイアス・レベルに保つための2つの検討事項があります。起動時に、UVLOが“L”になった後100 μ s以内にボトムMOSFETがオンしないと、ボトムMOSFETが約400nsの間オンに強制されます。この強制リフレッシュにより十分なBOOST-SW電圧が発生するので、充電のため始めの数サイクル待つことなく、直ちにトップMOSFETを十分にエンハンスすることができます。BOOST

に必要なバイアスを維持するチャージポンプも内蔵しています。このチャージポンプは強制連続モードとパルススキップ・モードの両方で常に動作します。Burst Mode動作では、チャージポンプはスリープ状態の間オフし、デバイスが覚醒するとイネーブルされます。内部のチャージポンプは通常55 μ Aの充電電流を供給することができます。

アプリケーション情報

最初のページの「標準的応用例」はLTC3788の基本的なアプリケーション回路です。LTC3788はインダクタのDCR (DC抵抗) またはディスクリート検出抵抗 (R_{SENSE}) のどちらかを電流検出に使うように構成することができます。2つの電流検出方式の間の選択は、主としてコスト、消費電力および精度の間の設計上のトレードオフです。DCRによる検出は高価な電流検出抵抗が不要で、特に高電流アプリケーションで電力効率が高いので普及しつつあります。ただし、電流検出抵抗はコントローラの最も正確な電流リミットを与えます。他の外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、(もし R_{SENSE} が使われていれば) 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。最後に入力と出力のコンデンサを選択します。

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピン

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンは電流コンパレータへの入力です。電流コンパレータの同相入力電圧範囲は2.5V~38Vです。電流検出抵抗は、インダクタに直列に、昇圧コントローラの入力に通常接続されます。

SENSE⁺ピンは電流コンパレータにも電力を供給します。これは通常動作時に約200 μ A流します。SENSE⁻ピンに流れ込む1 μ A未満の小さなベース電流があります。電流コンパレータのSENSE⁻入力は高インピーダンスなので、正確なDCR検出が可能です。

検出ラインと関係のあるフィルタ部品はLTC3788の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下のケルビン接続に近づけて一緒に配線します。他の場所の検出電流が寄生インダクタンスと容量を電流検出素子に実効的に追加し、検出端子

の情報を劣化させ、プログラムされた電流リミットを予測不可能にすることがあります。DCRによる検出を使う場合(図2b)、センス抵抗 R_I をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードへノイズがカップリングするのを防ぎます。

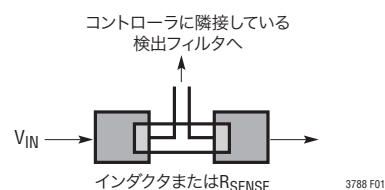


図1. インダクタまたはセンス抵抗を使った検出ラインの配置

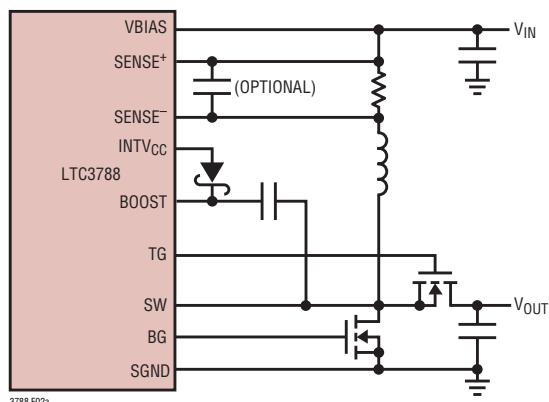
センス抵抗による電流検出

ディスクリート抵抗を使った標準的検出回路を図2aに示します。 R_{SENSE} は必要な出力電流に基づいて選択します。

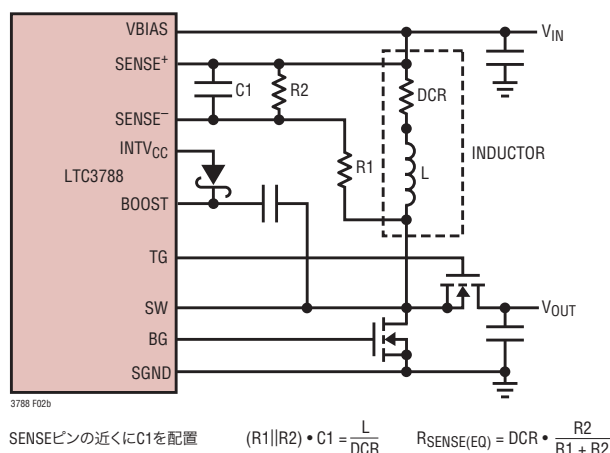
電流コンパレータの最大スレッショルドは $V_{SENSE(MAX)}$ です。ILIMピンを接地するか、フロートさせるか、またはINTV_{CC}に接続すると、最大スレッショルドがそれぞれ50mV、75mV、または100mVに設定されます。インダクタ電流のピークは電流コンパレータのスレッショルドによって設定され、最大平均出力電流 I_{MAX} はインダクタ電流のこのピーク値よりピーク・トゥ・ピーク・リップル電流 ΔI_L の半分だけ小さい値になります。センス抵抗の値を計算するには次式を使います。

$$R_{SENSE} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

アプリケーション情報



(2a) 電流検出に抵抗を利用



(2b) 電流検出にインダクタのDCRを利用

図2. 電流検出の2つの方法

V_{IN} が低く出力電圧が非常に高いアプリケーションでコントローラを使用するとき、50%を超えるデューティ・ファクタで動作中の昇圧レギュレータの安定性の基準を見たすのに必要な内部補償のため、最大出力電流レベルが低下します。動作デューティ・ファクタに依存するピーク出力電流レベルのこの減少を推定するための特性曲線が「標準的性能特性」のセクションに示してあります。

インダクタのDCRによる検出

高負荷電流で可能な最高効率を必要とするアプリケーションでは、図2bに示されているように、LTC3788はインダクタのDCR両端の電圧降下を検出することができます。高電流インダクタのDCRは1mΩ未満になることがあります。このようなインダクタを必要とする高電流アプリケーションでは、センス抵抗による導通損失により、DCRによる検出に比べて効率が数パーセント低下することがあります。

外部 $R1 \parallel R2 \cdot C1$ 時定数が正確に L/DCR 時定数に等しくなるように選択すると、外部コンデンサ両端の電圧降下はインダクタのDCR両端の電圧降下に $R2/(R1+R2)$ を掛けたものに等しくなります。 $R2$ は、目標とするセンス抵抗の値よりDCRが大きなアプリケーションの検出端子両端の電圧のスケールを設定します。外部フィルタ部品の大きさを適切に定めるには、インダクタのDCRを知る必要があります。それは十分な性能のRLCメータを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に同じではなく、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

「インダクタの値の計算」のセクションのインダクタ・リップル電流値を使うと、目標センス抵抗値は次のようになります。

$$R_{SENSE(EQUIV)} = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

アプリケーションが全温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するには、最大電流検出スレッショルド ($V_{SENSE(MAX)}$)の最小値を選択します。

次に、インダクタのDCRを決めます。与えられている場合は、通常20°Cで与えられているメーカーの最大値を使います。約0.4%/°Cの抵抗の温度係数を考慮して、この値を増加させます。最大インダクタ温度 ($T_L(MAX)$)の控えめな値は100°Cです。

最大インダクタDCRを望みの検出抵抗値に合わせてスケールを調整するには、次の分割器の比を使います。

$$R_D = \frac{R_{SENSE(EQUIV)}}{DCR_{MAX} \text{ at } T_L(MAX)}$$

0.1μF~0.47μFのC1を通常選択します。これにより、 $R1 \parallel R2$ が約2kΩに強制されるので、SENSE+ピンの±1μAの電流によって生じるであろう誤差が減少します。

等価抵抗 $R1 \parallel R2$ は室温のインダクタンスと最大DCRに従って

アプリケーション情報

次のようにスケールが調整されます。

$$R1 \parallel R2 = \frac{L}{(\text{DCR at } 20^\circ\text{C}) \cdot C1}$$

センス抵抗値は次のようになります。

$$R1 = \frac{R1 \parallel R2}{R_D}; \quad R2 = \frac{R1 \cdot R_D}{1 - R_D}$$

R1の最大電力損失はデューティ・サイクルに関係し、連続モードで $V_{IN} = 1/2 V_{OUT}$ のとき生じます。

$$P_{\text{Loss } R1} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) \cdot V_{IN}}{R1}$$

R1の電力定格がこの値より大きいことを確認します。軽負荷で高い効率が必要な場合、DCRによる検出とセンス抵抗のどちらを使うか決定するとき、この電力損失を検討します。軽負荷での電力損失は、R1によって生じる余分のスイッチング損失のため、センス抵抗の場合よりDCRネットワークの方が少し高いことがあります。ただし、DCRによる検出ではセンス抵抗が取り除かれるので、導通損失が減少し、重負荷で効率が改善されます。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。

インダクタの値の計算

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。なぜ誰もが大きな値のコンポーネントを使った低い周波数での動作を選ぶのでしょうか。答えは効率です。周波数が高いほどMOSFETのゲート電荷とスイッチングによる損失のために一般に効率が低下します。この基本的なトレードオフに加えて、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。

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・リップル電流 ΔI_L は、次式で示されているように、インダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、 V_{IN} が高いほど増加します。

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

大きな ΔI_L の値を許容できれば低インダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなり、コア損失が大きくなります。

リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3 (I_{MAX})$ です。 $V_{IN} = 1/2 V_{OUT}$ のときに ΔI_L が最大になります。

インダクタの値は二次的な影響も与えます。必要な平均インダクタ電流が低下した結果、ピーク電流が R_{SENSE} によって決定される電流リミットの10%より下になると、Burst Mode動作への移行が始まります。インダクタ値を低くする(ΔI_L を高くする)と、相対的に低い負荷電流でBurst Modeに移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の効率が低下する可能性があります。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が低下します。

インダクタのコアの選択

Lの値が求まったら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータは低価格の鉄粉コアに見られるコア損失は一般に許容できないので、もっと高価なフェライトまたはモリブデンコアを使うべきです。一定のインダクタの値に対して実際のコア損失はコア・サイズには依存せず、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があるため、残念ながら銅損失が増加します。

フェライト・コアのインダクタのコア損失はきわめて低く、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、最大設計ピーク電流を超えるとインダクタンスが突然低落します。その結果、インダクタのリップル電流が突然増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアを飽和させないでください。

パワーMOSFETの選択

LTC3788の各コントローラに2つの外部パワーMOSFETを選択する必要があります。ボトム(メイン)スイッチ用に1個のNチャンネルMOSFET、トップ(同期)スイッチ用に1個のNチャンネルMOSFETです。

ピーク・トゥ・ピークのゲート・ドライブ・レベルは、 $INTV_{CC}$ 電圧で設定されます。この電圧は、始動時には標準5.4Vです($EXTV_{CC}$ ピン接続を参照)。したがって、ほとんどのアプリケーションではロジック・レベルのスレッシュホールドのMOSFET

アプリケーション情報

を使用する必要があります。唯一の例外は、低い入力電圧 ($V_{IN} < 5V$) が予定されている場合、サブロジック・レベルのスレッシュホールドのMOSFET ($V_{GS(TH)} < 3V$) を使います。MOSFETの BV_{DSS} の仕様にも十分注意を払ってください。多くのロジック・レベルMOSFETは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、ミラー容量 C_{MILLER} 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。ミラー容量 C_{MILLER} はMOSFETのメーカーのデータシートで通常与えられているゲート電荷曲線から推定することができます。 C_{MILLER} は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、対応する V_{DS} の変化量で割ったものに等しくなります。次に、この結果に、アプリケーションで与えられる V_{DS} とゲート電荷曲線で規定された V_{DS} との比を掛けます。

このデバイスが連続モードで動作しているときは、トップMOSFETとボトムMOSFETのデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。メイン・スイッチのデューティ・サイクル

$$\text{メイン・スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{OUT}}$$

$$\text{同期スイッチのデューティ・サイクル} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}$$

最大出力電流でのMOSFETの電力損失は次式で与えられます。

$$P_{MAIN} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN})V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot (1 + \delta)$$

$$\cdot R_{DS(ON)} + k \cdot V_{OUT}^3 \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{V_{IN}} \cdot R_{DR}$$

$$\cdot C_{MILLER} \cdot f$$

$$P_{SYNC} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot (1 + \delta) \cdot R_{DS(ON)}$$

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度係数、 R_{DR} (約 1Ω)はMOSFETのミラー・スレッシュホールド電圧での実効ドライブ抵抗です。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。

I^2R 損失は両方のMOSFETに共通していますが、ボトムNチャネルの式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧が低いときに最も高くなります。 V_{IN} が高い場合、高電流のときの効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上します

が、 V_{IN} が低い場合は遷移損失が急激に上昇し、実際には C_{MILLER} が小さくて $R_{DS(ON)}$ が大きなデバイスを使用する方が効率が高くなるポイントにまで達します。同期MOSFETの損失は、入力電圧が高くてボトム・スイッチのデューティ・ファクタが低くなる時、または同期スイッチが周期の100%近くオンする過電圧のとき最大になります。

特定のMOSFETの $(1 + \delta)$ の項は、一般に正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度の関係を示す曲線から得られますが、低電圧のMOSFETの近似値として $\delta = 0.005/^\circ C$ を使用することができます。

C_{IN}とC_{OUT}の選択

昇圧コンバータの入力リップル電流は連続しているので、(出力リップル電流に比べて)比較的低くなります。入力コンデンサ C_{IN} の電圧定格は、最大入力電圧をゆとりを持って超えるようにします。セラミック・コンデンサは過電圧状態を比較的耐えることができますが、アルミ電解コンデンサはそうではありません。入力コンデンサに過度のストレスを与える可能性のある過電圧トランジェントに関して、入力電圧の特性を必ず評価してください。

C_{IN} の値はソース・インピーダンスの関数で、一般に、ソース・インピーダンスが高いほど必要な入力容量が高くなります。必要な入力容量の大きさはデューティ・サイクルによっても大きく影響されます。高いデューティ・サイクルで動作する高出力電流アプリケーションは、DC電流とリップル電流の両方の点で、入力電源に大きな負担を負わせることがあります。

昇圧コンバータでは出力電流が不連続なので、 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電圧は次式で与えられます。

$$V_{RIPPLE} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f} V$$

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。

$$\Delta V_{ESR} = I_L(MAX) \cdot ESR$$

アプリケーション情報

LTC3788は2フェーズの単一出力コンバータとして構成することもでき、この場合、2つのチャンネルの出力は一緒に接続され、両方のチャンネルのデューティ・サイクルが同じになります。2フェーズ動作では、デュアル・スイッチング・レギュレータの2つのチャンネルは、180度位相がずれて動作します。このため出力コンデンサの電流パルスが効果的に交互に差し挟まれるので、出力コンデンサのリップル電流が大きく減少します。その結果、コンデンサのESRの要件を緩和することができます。出力コンデンサのリップル電流は方形波なので、出力コンデンサのリップル電流の要件は、デューティ・サイクル、位相数および最大出力電流に依存します。2フェーズ構成のデューティ・サイクルの関数としての正規化された出力コンデンサ・リップル電流を図3に示します。出力コンデンサのリップル電流定格を選択するため、最初に、出力電圧と入力電圧の範囲に基づいてデューティ・サイクルの範囲を確定します。図3を参照して、最大負荷電流のパーセンテージとして、ワーストケースの高い正規化されたリップル電流を選択します。

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すべ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。今では低ESRで高リップル電流定格のコンデンサ(OS-CONやPOSCAPなど)を利用できます。

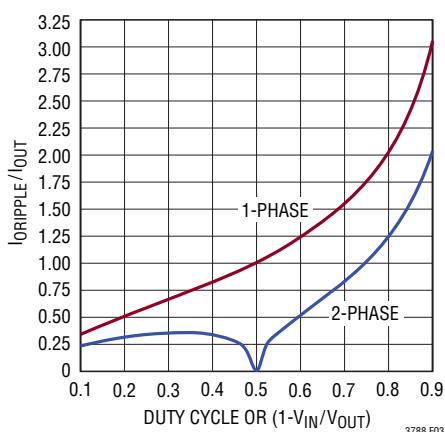


図3. 昇圧コンバータの出力コンデンサの正規化されたリップル電流 (RMS)

出力電圧の設定

LTC3788の出力電圧は、図4に示されているように、出力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それぞれ設定されます。安定化された出力電圧は次式によって決まります。

$$V_{OUT} = 1.2V \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right)$$

V_{FB}ラインはインダクタやSWラインなどのノイズ源から離して配線するように十分注意してください。

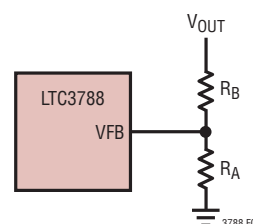


図4. 出力電圧の設定

ソフトスタート(SSピン)

各V_{OUT}のスタートアップは対応するSSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が内部の1.2Vリファレンスより低いと、LTC3788はVFBピンの電圧を1.2VではなくSSピンの電圧に制御します。

図5に示されているように、ソフトスタートは単にコンデンサをSSピンからグランドに接続することによってイネーブルされます。内部10μA電流源がコンデンサを充電し、SSピンにリニアにランプする電圧を与えます。LTC3788はVFBピン(したがって、V_{OUT})をSSピンの電圧に従って制御するので、V_{OUT}は滑らかにV_{IN}から安定化された最終値まで上昇することができます。全ソフトスタート時間はおよそ次のようになります。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{1.2V}{10\mu A}$$

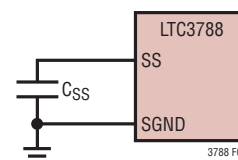


図5. SSピンを使ったソフトスタートの設定

アプリケーション情報

INTV_{CC}レギュレータ

LTC3788には2個の異なるPチャネル低損失リニア・レギュレータ(LDO)が内蔵されており、EXTV_{CC}ピンの接続状態に従って、VBIAS電源ピンまたはEXTV_{CC}ピンのどちらからINTV_{CC}ピンに電力を供給します。INTV_{CC}はゲート・ドライバとLTC3788の内部回路のほとんどに電力を供給します。VBIAS LDOとEXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}を5.4Vに安定化します。これらはそれぞれ50mAのピーク電流を供給することができ、最小4.7μFのセラミック・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。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、LTC3788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_{CC}電流は、VBIAS LDOまたはEXTV_{CC} LDOのどちらかによって供給することができます。EXTV_{CC}ピンの電圧が4.8Vより低いと、VBIAS LDOがイネーブルされます。この場合、デバイスの電力損失は最高となり、 $V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$ 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、ゲート電荷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、LTC3788のINTV_{CC}電流は、EXTV_{CC}ピンを使用していないとき、次に示すように、40Vの電源の場合40mA未満に制限されています。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (40\text{mA})(40\text{V})(34^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

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(PLLIN/MODE = INTV_{CC})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_{CC}ピンに印加された電圧が4.8Vを超えると、 V_{IN} LDOがオフしてEXTV_{CC} LDOがイネーブルされます。EXTV_{CC}に印加された電圧が4.55Vより上に留まる限り、EXTV_{CC} LDOはオンしたままです。EXTV_{CC} LDOはINTV_{CC}の電圧を5.4Vに安定化しようとするので、EXTV_{CC}が5.4Vより低い間はLDOがドロップアウト状態になり、INTV_{CC}の電圧はほぼEXTV_{CC}に等しくなります。EXTV_{CC}が5.4Vより高く、絶対最大定格6V以下のとき、INTV_{CC}は5.4Vに安定化されます。

外部電源からINTV_{CC}に電力を供給すれば熱特性を大幅に改善できます。EXTV_{CC}ピンを5V電源に接続すると、前の例の接合部温度は125°Cから77°Cまで下がります。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (40\text{mA})(5\text{V})(34^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 77^{\circ}\text{C}$$

EXTV_{CC} LDOを通して規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に外部ショットキー・ダイオードを追加することができます。どのような場合も、EXTV_{CC} ≤ VBIASであることを確認してください。

EXTV_{CC}の可能な接続方法を以下に列挙します。

EXTV_{CC}を開放したままにします(または接地します)。こうすると、内部5.4VレギュレータからINTV_{CC}に電力が供給されるため、入力電圧が高いときに効率が低下します。

EXTV_{CC}を外部電源に接続します。5.4V~6V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_{CC}に電力を供給することができます。必ずEXTV_{CC} < VBIASとなるようにします。

トップサイドMOSFETドライバの電源(C_B、D_B)

BOOSTピンに接続された外部ブートストラップ・コンデンサC_Bは、トップサイドMOSFETにゲート・ドライブ電圧を供給します。SWピンが「L」のとき、「ブロック図」のコンデンサC_BがINTV_{CC}から外部ダイオードD_Bを通して充電されます。トップサイドMOSFETの1つをオンさせるとき、ドライバはそのMOSFETのゲート・ソース間にC_Bの電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、トップサイド・スイッチがオンします。スイッチ・ノード電圧(SW)が V_{IN} まで上昇し、BOOSTピンが続いて上昇します。トップサイドMOSFETがオンしているとき、ブースト電圧は入力電源より高くなります($V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}$)。昇圧コンデンサC_Bの値としてはトップサイドMOSFETの全入力容量の100倍が必要です。外部ショットキー・ダイオードの逆ブレークダウン電圧は $V_{IN(MAX)}$ より大きくなければなりません。

外部ダイオードD_Bは、ショットキー・ダイオードまたはシリコン・ダイオードにすることができますが、どちらの場合も、リーク電流が小さく、リカバリが高速なものにします。高い温度では一般に逆リーク電流がかなり増加するので、十分注意を払ってください。

アプリケーション情報

各々のトップサイドMOSFETドライバには内部チャージポンプが備わっており、BOOSTピンからブートストラップ・コンデンサに電流を供給します。この充電電流により、ドロップアウト状態や過電圧状態のときトップMOSFETを連続的にオン状態に保つのに必要なバイアス電圧が維持されます。トップサイドドライバ用ショットキー・ダイオード/シリコン・ダイオードには、チャージポンプが供給可能な出力電流より逆リーク電流が小さいものを選択します。異なる動作条件で使用可能なチャージポンプの電流を示す曲線が、「標準的性能特性」のセクションに示されています。

昇圧コンバータでリーク電流の大きなダイオード D_B を使用すると、トップMOSFETが完全にオンするのを妨げるだけでなく、ブートストラップ・コンデンサ C_B を完全に放電させてしまうことがあり、入力電圧からBOOSTピン、さらにINTV $_{CC}$ への電流経路を形成することがあります。これにより、ダイオードのリーク電流がINTV $_{CC}$ の消費電流より大きいと、INTV $_{CC}$ が上昇することがあります。これは、INTV $_{CC}$ の負荷が非常に小さくなることのあるBurst Mode 動作で特に懸念されます。外部ショットキー・ダイオードまたはシリコン・ダイオードを注意深く選択して、INTV $_{CC}$ がその正常な安定化電圧よりはるかに高く充電されることが決していないようにします。

フォールト状態: 過温度保護

高い温度で、または(INTV $_{CC}$ のグラウンドへの短絡など)内部電力損失によりチップが過度に自己発熱した場合、過温度シャットダウン回路がLTC3788をシャットダウンします。接合部温度が約170°Cを超えると、過温度回路がINTV $_{CC}$ LDOをディスエーブルするので、INTV $_{CC}$ 電源が急落し、実質上LTC3788全体をシャットダウンします。接合部温度が約155°Cまで再度下がると、INTV $_{CC}$ LDOが再度オンします。長期のオーバーストレス($T_J > 125^\circ\text{C}$)はデバイスの性能の低下や寿命の短縮のおそれがあるので避けてください。

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3788には位相周波数検出器、ローパス・フィルタおよび電圧制御発振器(VCO)で構成される内部フェーズロック・ループ(PLL)が備わっています。これにより、コントローラ1のトップMOSFETのターンオンを、PLLIN/MODE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。したがって、コントローラ2のトップMOSFETのターンオンは、外部クロックに対して180度位相がずれます。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めます。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。

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、VCO入力を引き上げます。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、VCO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、位相差に対応した時間だけ電流源がオンします。VCO入力の電圧は、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、内部フィルタ・コンデンサ(C_{LP})がVCO入力の電圧を保持します。

外部クロック入力(PLLIN/MODE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1.2Vです。

LTC3788は周波数がLTC3788の内部VCOの範囲(公称55kHz~1MHz)の外部ク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75kHz~850kHzとなることが保証されています。

FREQピンを使って自走周波数を望みの同期周波数の近くに設定することにより、高速フェーズロックを実現することができます。VCOの入力電圧はFREQピンによって設定される周波数に対応した周波数に予めバイアスされます。予めバイアスされていると、PLLはフェーズロックして同期を達成するのに周波数をわずかに調整する必要があるだけです。自走周波数を外部クロック周波数に近くする必要はありませんが、近くするとPLLがロックする際に動作周波数が広い範囲の周波数を通過しなくて済みます。

アプリケーション情報

FREQピンを使用できる異なった状態を表2に示します。

表2.

FREQピン	PLLIN/MODEピン	周波数
0V	DC電圧	350kHz
INTV _{CC}	DC電圧	535kHz
抵抗	DC電圧	50kHz~900kHz
上のどれか	外部クロック	外部クロックにフェーズロック

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3788がボトムMOSFETをオンすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延とトップMOSFETをオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションはこの最小オン時間のリミットに近づくことがあります。

強制連続モードでは、デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値未満になると、コントローラはサイクルをスキップし始めますが、出力は安定化されたままです。 V_{IN} が増加するとさらに多くのサイクルがスキップされます。 V_{IN} が V_{OUT} を超えて上昇すると、ループが働いてトップMOSFETを連続的にオン状態に保ちます。LTC3788の最小オン時間は約110nsです。

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効率が最大限改善されるかを判断できる場合がよくあります。パーセント表示の効率は次式で表すことができます。

$$\% \text{効率} = 100\% - (L1 + L2 + L3 + \dots)$$

ここで、L1、L2などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

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、LTC3788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) デバイスの V_{IN} 電流、2) INTV_{CC}レギュレータ電流、3) I^2R 損失、4) ボトムMOSFETの遷移損失です。

1. V_{IN} 電流は「電気的特性」の表に記載されているDC電源電流であり、MOSFETドライバと制御回路の電流は含まれません。 V_{IN} 電流による損失は一般に大きくはありません(0.1%未満)。
2. INTV_{CC}電流はMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わる度に、INTV_{CC}からグラウンドに微小電荷(dQ)が移動します。それによって生じるdQ/dtはINTV_{CC}から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B はトップサイドMOSFETとボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。
3. 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、大きな出力電流で効率を低下させます。
4. 遷移損失はボトムMOSFETにのみ適用され、しかも低い入力電圧で動作しているときに限って大きくなります。遷移損失は次式から推算できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7) \frac{V_{OUT}^3}{V_{IN}} I_{O(MAX)} \cdot C_{RSS} f$$

銅トレースや内部バッテリー抵抗など他の隠れた損失は、携帯用システムではさらに5%~10%の効率低下を生じる可能性があります。これらのシステム・レベルの損失を設計段階で含めることが非常に重要です。

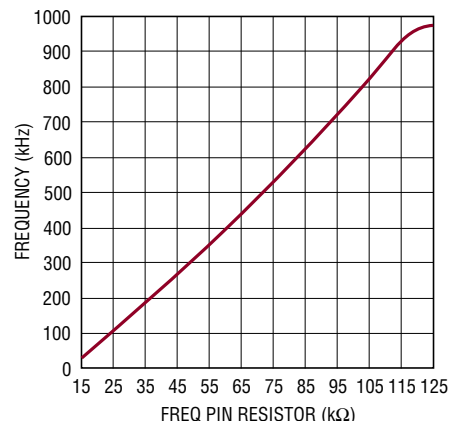


図6. 発振器周波数とFREQピンの抵抗値の関係

アプリケーション情報

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷電流過渡応答を観察すればチェックできます。スイッチング・レギュレータはDC(抵抗性)負荷電流のステップに反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい量だけシフトします。ここで、 ESR は C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} により、 C_{OUT} が充電または放電を開始して帰還誤差信号を生じ、レギュレータが電流変化に適応して V_{OUT} をその定常状態の値に戻すように強制します。この回復期間に(安定性に問題があることを示す)過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか V_{OUT} をモニタすることができます。OPTI-LOOP補償により、広範な出力容量と ESR 値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。**ITHピンが備わっているため制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントが与えられます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立ち上がり時間、およびセトリングは、真の閉ループ応答を反映します。**2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンや減衰係数はこのピンで見られるオーバーシュートのパーセンテージを使って推定することができます。このピンの立ち上がり時間を調べることで、帯域幅も推定できます。図9の回路に示されている I_{TH} ピンの外部部品はほとんどのアプリケーションにおいて妥当な出発点となります。

I_{TH} の直列RC-CCフィルタにより、支配的なポール-ゼロ・ループ補償が設定されます。これらの値は、プリント基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、過渡応答を最適化するために多少は(推奨値の0.5倍~2倍)変更することができます。出力コンデンサの様々な種類と値によってループの利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。立ち上がり時間が $1\mu s \sim 10\mu s$ の最大負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形と I_{TH} ピンの波形により、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができます。

現実的な負荷ステップを発生する実用的な方法として、出力コンデンサの両端に直接パワーMOSFETと負荷抵抗を接続し、適当な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流ステップによって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内がない場合があるため、位相マージンを決定す

るのにこの信号を使用することはできません。このため、 I_{TH} ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。

ループの利得は R_C を大きくすると増加し、ループの帯域幅は C_C を小さくすると拡大します。 C_C を減少させると同じ比率で R_C を増加させるとゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。

次に、大容量の($>1\mu F$)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷のスイッチが入れられると、さらに大きな過渡が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続状態になるため、 V_{OUT} が急速に降下します。負荷スイッチの抵抗が低く、しかも瞬間的にドライブされると、どんなレギュレータでも出力電圧の急激なステップ変化を防止するだけ素早く電流供給を変えることはできません。 C_{LOAD} 対 C_{OUT} の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限しなければなりません。したがって、 $10\mu F$ のコンデンサでは $250\mu s$ の立ち上がり時間が必要で、充電電流は約 $200mA$ に制限されます。

設計例

1チャンネルの場合の設計例として、 $V_{IN} = 12V$ (公称)、 $V_{IN} = 22V$ (最大)、 $V_{OUT} = 24V$ 、 $I_{OUT(MAX)} = 4A$ 、 $V_{SENSE(MAX)} = 75mV$ および $f = 350kHz$ と仮定します。

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。リプル電流の最大値は最大入力電圧で発生します。PLLLPFピンをGNDに接続すると、 $350kHz$ 動作になります。30%のリプル電流の場合、最小インダクタンスは次式のとおりです。

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

$6.8\mu H$ のインダクタは31%のリプル電流を発生します。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリプル電流の半分を加えた値(つまり $9.25A$)になります。

アプリケーション情報

R_{SENSE} 抵抗値は、最大電流センス電圧仕様を使い、いくらかの許容差を考慮して計算することができます。

$$R_{SENSE} \leq \frac{75\text{mV}}{9.25\text{A}} = 0.008\Omega$$

1%抵抗を選択すると、 $R_A = 5\text{k}$ および $R_B = 95.3\text{k}$ のとき出力電圧は24.072Vになります。

トップサイドMOSFETの電力損失は容易に推定できます。Vishay Si7848BDP MOSFETを選択した場合、 $R_{DS(ON)} = 0.012\Omega$ 、 $C_{MILLER} = 150\text{pF}$ です。 T (概算値) = 50°C で最大入力電圧の場合、次のようになります。

$$P_{\text{MAIN}} = \frac{(24\text{V} - 12\text{V})24\text{V}}{(12\text{V})^2} \cdot (4\text{A})^2 \\ \cdot [1 + (0.005)(50^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})] \cdot 0.008\Omega \\ + (1.7)(24\text{V})^3 \frac{4\text{A}}{12\text{V}} (150\text{pF})(350\text{kHz}) = 0.7\text{W}$$

C_{OUT} は出力の方形波電流をフィルタするように選択します。最大出力電流ピークは次のように計算されます。

$$I_{\text{OUT(PEAK)}} = 4 \cdot \left(1 + \frac{31\%}{2}\right) = 4.62\text{A}$$

低ESR (5m Ω)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23.1mVに制限します。

PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。これらの項目は図7のレイアウト図にも示してあります。図8には、連続モードで動作している2フェーズ同期レギュレータの各部における電流波形を示します。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. ボトムNチャネルMOSFETのMBOT1とMBOT2およびトップNチャネルMOSFETのMTOP1とMTOP2を C_{OUT} とともに狭い1つの領域内に配置します。

2. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1つにまとめたこのデバイスの信号グラウンド・ピンと C_{INTVCC} のグラウンド・リターンは、1つにまとめた C_{OUT} の(-)端子に戻す必要があります。ボトムNチャネルMOSFET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。コンデンサは互いに隣接させて配置し、出力コンデンサの(-)端子と入力コンデンサの(-)端子を可能な限り近づけて接続します。

3. LTC3788のVFBピンの抵抗分割器は C_{OUT} の(+)端子に接続されていますか。抵抗分割器は C_{OUT} の(+)端子と信号グラウンドの間に接続し、VFBピンの近くに配置する必要があります。帰還抵抗は入力コンデンサからの大電流入力部に沿って配線しないでください。

4. SENSE^- と SENSE^+ は最小の基板トレース間隔で一緒に配線されていますか。 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。センス抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を保証します。

5. INTVCC デカップリング・コンデンサはデバイスの近くで INTVCC ピンと電源ピンの間に接続されていますか。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 μF セラミック・コンデンサを1個 INTVCC 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。

6. スイッチング・ノード(SW1、SW2)、トップ・ゲート・ノード(TG1、TG2)、およびブースト・ノード(BOOST1、BOOST2)を敏感な小信号ノード、特に反対側のチャネルの電圧検出帰還ピンおよび電流検出帰還ピンから離してください。これらすべてのノードの信号は非常に大きく高速で変化するので、LTC3788の「出力側」に置き、基板のトレース面積を最小にします。

7. 改良型の「スター・グラウンド」手法を使います。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板の側にある低インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点で、ここに INTVCC デカップリング・コンデンサのボトム側、電圧帰還抵抗分割器のボトム、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

アプリケーション情報

PCボード・レイアウトのデバッグ

最初、片方のコントローラだけオンします。回路をテストするとき、DC-50MHzの電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすると有益です。出力スイッチング・ノード(SWピン)をモニタしてオシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧を測定します。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で適切な性能が出ているかチェックします。ドロップアウト状態までの入力電圧範囲にわたって、さらに出力負荷が低電流動作スレッシュホールド(標準でBurst Mode動作の最大設計電流レベルの10%)より下になるまで動作周波数が保たれなければなりません。

デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計された低ノイズのPCBにおいてはサイクルからサイクルへと維持されます。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流検出入力または電圧検出入力でノイズを拾っているか、またはループ補償が適当でない可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が必要なければ、ループを過補償にしてPCのレイアウトの不備を補うことができます。両方のコントローラを同時にオンするのは必ず各コントローラの個々の性能をチェックした後にしてください。特に条件の厳しい動作領域は、片方のコントローラ・チャンネルが電流コンパレータのトリップ点に近づいているときに他方のチャンネルがボトムMOSFETをオンしようとするときです。これは内部クロックの位相同期のために、どちらかのチャンネルのデューティ・サイクルが50%付近のとき発生し、デューティ・サイクルの小さなジッタを引き起こす可能性があります。

V_{IN} を公称レベルから下げて、高いデューティ・サイクルでのレギュレータ動作を検証します。出力をモニタしながらさらに V_{IN} を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

出力電流が大きいとき、または入力電圧が高いときにしか問題がないかどうか調べます。入力電圧が高くかつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TGおよびBGの各接続と、敏感な電圧ピンおよび電流ピンとの間の容量性結合を調べます。電流検出ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を抑えるのに有効です。

電流検出のリード線を逆方向に接続した場合、その他の点ではスイッチング・レギュレータが正しく動作するため、かえって見逃すおそれのある厄介な問題が生じます。このような不適切な接続状態でも出力電圧は維持されますが、電流モード制御の利点は実現されません。電圧ループの補償は部品選択に対してはるかに敏感です。この現象は電流センス抵抗を一時的に短絡して調べることができます。センス抵抗を短絡してもレギュレータは出力電圧の制御を維持するので心配はありません。

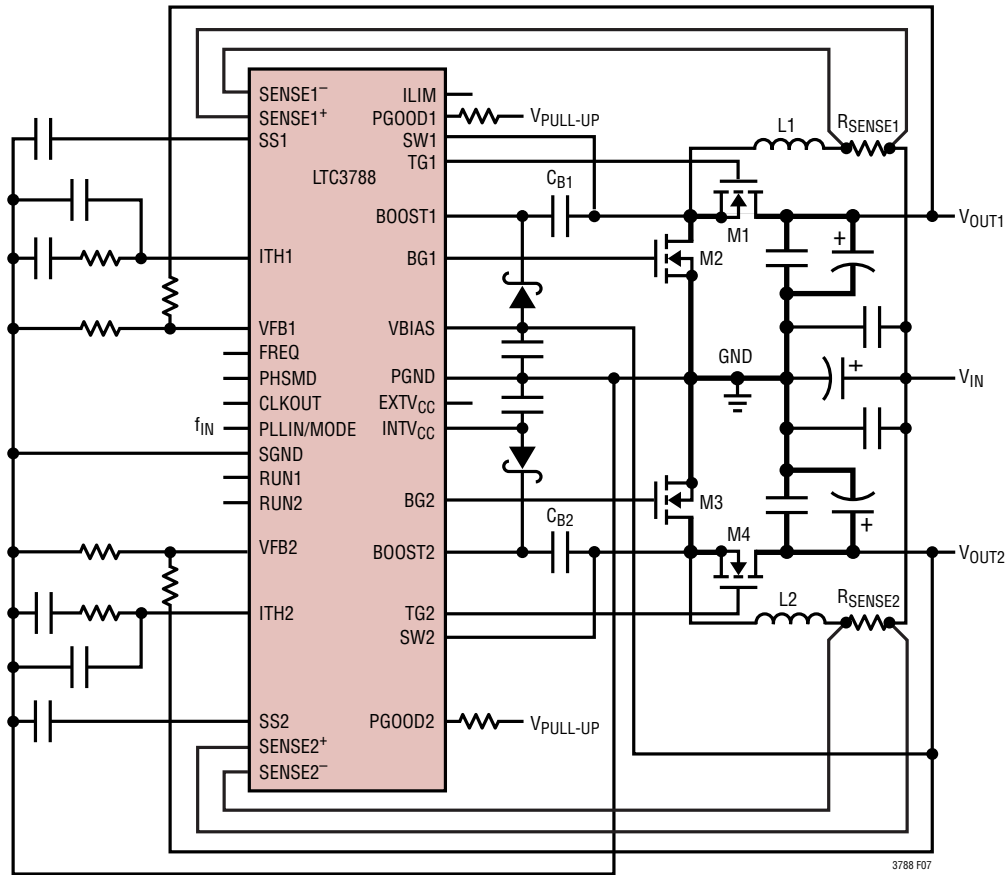


図7. 推奨プリント回路レイアウト図

アプリケーション情報

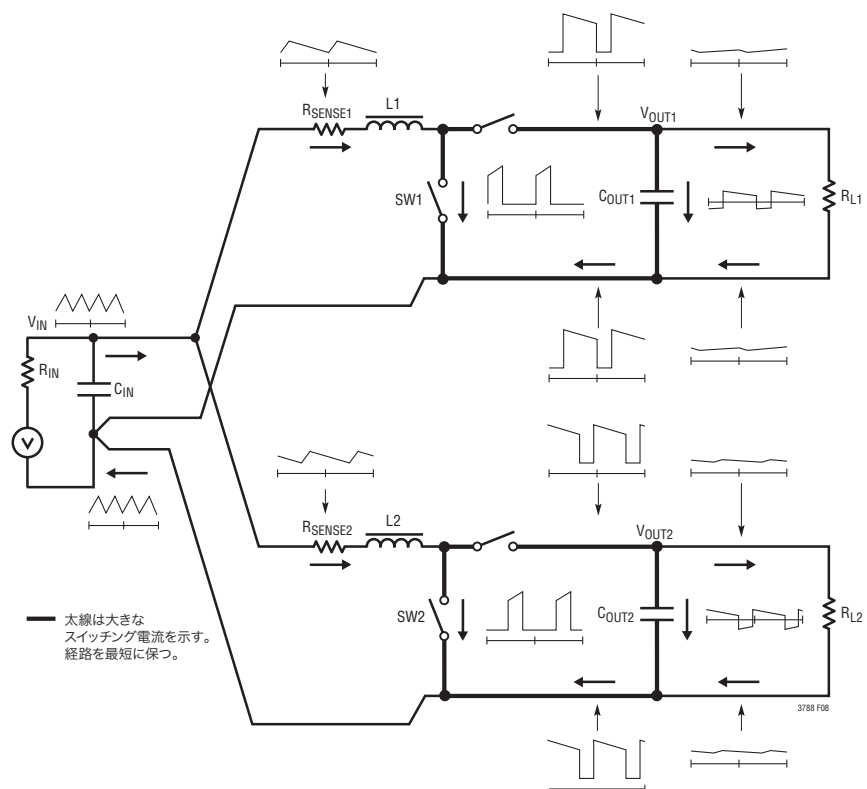
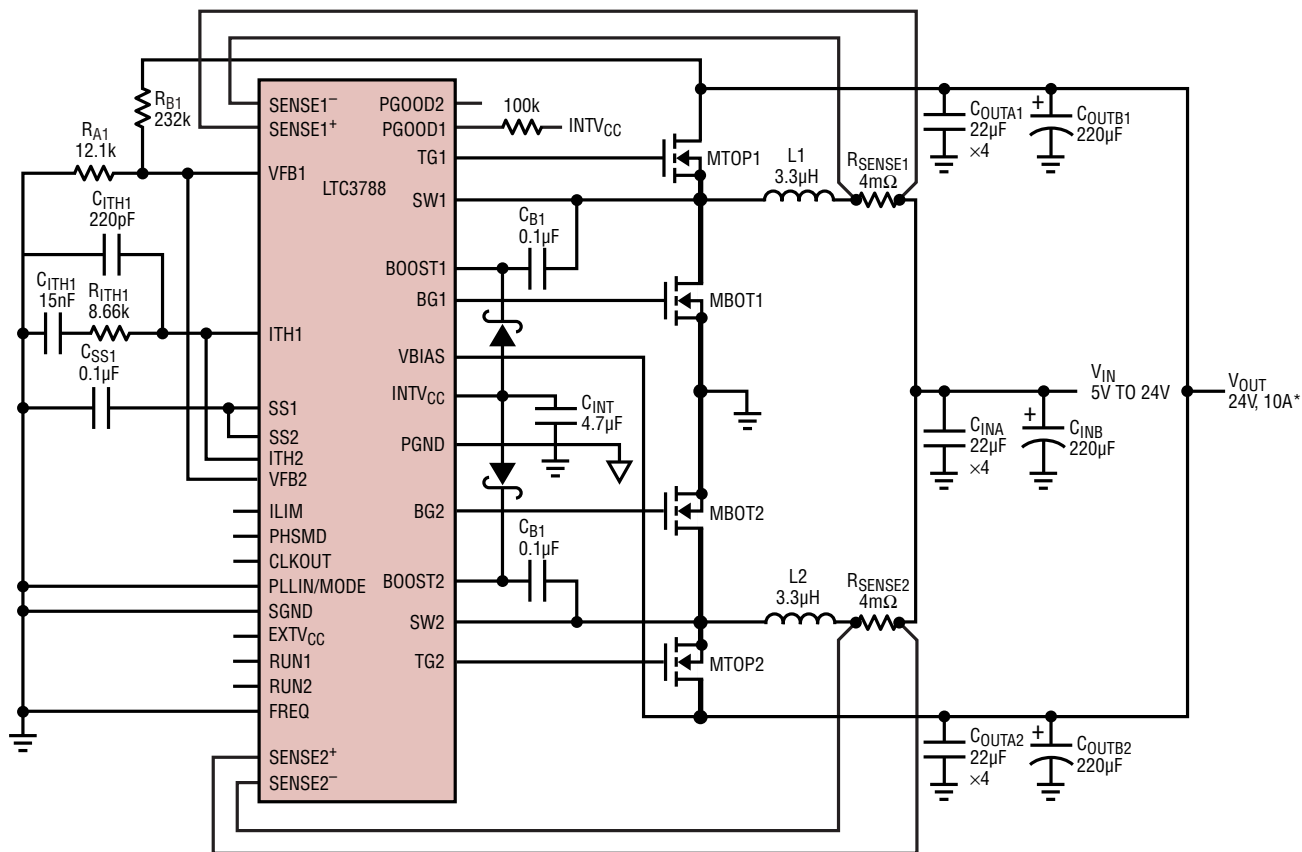


図8. ブランチ電流の波形

標準的応用例



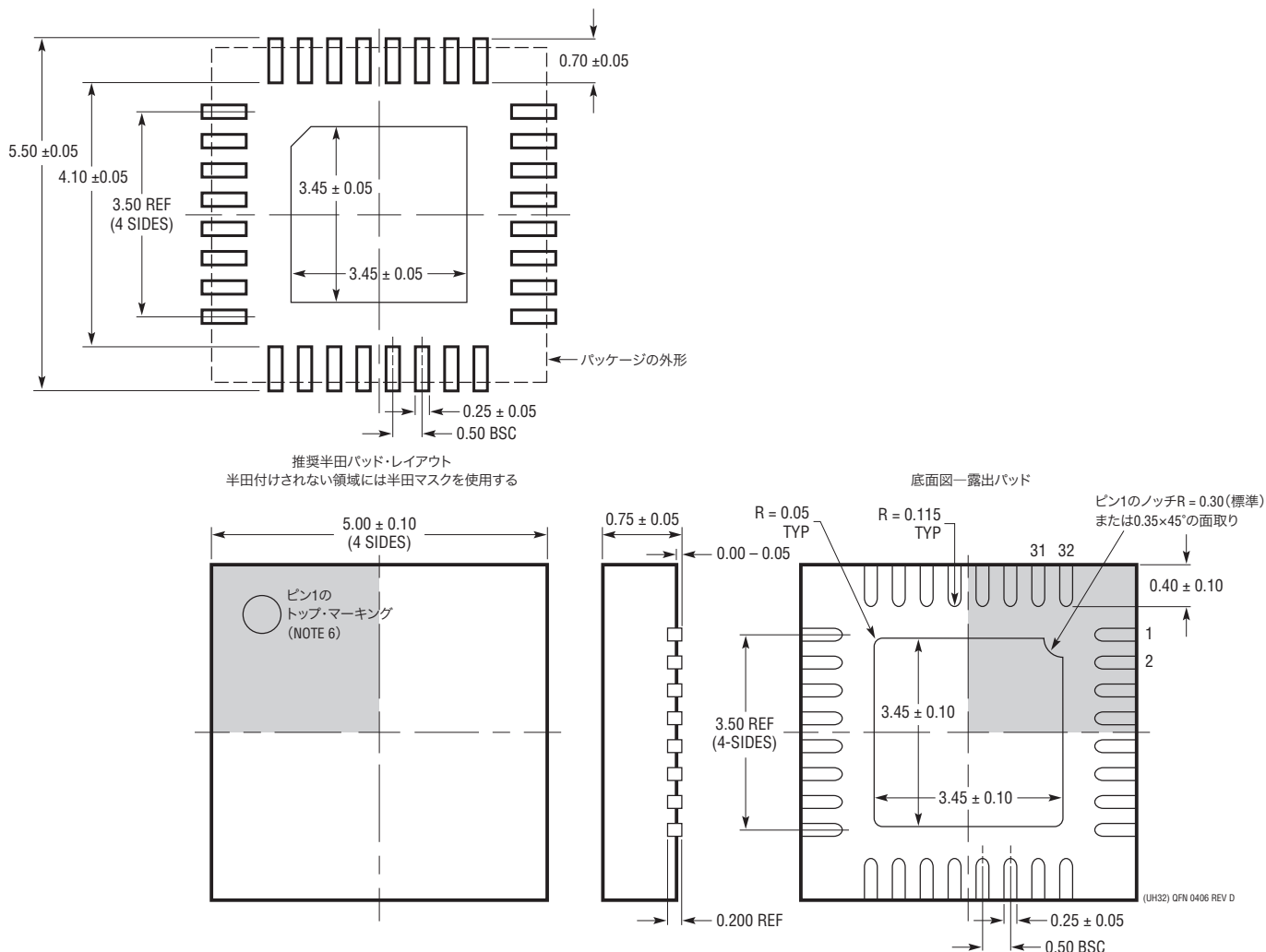
CINA, COUTA1, COUTA2: SANYO, 50CE220AX
 CINB, COUTB1, COUTB2: TDK C4532X5R1E226M
 L1, L2: PULSE PA1494.362NL
 MBOT1, MBOT2, MTOP1, MTOP2: RENESAS HAT2169H
 *WHEN $V_{IN} < 8V$, MAXIMUM LOAD CURRENT AVAILABLE IS REDUCED.

図9. 高効率2フェーズ24V昇圧コンバータ

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。

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:

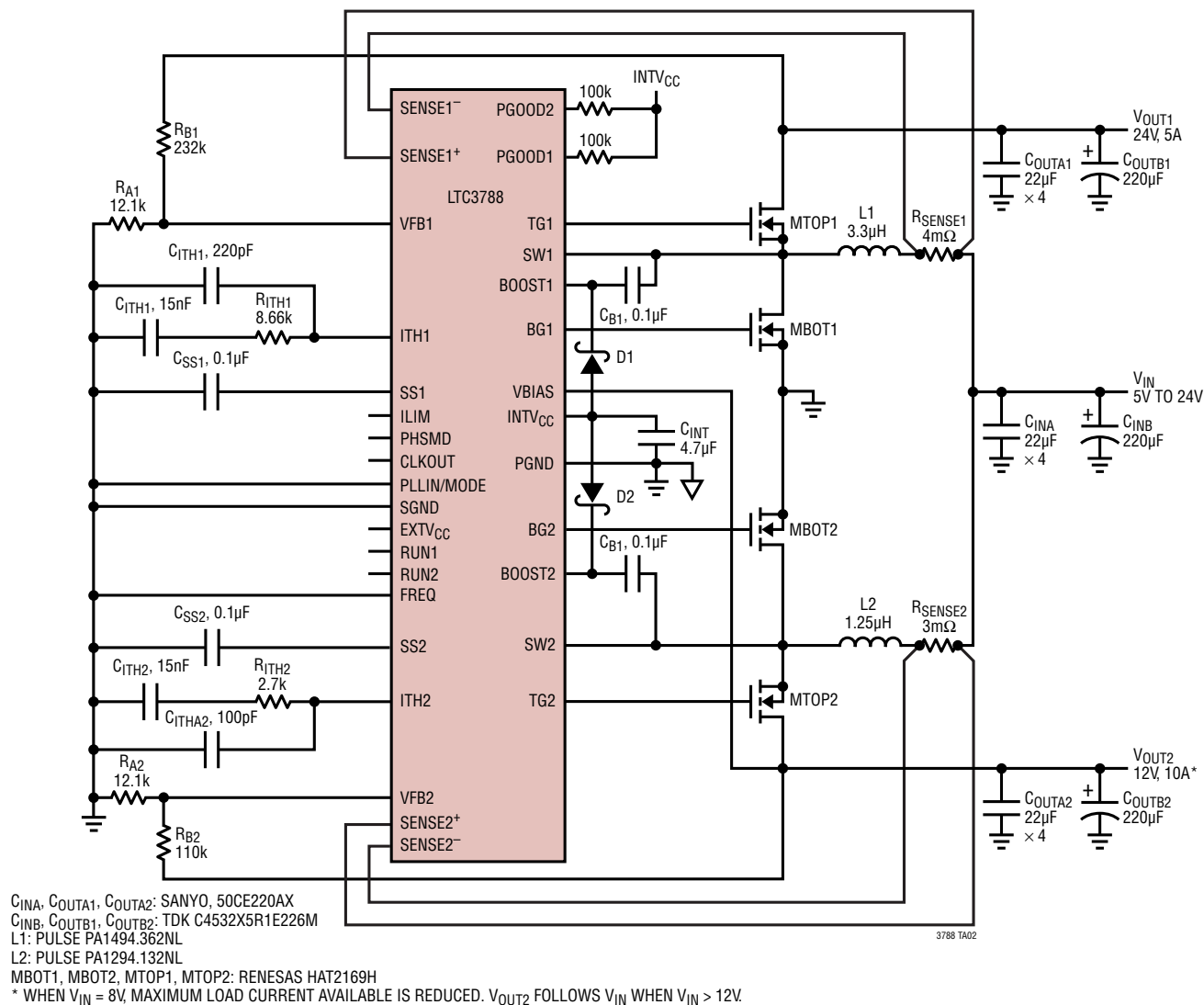
1. 図はJEDECパッケージ・アウトライン
MO-220のバリエーションWHHD-(X)に含めるよう提案されている (承認待ち)
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは (もしあれば) 各サイドで0.20mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	4/10	「標準的応用例」の更新	1
		「電気的特性」セクションの更新	3、4
		「ピン機能」PLLIN/MODEの更新	9
		「アプリケーション情報」の更新	21、24
		図9の追加	28
		「標準的応用例」注の更新	32
		「関連製品」の更新	32
B	9/11	「トップサイドMOSFETドライバの電源 (C _B 、D _B)」セクションの更新	21
		「関連製品」の更新	32
C	1/12	図10の改訂	29

標準的応用例

高効率デュアル12V/24V昇圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3787/ LTC3787-1	マルチフェーズ、デュアル・チャンネル同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は最低2.5V) $\leq V_{IN} \leq 38V$, V_{OUT} : 最大60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、4mm×5mm QFN-28およびSSOP-28パッケージ
LTC3786	低消費電流の同期整流式昇圧コントローラ	4.5V (起動後は最低2.5V) $\leq V_{IN} \leq 38V$, V_{OUT} : 最大60V、固定動作周波数: 50kHz~900kHz、3mm×3mm QFN-32およびMSOP-16Eパッケージ
LTC3862/ LTC3862-1	マルチフェーズ、デュアル・チャンネル、シングル出力、電流モード昇圧DC/DCコントローラ	4V $\leq V_{IN} \leq 36V$, 5Vまたは10Vのゲート・ドライブ、固定動作周波数: 75kHz~500kHz, SSOP-24, TSSOP-24および5mm×5mm QFN-24パッケージ
LTC3859A	低消費電流のトリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧DC/DCコントローラ	すべての出力がコールドクランク時に安定、4.5V (起動後は最低2.5V) $\leq V_{IN} \leq 38V$, $V_{OUT}(BUCK)$: 最大24V, $V_{OUT}(BOOST)$: 最大60V, $I_Q = 55\mu A$
LTC3789	高効率同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	4V $\leq V_{IN} \leq 38V$, 0.8V $\leq V_{OUT} \leq 38V$, 4mm×5mm QFN-28およびSSOP-28パッケージ

3788fc