

出力トラッキング付き 高速2フェーズNO R_{SENSE} 降圧コントローラ

2003年11月

特長

- 低デューティ・ファクタ動作 ($t_{ON(MIN)} < 85ns$)
- No R_{SENSE}TM オプションにより最大効率を達成
- 高速過渡応答
- 出力電圧アップ/ダウンのトラッキングをプログラム可能
- 2フェーズ動作により入力容量を低減
- $\pm 1\%$ 精度の0.6V出力電圧リファレンス
- 外部周波数と同期可能
- ソフトスタート機能内蔵
- 高電流MOSFETドライバ内蔵
- 広いV_{IN}範囲：最大36V
- サイクル毎の電流制限を調整可能
- 即時の出力過電圧保護
- オプションの短絡シャットダウン・タイマ
- 100 μs マスキングを備えたパワーグッド出力
- 5mm x 5mm QFNパッケージ

アプリケーション

- ノートブックおよびパームトップ・コンピュータ、PDA
- デジタル信号プロセッサ
- ネットワーク・サーバー

概要

LTC[®]3708は出力電圧のアップ/ダウンをトラッキングできるデュアル、2フェーズ同期整流式降圧スイッチング・レギュレータです。このデバイスにより、同時トラッキングまたは比例トラッキングが可能です。2つ以上の電圧のトラッキングが必要なアプリケーションでは、複数のLTC3708をデジチェーン接続できます。外付けのソフトスタート・タイミング・コンデンサを使用し、電源シーケンシングをおこないます。

LTC3708はオン時間が一定の谷部電流モード制御アーキテクチャを採用しており、センス抵抗なしで非常に低いデューティ・ファクタが可能です。動作周波数は外付け抵抗で選択され、入力電源電圧の変動に対して補償されています。フェーズロック・ループを搭載しているため、外部クロックに同期可能です。

出力過電圧コンパレータとオプションの短絡シャットダウン・タイマにより、フォールト保護をおこないます。レギュレータの電流制限レベルは、ユーザが設定可能です。電源電圧範囲が広く、36Vの高い電圧を0.6V出力に降圧可能です。

△、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。
No R_{SENSE}はリアテクノロジー社の商標です。

標準的応用例

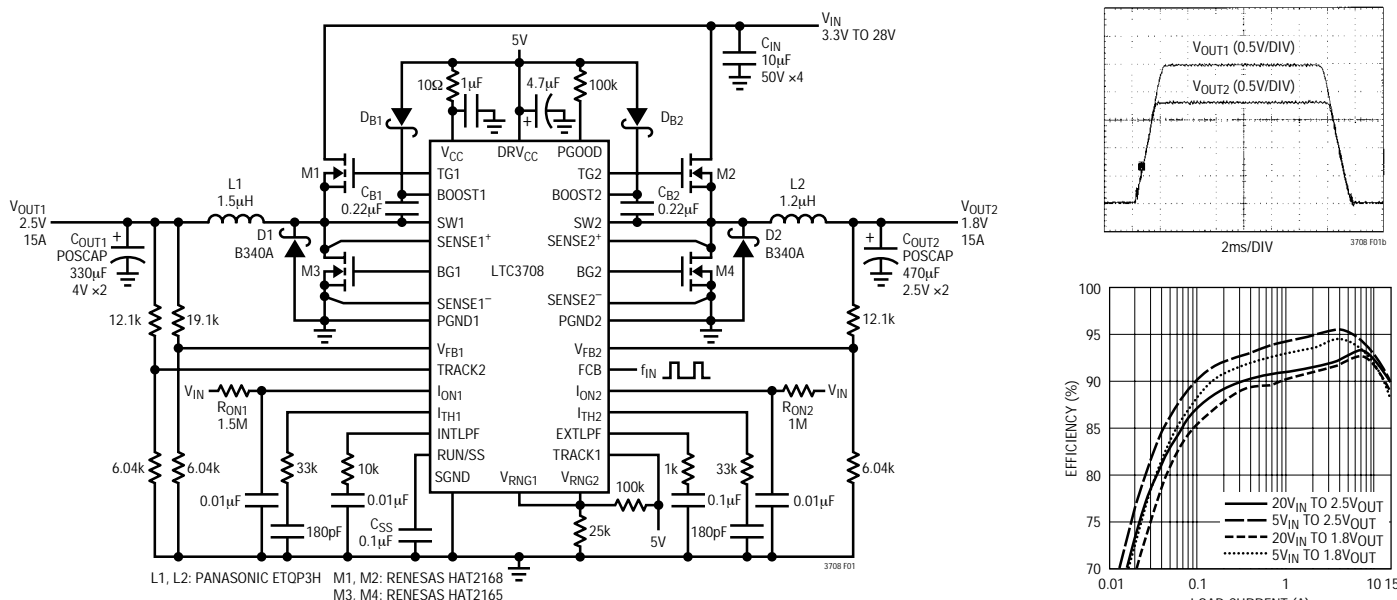


図1. 高効率デュアル出力降圧コンバータ

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{CC} 、 DRV_{CC})	7V ~ - 0.3V
昇圧されたトップサイド・ドライバ電源電圧 (BOOST1、2)	42V ~ - 0.3V
スイッチ電圧 (SW1、2)	36V ~ - 5V
SENSE1 ⁺ 、SENSE2 ⁺ 電圧	36V ~ - 5V
SENSE1 ⁻ 、SENSE2 ⁻ 電圧	10V ~ - 0.3V
I_{ON1} 、 I_{ON2} 電圧	21V ~ - 0.3V
(BOOST - SW) 電圧	7V ~ - 0.3V
RUN/SS、PGOOD電圧	7V ~ - 0.3V
PGOOD DC電流	5mA
TRACK1、TRACK2電圧	$V_{CC} + 0.3V$ ~ - 0.3V
V_{RNG1} 、 V_{RNG2} 電圧	$V_{CC} + 0.3V$ ~ - 0.3V
I_{TH1} 、 I_{TH2} 電圧	2.7V ~ - 0.3V
V_{FB1} 、 V_{FB2} 電圧	2.7V ~ - 0.3V
INTLPF、EXTLPF電圧	2.7V ~ - 0.3V
FCB電圧	7V ~ - 0.3V
動作温度範囲 (Note 5)	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 2)	125
保存温度範囲	- 65 ~ 125
リフロー・ピーク・ボディ温度	260

パッケージ/発注情報

UH PACKAGE
32-LEAD (5mm x 5mm) PLASTIC QFN
EXPOSED PAD (PIN 33) IS SGND MUST BE SOLDERED TO PCB
 $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 34^{\circ}C/W$

ORDER PART NUMBER	LTC3708EUH
UH PART MARKING	3708

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。

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 $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5V$ 、 $DRV_{CC} = 5V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
メイン制御ループ						
I_Q	Input DC Supply Current Normal Shutdown			2.4 250	3 400	mA μA
$I_{FB1,2}$	Feedback Pin Input Current	$I_{TH} = 1.2V$ (Note 3)		-50	-100	nA
V_{REF}	Internal Reference Voltage	$I_{TH} = 1.2V$, $0^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$ (Notes 3, 4) $I_{TH} = 1.2V$ (Notes 3, 4)	● 0.594 0.591	0.600 0.600	0.606 0.609	V V
$V_{FB1,2}$	Feedback Voltage	$I_{TH} = 1.2V$ (Note 3)	● 0.594	0.600	0.606	V
$\Delta V_{FB(LINREG)1,2}$	Feedback Voltage Line Regulation	$V_{CC} = 4.5V$ to $6.5V$ (Note 3)		0.02		%/V
$\Delta V_{FB(LOADREG)1,2}$	Feedback Voltage Load Regulation	$I_{TH} = 0.5V$ to $1.9V$ (Note 3)		-0.05	-0.2	%
$g_{m(EA)1,2}$	Error Amplifier Transconductance	$I_{TH} = 1.2V$ (Note 3)	● 1.2	1.45	1.7	mS
$t_{ON1,2}$	On-Time	$I_{ON} = 60\mu A$, $V_{FCB} = 0V$ $I_{ON} = 30\mu A$, $V_{FCB} = 0V$	94 186	116 233	138 280	ns ns
$t_{ON(MIN)1,2}$	Minimum On-Time	$I_{ON} = 180\mu A$		50	85	ns
$t_{OFF(MIN)1,2}$	Minimum Off-Time	$I_{ON} = 30\mu A$		270	350	ns
$V_{SENSE(MAX)1,2}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{RNG} = 1V$, $V_{FB} = 0.565V$ $V_{RNG} = 0V$, $V_{FB} = 0.565V$ $V_{RNG} = V_{CC}$, $V_{FB} = 0.565V$	125 90 180	143 100 200	160 110 220	mV mV mV
$V_{SENSE(MIN)1,2}$	Minimum Current Sense Threshold	$V_{RNG} = 1V$, $V_{FB} = 0.635V$ $V_{RNG} = 0V$, $V_{FB} = 0.635V$ $V_{RNG} = V_{CC}$, $V_{FB} = 0.635V$		-62 -42 -88		mV mV mV

3708i

電气的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 $V_{CC} = 5V$ 、 $DRV_{CC} = 5V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$\Delta V_{FB(OV)1,2}$	Overvoltage Fault Threshold		8.5	10	11.5	%
$\Delta V_{FB(UV)1,2}$	Undervoltage Fault Threshold		-380	-420	-460	mV
$V_{RUN/SS(ON)}$	RUN Pin Start Threshold		● 0.8	1.3	1.8	V
$V_{RUN/SS(LE)}$	RUN Pin Latchoff Enable Threshold	RUN/SS Pin Rising	2.6	3	3.3	V
$V_{RUN/SS(LT)}$	RUN Pin Latchoff Threshold	RUN/SS Pin Falling	2.2	2.5	2.8	V
$I_{RUN/SS(C)}$	Soft-Start Charge Current	$V_{RUN/SS} = 0V$	-0.5	-1.2	-2	μA
$I_{RUN/SS(D)}$	Soft-Start Discharge Current	$V_{RUN/SS} = V_{RUN/SS(LE)}$, $V_{FB1,2} = 0V$	0.8	2	3	μA
$V_{CC(UVLO)}$	Undervoltage Lockout	V_{CC} Falling		3.9	4.2	V
$V_{CC(UVLOR)}$	Undervoltage Lockout Release	V_{CC} Rising		4.2	4.4	V
TG $R_{UP1,2}$	TG Driver Pull-Up On-Resistance	TG High (Note 6)		2		Ω
TG $R_{DOWN1,2}$	TG Driver Pull-Down On-Resistance	TG Low (Note 6)		2		Ω
BG $R_{UP1,2}$	BG Driver Pull-Up On-Resistance	BG High (Note 6)		3		Ω
BG $R_{DOWN1,2}$	BG Driver Pull-Down On-Resistance	BG Low (Note 6)		1		Ω

トラッキング

$I_{TRACK1,2}$	TRACK Pin Input Current	$I_{TH} = 1.2V$, $V_{TRACK} = 0.2V$ (Note 3)		-100	-150	nA
$V_{FB(TRACK1,2)}$	Feedback Voltage at Tracking	$V_{TRACK} = 0V$, $I_{TH} = 1.2V$ (Note 3) $V_{TRACK} = 0.2V$, $I_{TH} = 1.2V$ (Note 3) $V_{TRACK} = 0.4V$, $I_{TH} = 1.2V$ (Note 3)	-10 190 390	0 200 400	10 210 410	mV mV mV

PGOOD出力

$\Delta V_{FBH1,2}$	PGOOD Upper Threshold	Either V_{FB} Rising	8.5	10	11.5	%
$\Delta V_{FBL1,2}$	PGOOD Lower Threshold	Either V_{FB} Falling	-8.5	-10	-11.5	%
$\Delta V_{FB(HYS)1,2}$	PGOOD Hysteresis	V_{FB} Returning		3	5	%
V_{PGL}	PGOOD Low Voltage	$I_{PGOOD} = 5mA$		0.1	0.4	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 7V$			± 1	μA
PG Delay	PGOOD Delay	V_{FB} Falling	100			μs

フェーズロック・ループ

$V_{FCB(DC)}$	Forced Continuous Threshold	Measured with a DC Voltage at FCB Pin	1.9	2.1	2.3	V
$V_{FCB(AC)}$	Clock Input Threshold	Measured with a AC Pulse at FCB Pin	1	1.5	2	V
I_{EXTLPF}	External Phase Detector Output Current Sourcing Capability Sinking Capability	$f_{FCB} < f_{SW1}$, $V_{EXTLPF} = 0V$ $f_{FCB} > f_{SW1}$, $V_{EXTLPF} = 2.4$		20 -20		μA μA
I_{INTLPF}	Internal Phase Detector Output Current Sourcing Capability Sinking Capability	$f_{SW1} < f_{SW2}$, $V_{INTLPF} = 0V$ $f_{SW1} > f_{SW2}$, $V_{INTLPF} = 2.4$		20 -20		μA μA
$t_{ON(PLL)1}$	t_{ON1} Modulation Range by External PLL Up Modulation Down Modulation	$I_{ON1} = 60\mu A$, $V_{EXTPLL} = 1.8V$ $I_{ON1} = 60\mu A$, $V_{EXTPLL} = 0.6V$	186	233 58	80	ns ns
$t_{ON(PLL)2}$	t_{ON2} Modulation Range by Internal PLL Up Modulation Down Modulation	$I_{ON2} = 60\mu A$, $V_{INTPLL} = 1.8V$ $I_{ON2} = 60\mu A$, $V_{INTPLL} = 0.6V$	186	233 58	80	ns ns

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: T_J は周囲温度 T_A および消費電力 P_D から次式にしたがって計算される。

$$LTC3708EJH: T_J = T_A + (P_D \cdot 34^\circ C/W)$$

Note 3: LTC3708は、誤差アンプの出力が規定された電圧(I_{TH})になるように V_{FB} を調節する帰還ループでテストされる。

Note 4: 内部リファレンス電圧は帰還電圧から誤差アンプのオフセットを抽出することにより、間接的にテストされる。

Note 5: LTC3708Eは0 ~ 70 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 ~ 85 の動作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。

Note 6: $R_{DS(ON)}$ のリミットは設計および静的テストとの相関によって保証されている。

ピン機能

RUN/SS (ピン1) : 実行制御およびソフトスタートの入力。このピンからグランドに接続したコンデンサにより、出力電圧のランプ速度(約 $0.5\text{s}/\mu\text{F}$)および過電流ラッチオフの遅延時間が設定されます(「アプリケーション情報」を参照)。このピンを 0.8V より低い電圧に強制すると、LTC3708がシャットダウンします。

I_{TH1} 、 I_{TH2} (ピン2、8) : 誤差アンプの補償点および電流制御スレッシュホールド。電流コンパレータのスレッシュホールドはこの制御電圧に応じて増加します。電圧範囲は $0\text{V} \sim 2.4\text{V}$ で、 0.8V がゼロ・センス電圧(ゼロ電流)に対応します。

V_{FB1} 、 V_{FB2} (ピン3、7) : 誤差アンプの帰還入力。このピンは、誤差アンプの入力を V_{OUT} に接続された外部抵抗分割器に接続します。必要に応じて、このピンを使って追加の補償を実装することができます。

TRACK1、TRACK2 (ピン4、6) : 同時出力トラッキングまたは比例出力トラッキングのために、チャンネル1の出力に接続されている抵抗分割器にTRACK2ピンを接続します。同様に、複数のLTC3708のあいだにはTRACK1を使います(「アプリケーション情報」を参照)。この機能をディスエーブルするには、これらのピンを V_{CC} に接続します。これらのピンはフロート状態にしないでください。

SGND (ピン5、33) : 信号グランド。すべての小信号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。背面パッドはPCBに接続します。

EXTLPF (ピン9) : 外部PLL用フィルタの接続ピン。このPLLはLTC3708を外部クロックに同期させるのに使われます。

INTLPF (ピン10) : 内部PLL用フィルタの接続ピン。このPLLは第二チャンネルを第一チャンネルに 180° だけ位相をシフトするのに使われます。

V_{CC} (ピン17) : 主入力電源。このピンはRCフィルタ(たとえば、 10 、 $1\mu\text{F}$)を使ってSGNDにデカップリングします。

DRV_{CC} (ピン21) : ドライバ電源。ボトム・ゲートのドライバに電源を与えます。ブートストラップ・コンデンサを充電するのにも使われます。

BG1、BG2 (ピン22、20) : ボトム・ゲート・ドライブ。グランドと DRV_{CC} のあいだで、ボトムNチャンネルMOSFETのゲートをドライブします。

PGND1、PGND2 (ピン23、19) : 電源グランド。このピンを、ボトムNチャンネルMOSFETのソース、 C_{DRVCC} の(-)端子、および C_{IN} の(-)端子に近づけて接続します。

SENSE1⁻、SENSE2⁻ (ピン24、18) : 電流センス・コンパレータの入力。電流コンパレータの(-)入力はセンス抵抗またはMOSFETのボトム側を正確にケルビン検出するのに使われます。

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (ピン25、16) : 電流センス・コンパレータの入力。センス抵抗を使っていないかぎり、電流コンパレータの(+)入力は通常SWノードに接続されます(「アプリケーション情報」参照)。

SW1、SW2 (ピン26、15) : スイッチ・ノード。ブートストラップ・コンデンサ C_{B} の(-)端子をここに接続します。このピンは、グランドよりショットキ・ダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から V_{IN} までスイングします。

TG1、TG2 (ピン27、14) : 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 DRV_{CC} に等しい電圧振幅でトップNチャンネルMOSFETをドライブします。

BOOST1、BOOST2 (ピン28、13) : 昇圧されたフローティング・ドライバ電源。ブートストラップ・コンデンサ C_{B} の(+)端子をここに接続します。このピンは、 DRV_{CC} よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から $V_{\text{IN}} + \text{DRV}_{\text{CC}}$ までスイングします。

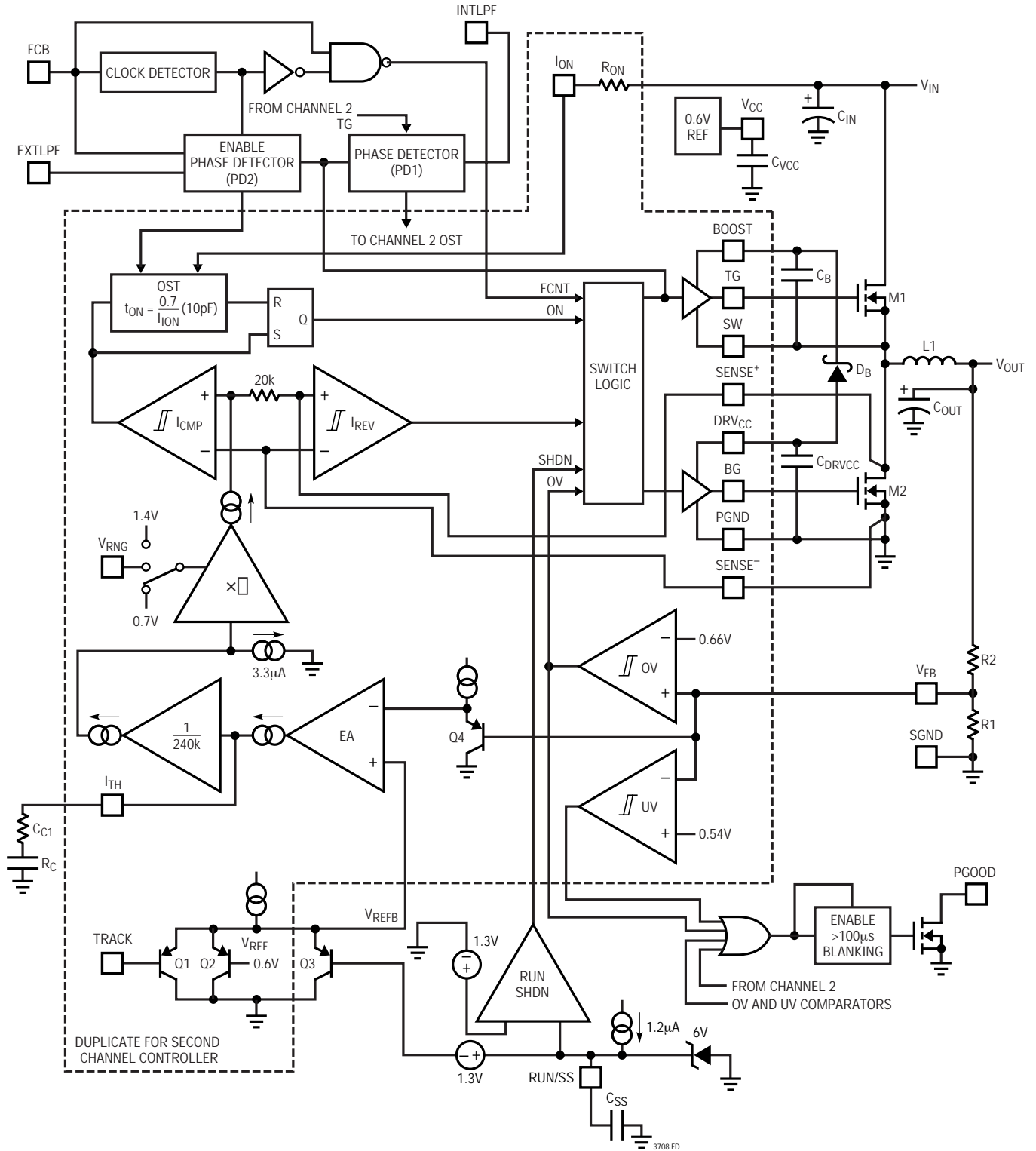
I_{ON1} 、 I_{ON2} (ピン29、12) : オン時間電流入力。 V_{IN} からこのピンに抵抗を接続してワンショット・タイマ電流を設定し、それによってスイッチング周波数を設定します。

PGOOD (ピン30) : パワーグッド出力。オープン・ドレインのロジック出力で、どちらかの出力電圧または両方の出力電圧が安定化点の $\pm 10\%$ 以内になると、グランドに引き下げられます。出力電圧が少なくとも $100\mu\text{s}$ のあいだ安定化状態から外れないとパワーグッド出力はグランドに引き下げられません。

FCB (ピン31) : 強制連続動作選択と外部クロックの入力ピン。軽負荷時に連続同期動作を強制するにはこのピンをグランドに接続し、不連続モードの動作をイネーブルするには V_{CC} に接続します。このピンに外部クロックを与えると、LTC3708を外部クロックに同期させ、強制連続モードをイネーブルします。

V_{RNG1} 、 V_{RNG2} (ピン32、11) : センス電圧範囲入力。このピンの電圧は最大出力電流での公称センス電圧の10倍で、 $0.5\text{V} \sim 2\text{V}$ にプログラムすることができます。センス電圧はこのピンがグランドに接続されていると既定で 70mV になり、 V_{CC} に接続されていると 140mV になります。

機能図



動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC3708は2つの制御チャンネルが180度の位相差で動作する固定オン時間の電流モード降圧アーキテクチャを採用しています。通常動作では、各トップMOSFETはそれぞれのワンショット・タイマOSTによって定まる一定時間のあいだオンします。トップMOSFETがオフするとボトムMOSFETがオンし、このオン状態は、電流コンパレータ I_{CMP} がトリップしてワンショット・タイマが再始動し、次のサイクルが開始されるまで続きます。電流コンパレータのトリップ・レベルは、各誤差アンプEAの出力である I_{TH} 電圧によって設定されます。インダクタ電流は、ボトムMOSFETのオン抵抗または別のセンス抵抗を使って、SENSE⁻ピンとSENSE⁺ピン間の電圧を検出して決定されます。低負荷電流では、インダクタ電流はゼロに低下し、負になることがあります。これは逆方向電流コンパレータ I_{REV} によって検出され、 I_{REV} が次にM2をシャットオフするので、デバイスは不連続動作に入ります。両方のスイッチはオフ状態に保たれ、 I_{TH} 電圧がゼロ電流レベル(0.8V)を超えて新しいサイクルが開始されるまで、出力コンデンサが負荷電流を供給します。FCBピンを1.9Vより低い電圧にすると、不連続モード動作はディスエーブルされ、連続同期動作が強制されません。

RUN/SSピンを“L”にすると主制御ループがシャットダウンされ、M1とM2の両方をオフします。このピンを解放すると、内部の1.2 μ A電流源が外部のソフトスタート・コンデンサ C_{SS} を充電することができます。この電圧が1.3Vに達すると、コントローラがオンしてスイッチングを開始しますが、有効なリファレンス電圧は0Vにクランプされます。 C_{SS} が充電を続けるにつれ、有効なリファレンスは同じ速度でランプアップし、出力電圧の上昇速度を制御します。

動作周波数

動作周波数は、トップMOSFETのオン時間と、レギュレーションを維持するのに必要なデューティ・サイクルによって自動的に決まります。ワンショット・タイマは理想的なデューティ・サイクルに比例したオン時間を発

生するので、 V_{IN} が変化しても周波数をほぼ一定に保ちます。公称周波数は外部抵抗 R_{ON} を使って調節することができます。LTC3708が外部クロックに同期すると、動作周波数は外部クロックだけによって決定されます。

出力過電圧保護

過電圧コンパレータOVは、過渡的なオーバーシュート(>10%)や、出力に過電圧を生じるおそれのある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。この状態ではM1はオフし、M2はオンしてこの状態が解消されるまでオン状態に保たれます。

短絡検出と保護

コントローラが起動し、出力コンデンサが充電するのに十分な時間が経過した後、RUN/SSコンデンサは短絡タイムアウト・コンデンサとして使われます。出力電圧のどちらかが公称出力電圧の70%より下に低下すると、出力が過電流または短絡状態にあると想定して、RUN/SSコンデンサが放電を開始します。この状態がRUN/SSコンデンサのサイズによって決まる十分長い時間継続すると、RUN/SSピンの電圧が再サイクルされるまで両方のコントローラがシャットダウンします。この内蔵ラッチオフは、5Vで5 μ A以上のプルアップをRUN/SSピンに接続すれば無効にすることができます。この電流によってソフトスタート時間が短縮されますが、過電流や短絡状態のあいだRUN/SSコンデンサの放電を防止します。

パワーグッド(PGOOD)ピン

過電圧コンパレータOVと低電圧コンパレータUVは、出力帰還電圧が安定化点の両側 $\pm 10\%$ のウィンドウから外れると、PGOOD出力を“L”に引き下げます。さらに、出力帰還電圧が少なくとも100 μ sのあいだ継続してこのウィンドウから外れていないとPGOODは“L”に引き下げられません。これは帰還電圧のグリッチによってパワーバッド信号が誤って出されるのを防ぐためです。PGOODは帰還電圧が安定化状態になると直ちに“H”を示します。

動作 (機能図を参照)

DRV_{CC}

トップとボトムMOSFETドライバへの電力はDRV_{CC}ピンから供給されます。トップMOSFETドライバには、フローティング・ブートストラップ・コンデンサC_Bから電力が供給されます。このコンデンサは、トップMOSFETがオフしているとき、外部ショットキ・ダイオードD_Bを通してDRV_{CC}から再充電されます。

2フェーズ動作

LTC3708が2フェーズ・コントローラとして最適動作するには、各チャンネルの自走周波数が他方の周波数に近くなるようにI_{ON}ピンに接続される抵抗を選択する必要があります。そうすれば、内部フェーズロック・ループ(PLL)により、チャンネル2はチャンネル1と同じ周波数で(ただし、位相は180度シフトされて)動作します。INTLPPFピンに接続されたループ・フィルタによりPLLが安定します。外部クロックによる同期用に2番目のPLLが内蔵されており、チャンネル1の周波数が外部クロックに等しくなるまで同チャンネルのオン時間を調節します。外部PLLの補償にはEXTLPPFピンを使います。

LTC3708の2フェーズ動作により、携帯用アプリケーションや自動電子機器に大きな利点がもたらされます。入力フィルタの必要条件が緩和され、電磁干渉(EMI)が減少し、電力変換効率が向上します。2フェーズ動作が登場するまで、デュアル・スイッチング・レギュレータは、両チャンネルが同位相で(つまり1フェーズで)動作していました。これは、両方の制御スイッチが同時にオンするので、入力コンデンサやバッテリーから、1つのレ

ギュレータの最大2倍の振幅の電流パルスが流れることを意味します。このような動作により、入力RMS電流が大きくなり、大きく高価な入力コンデンサが必要になり、電力損失が増え、入力電源(ACアダプタであるかバッテリーであるかにかかわらず)のEMIが悪化します。

1フェーズ動作とは異なり、2フェーズのスイッチング・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、スイッチを流れる電流パルスは実際上交互に差し挿まれるので、互いに重なり合うオーバーラップ時間が大幅に短縮されます。その結果、総RMS入力電流が大幅に減少するため、安価な入力コンデンサを使うことができ、EMI対策のシールド条件が緩和され、実際の動作効率が向上します。

代表的な1フェーズのデュアル・スイッチング・レギュレータの入力波形と2フェーズ・デュアル・スイッチング・レギュレータの入力波形の比較を図2に示します。これらの条件におけるRMS入力電流の実測値は、2フェーズ動作により入力電流が2.53A_{RMS}から1.55A_{RMS}に減少したことを示しています。これ自体でも大きな減少ですが、電力損失はI_{RMS}の二乗に比例するので、実際の電力浪費は2.66分の1に低減されることに注意してください。入力リップル電圧が低下することは、入力パワー・パスでの電力損失が減少することも意味します。入力パワー・パスにはバッテリー、スイッチ、トレース/コネクタ抵抗、および保護回路が含まれます。入力RMS電流とRMS電圧が減少した結果、伝導EMIと放射EMIも直接改善されます。

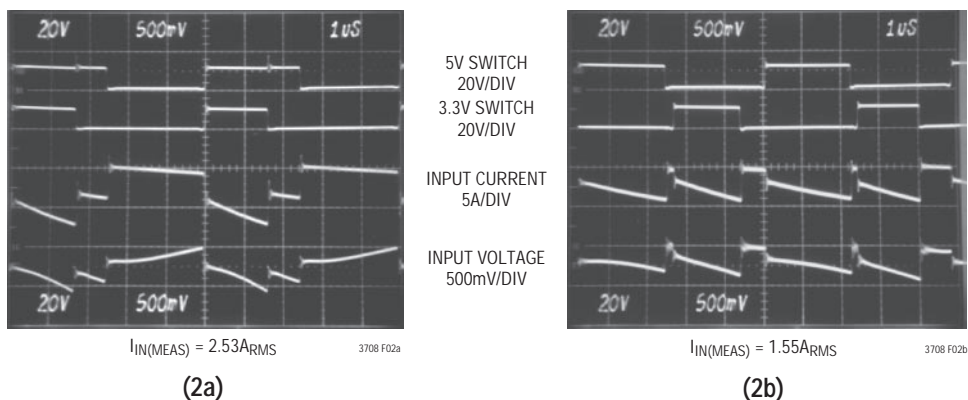


図2. 12Vから5V/3Aおよび3.3V/3Aに変換するデュアル・スイッチング・レギュレータの1フェーズ動作(2a)と2フェーズ動作(2b)を比較した入力波形。

動作 (機能図を参照)

もちろん、2フェーズ動作で得られる性能の改善はデュアル・スイッチング・レギュレータの相対デューティ・サイクルの関数なので、結局は入力電圧 V_{IN} に依存します。広い入力電圧範囲にわたって、3.3Vレギュレータと5Vレギュレータの1フェーズ動作と2フェーズ動作でRMS入力電流がどのように変化するかを図3に示します。

2フェーズ動作の利点は狭い動作範囲に限定されるものではなく、事実広い領域に及ぶことがすぐに分かります。ほとんどのアプリケーションに適用可能な経験則によれば、2フェーズ動作では入力容量の条件が、最大電流で50%のデューティ・サイクルで1チャンネルだけが動作している場合の条件にまで緩和されます。

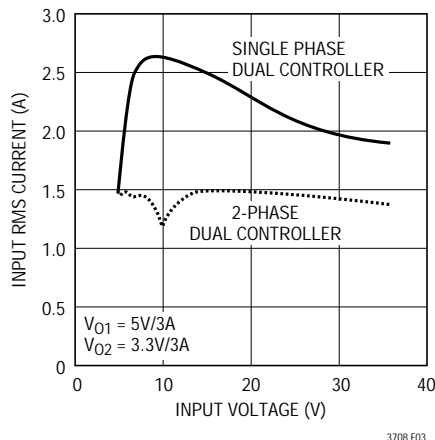


図3 . RMS入力電流の比較

アプリケーション情報

基本的なLTC3708のアプリケーション回路を図1に示します。外部部品の選択は主に最大負荷電流によって決まるので、パワーMOSFETスイッチやセンス抵抗の選択から始めます。LTC3708の場合、インダクタ電流は同期MOSFETの $R_{DS(ON)}$ によって(またはユーザーがより高精度な電流検出を選択する場合はセンス抵抗によって)決まります。主に所期のリップル電流量と動作周波数によってインダクタ値が決まります。最後に、コンバータに流れ込む大きなRMS電流を扱う能力を考慮して C_{IN} を選択し、出力リップルの仕様を満たすのに十分なだけESRが低い C_{OUT} を選択します。

最大センス電圧と V_{RNG} ピン

インダクタ電流は同期MOSFETの $R_{DS(ON)}$ の両端の電圧を測定して、あるいはSENSE+ピンとSENSE-ピンのあいだに現れるセンス抵抗両端の電圧を測定して決定されます。最大センス電圧は V_{RNG} ピンに印加される電圧によって設定され、ほぼ $V_{RNG}/7$ に等しくなります。電流モード制御ループにより、インダクタ電流の谷部が $V_{RNG}/(7 \cdot R_{SENSE})$ を超えることはありません。実際には、LTC3708および外付け部品の値のばらつきに対していくらか余裕をもたせる必要があります。センス抵抗の選択の目安として次式を使います。

$$R_{SENSE} = \frac{V_{RNG}}{10 \cdot I_{OUT(MAX)}}$$

V_{CC} に接続された外部抵抗分割器を使って V_{RNG} ピンの電圧を0.5V ~ 2Vに設定すると、公称センス電圧を50mV ~ 200mVにすることができます。さらに、 V_{RNG} ピンをグランドまたは V_{CC} に接続することができます。この場合、公称センス電圧は既定でそれぞれ70mVまたは140mVになります。最大許容センス電圧はこの公称値の約1.4倍です。

SENSE+ピンとSENSE-ピンの接続

LTC3708を使うと、ユーザーは同期MOSFETの $R_{DS(ON)}$ を使うかわりに、センス抵抗を通して電流を検出する方法を選択することができます。センス抵抗を使うときは、同期MOSFETのソースとグランドの間に接続します。この抵抗の両端の電圧を測定するには、SENSE+ピンを同期MOSFETのソースに接続し、SENSE-ピンを抵抗の他端に接続します。SENSE+ピンとSENSE-ピンにより、ケルビン接続が与えられ、抵抗両端の正確な電圧測定が保証されます。センス抵抗を使うと電流制限が正確に定められますが、コストが増え、効率が下がります。代わりに、SENSE+ピンをスイッチ・ノードSWに、SENSE-ピンを同期MOSFETのソースに接続するだけで同期MOSFETを電流センス素子として使うことができ、センス抵抗が不要になります。これにより効率が改善されますが、次に説明されているように、MOSFETのオン抵抗を慎重に選択する必要があります。

アプリケーション情報

パワーMOSFETの選択

LTC3708の各出力段には外部に2個のNチャンネル・パワーMOSFETが必要です。トップ(主)スイッチに1個、ボトム(同期)スイッチに1個です。パワーMOSFETの重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧 $V_{(BR)DSS}$ 、スレッシュホールド電圧 $V_{GS(TH)}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} および最大電流 $I_{DS(MAX)}$ です。

ゲート・ドライブ電圧は5V DRV_{CC} 電源によって設定されます。したがって、LTC3708のアプリケーションにはロジック・レベル・スレッシュホールドのMOSFETを使う必要があります。ドライバの電圧が5Vより低くなるとみられる場合、ロジック・レベルよりもスレッシュホールドの低いMOSFETを考慮する必要があります。

ボトムMOSFETが電流センス素子として使われる場合、そのオン抵抗に対して特に注意を払う必要があります。MOSFETのオン抵抗は普通25°Cでの最大値 $R_{DS(ON)(MAX)}$ で規定されています。MOSFETのオン抵抗の温度による増加に対応するため、さらにマージンをとる必要があります。

$$R_{DS(ON)(MAX)} = \frac{R_{SENSE}}{\rho_T}$$

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、通常0.4%/°Cです。100°Cの最大接合部温度の場合、 $\rho_{100} = 1.3$ の値を使うのが妥当です(図4を参照)。

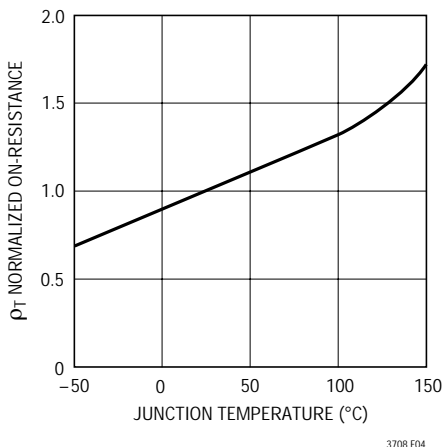


図4. $R_{DS(ON)}$ と温度

トップとボトムのMOSFETによって消費される電力は、それぞれのデューティ・サイクルと負荷電流に強く依存します。LTC3708が連続モードで動作しているとき、MOSFETのデューティ・サイクルは次式で表されます。

$$D_{TOP} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$D_{BOT} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

その結果、最大出力電流でMOSFETが消費する電力は次式で表されます。

$$P_{TOP} = D_{TOP} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{T(TOP)} \cdot R_{DS(ON)} + (0.5) \cdot V_{IN}^2 \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f \cdot R_{DR} \cdot \left(\frac{1}{(DRV_{CC} - V_{GS(TH)})} + \frac{1}{V_{GS(TH)}} \right)$$

$$P_{BOT} = D_{BOT} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{T(BOT)} \cdot R_{DS(ON)}$$

両方のMOSFETは I^2R 損失を生じ、トップMOSFETには遷移損失の追加項が含まれます。この遷移損失は高い入力電圧で最大になります。ボトムMOSFETの損失は、短絡時あるいは高い入力電圧で、ボトム側のデューティ・サイクルが100%に近いときに最大になります。

動作周波数

動作周波数の選択には、効率と部品サイズのあいだのトレードオフが必要です。低周波数動作はMOSFETのスイッチング損失とドライビ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。

LTC3708のアプリケーションの動作周波数は、トップMOSFETスイッチのオン時間 t_{ON} を制御するワンショット・タイマによって実際には決定されます。オン時間は、次式にしたがって、 I_{ON} ピンに流れ込む電流によって設定されます。

$$t_{ON} = \frac{0.7}{I_{ON}} (10pF)$$

抵抗 R_{ON} を V_{IN} から I_{ON} ピンに接続すると、 V_{IN} に反比例するオン時間が得られます。

アプリケーション情報

このため、降圧コンバータの場合、入力電源が変化してもほぼ一定の周波数動作になります。

$$f = \frac{V_{OUT}}{0.7 \cdot R_{ON}(10\text{pF})}$$

一般的ないくつかの出力電圧について、 R_{ON} とスイッチング周波数の関係を図5に示します。

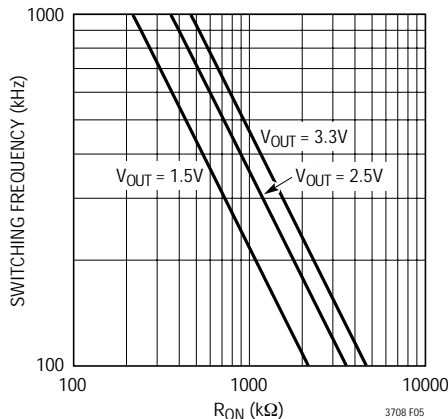


図5. スwitching周波数と R_{ON}

PLLと周波数の同期

LTC3708には2つのフェーズロック・ループ(PLL)が内蔵されています。一方のPLLは周波数ロッキングと2つのチャンネル間の180度の位相シフトを実現するのに使用され、他方のPLLは外部クロックの立上りエッジにロックします。LTC3708には固定オン時間アーキテクチャが採用されているので、PLLの位相検出器が発生する誤差信号はオン時間を変化させて周波数ロッキングと位相の分離を実現するのに使用されます。可変オン時間の範囲は $0.5 \cdot t_{ON} \sim 2 \cdot t_{ON}$ です。ここで、 t_{ON} は R_{ON} 抵抗によって設定される初期オン時間です。

PLLの周波数同期範囲全体を利用するには、2つのチャンネルの自走周波数が近接するように初期オン時間を適切に設定します。周波数が大きく離れていると、PLLの同期能力を超えることがあります。たとえば、2つの出力電圧が V_{OUT1} および V_{OUT2} だとすると、次式のように比例した R_{ON} 抵抗を選択します。

$$\frac{R_{ON1}}{R_{ON2}} = \frac{V_{OUT1}}{V_{OUT2}}$$

同様に、 f_{EXT} の外部周波数に同期するように外部PLLが接続されている場合、 R_{ON1} は次式の値に近くなるように選択します。

$$R_{ON1} = \frac{V_{OUT1}}{0.7 \cdot f_{EXT} \cdot 10\text{pF}}$$

(hence, $R_{ON2} = \frac{V_{OUT2}}{0.7 \cdot f_{EXT} \cdot 10\text{pF}}$)

この場合、チャンネル1が最初に外部周波数に同期し、次にチャンネル2が(180度だけ位相が離れて)チャンネル1に同期します。

インダクタの選択

所期の入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数によってリップル電流が決まります。

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

リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、さらに出力電圧のリップルが減少します。周波数が低くリップル電流が小さいと高効率動作が実現されます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。部品サイズと効率のあいだにはトレードオフが必要です。

妥当な出発点として、 $I_{OUT(MAX)}$ の約40%のリップル電流を選択します。最大 V_{IN} で最大リップル電流が発生することに注意してください。リップル電流が規定された最大値を超えないように保証するには、次式にしたがってインダクタンスを選択します。

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

Lの値が分ったら、次にインダクタの種類を選択します。高電流、低電圧アプリケーション用に設計された多種のインダクタがスミダ電機やパナソニックなどのメーカーから入手できます。

ショットキ・ダイオードD1とD2の選択

図1に示すショットキ・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。

アプリケーション情報

これらは、デッドタイム中にボトム MOSFET のボディ・ダイオードがオンして電荷を蓄積するのを防ぐためです。この電荷蓄積はわずかな(約1%)効率低下を引き起こします。これらのダイオードはデューティ・サイクルの小部分でオンするだけですから、全負荷電流の1/2から1/5の定格がかまいません。これらのダイオードが効果を発揮するには、これらのダイオードとボトム MOSFET 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りますので、これらの部品は基板上で必ず近接して配置します。効率低下が許容できれば、これらのダイオードは省くことができます。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

C_{IN} の選択は、2フェーズ・アーキテクチャと、入力回路(バッテリー/ヒューズ/コンデンサ)を流れるワーストケース RMS 電流へのこのアーキテクチャの効果によって単純化されます。ワーストケース RMS 電流は、片方のコントローラしか動作していないときに生じることを示すことができます。最大 RMS 電流条件を求めるには、以下の式で $(V_{OUT})(I_{OUT})$ の積が最大になる方のコントローラを使用する必要があります。他方の位相のずれたコントローラから流れ出す出力電流を増やすと、実際には入力 RMS リップル電流がこの最大値から減少します(図 3 参照)。

入力コンデンサの種類、容量、および ESR 定格が効率に影響を与えるので、選択の過程で検討する必要があります。パルス状に変化している入力電流を低く抑えるのに十分な電荷を蓄積できる容量値を選択する必要があります。200kHz で動作する 25W 出力の電源では、通常 20 μ F ~ 40 μ F で十分です。コンデンサの ESR は、全体の効率だけでなく、コンデンサの電力消費にとっても重要です。電力 (RMS リップル電流²・ESR) の全てがコンデンサを熱するだけでなく、バッテリーの電力を浪費します。

中程度の電圧(20V ~ 35V)のセラミック、タンタル、OS-CON などのコンデンサ、さらにスイッチャ定格の電解コンデンサを入力コンデンサに使用できますが、それぞれ短所があります。セラミック・コンデンサの電圧係数は非常に高く、可聴圧電効果が生じることがあります。タンタル・コンデンサはサージに対する定格が定められている必要があります。OS-CON はインダクタンスが大きく、ケースのサイズが大きくなり、表面実装には制約があります。電解コンデンサは ESR が大きく、ドライアウトする可能性があるため複数個使用する必要があります。2フェーズ・システムでは、全体として最小の容量値ですみます。セラミック・コンデンサは ESR が極端に低いので 20W ~ 35W 電源に最適で、22 μ F なら 1個、

または 10 μ F なら 2 ~ 3 個で間に合います。セラミック・コンデンサの 20V での容量値はゼロ・バイアス時の定格よりもかなり低くなりますが、ESR 損失が非常に低いため、高効率のバッテリー駆動システムにとって理想的な候補になります。また、ESR およびバルク容量の目標を達成する効果的な方法として、セラミック・コンデンサと高品質の電解コンデンサを並列接続することも検討してください。

連続モードでは、トップ N チャンネル MOSFET の電流はほぼデューティ・サイクルが V_{OUT}/V_{IN} の方形波になります。大きな過渡電圧を防ぐには、1つのチャンネルの最大 RMS 電流に対応できる容量の低 ESR 入力コンデンサを使う必要があります。最大 RMS コンデンサ電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} \approx I_{MAX} \frac{[V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})]^{1/2}}{V_{IN}}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のとき最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。コンデンサ製造業者のリップル電流定格は多くの場合わずか 2000 時間の寿命時間によって規定されていることに注意してください。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。疑問点については必ず製造元に問い合わせてください。

LTC3708 の 2フェーズ動作の利点は、電力の高い方のチャンネルに対する上式を使用し、次に両方のコントローラ・チャンネルが同時にオンするとき生じるであろう損失を計算することによって評価することができます。両方のコントローラが動作しているときは、入力コンデンサの ESR に交互に電流パルスが連続的に流れるので総 RMS 電力損失が減少します。この理由により、ワーストケースのコントローラについて上で計算した入力コンデンサの条件はデュアル・コントローラの設計に対して適切です。2フェーズ・システムではピーク電流が減少するので、入力保護ヒューズの抵抗、バッテリー抵抗、および PC ボードのトレース抵抗による各損失も減少することに注意してください。2フェーズ・デザインの全体的利点は、電源/バッテリーのソース・インピーダンスが効率の評価に含まれるとき初めて完全に認識されます。

アプリケーション情報

2つのトップMOSFETのドレインは互いに1cm以内に配置し、 C_{IN} を共有するようにします。ドレインと C_{IN} を分離すると、 V_{IN} に不要な電圧共振や電流共振を生じる可能性があります。

C_{OUT} は、電圧リップルおよび負荷ステップに対する過渡応答を小さくするために必要な等価直列抵抗 (ESR) を考慮して選択されます。出力リップル ΔV_{OUT} は次式で決定されます。

$$\Delta V_{OUT} \approx \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8fC_{OUT}} \right)$$

ここで、 f = 動作周波数、 C_{OUT} = 出力容量、 ΔI_L = インダクタのリップル電流です。 ΔI_L は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電圧が最大るとき最大になります。通常、ESRの必要条件が満たされると、その容量はフィルタリングに関して妥当であり、必要なRMS電流定格をもっています。

ニチコン、United Chemicon、三洋電機などのメーカーの高性能なスルーホール・コンデンサが検討対象になります。三洋製のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、アルミニウム電解コンデンサの中でESRとサイズの積が最も小さいものですが、いくらか価格が高くなります。OS-CONコンデンサと並列にセラミック・コンデンサを追加して、インダクタンスの影響を減らすことを推奨します。

表面実装のアプリケーションでは、ESR、RMS電流処理および負荷ステップに関する要求条件を満たすために、並列に接続した複数のコンデンサが必要になることがあります。アルミニウム電解コンデンサ、乾式タンタル・コンデンサ、および特殊ポリマ・コンデンサが表面実装型パッケージで提供されています。特殊ポリマ・コンデンサのESRは非常に小さいものの、単位体積あたりの蓄電容量は他の種類のコンデンサより小さくなります。これらのコンデンサは非常に費用効果のすぐれた出力コンデンサとして利用でき、ループ帯域幅の広いコントローラと組み合わせるのに最適です。タンタル・コンデンサは最高の容量密度をもち、制御されたソフト・スタート機能を備えたスイッチング・レギュレータ用の出力コンデンサとしてよく使用されます。サージ試験が実施された表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPS、AVX TPSV、またはKEMET T510シリーズが最適で、ケース高さが2mm ~ 4mmのものが供給されています。リップル電流定格、温度、および長期信頼性に配慮しさえすれ

ば、コスト重視のアプリケーションにはアルミニウム電解コンデンサを使用できます。標準的なアプリケーションでは、数個ないし多数のアルミニウム電解コンデンサを並列に接続する必要があります。上述のコンデンサを組み合わせれば、多くの場合性能が向上し、全体的なコストが減少します。他のコンデンサ・タイプとしては、ニチコンのPLシリーズ、三洋電機のPOSCAP、NECのNeocap、Cornell DubilierのESRE、およびSpragueの595Dシリーズがあります。その他の特徴については製造元にお問い合わせください。

トップMOSFETドライバの電源 (C_B 、 D_B)

BOOSTピンに接続した外部ブートストラップ・コンデンサ C_B は、トップ側のMOSFETのゲート・ドライブ電圧を供給します。このコンデンサは、スイッチ・ノードが“L”のとき、 DRV_{CC} からダイオード D_B を通して充電されます。 C_B 両端の平均電圧はほぼ DRV_{CC} であることに注意してください。トップMOSFETがオンすると、スイッチ・ノードは V_{IN} まで上昇し、BOOSTピンはおおよそ $V_{IN} + DRV_{CC}$ まで上昇します。ブースト・コンデンサはトップMOSFETが必要とするゲート電荷の約100倍の電荷を蓄積する必要があります。ほとんどのアプリケーションでは、0.1 μ F ~ 0.47 μ Fが適当です。

不連続モードの動作とFCBピン

FCBピンは、インダクタ電流が反転するときボトムMOSFETがオン状態に留まるかどうかを決定します。このピンを2.3Vのスレッシュホールドよりも高い電圧(通常は V_{CC})に接続すると、不連続動作がイネーブルされ、その場合、インダクタ電流が反転するとボトムMOSFETはオフします。電流が反転して不連続動作が始まる負荷電流はインダクタのリップル電流の振幅に依存し、リップル電流は入力電圧と出力電圧ならびにインダクタの選択値と動作周波数に依存します。

FCBピンを1.9Vより低い電圧に接続すると連続同期動作を強制し、軽負荷での逆方向電流を許容し、高周波数動作を維持します。

連続動作を強制するためのロジック入力を与える他に、FCBピンは外部クロックへの同期の入力としても機能します。外部クロック信号の存在を検出すると、チャンネル1はこの外部クロックにロックオンし、これにチャンネル2が従います(「PLLと周波数同期」を参照)。LTC3708は外部クロックに同期すると、既定で強制連続モードになります。

アプリケーション情報

フォールト状態：電流制限

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。LTC3708では、最大センス電圧は V_{RNG} ピンの電圧によって制御されます。谷部電流のコントロールでは、最大センス電圧およびセンス抵抗が最大許容インダクタ谷部電流を決定します。対応する出力電流制限値は次式のとおりです。

$$I_{LIMIT} = \frac{V_{SNS(MAX)}}{R_{DS(ON)} \cdot \rho_T} + \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L$$

$I_{LIMIT(MIN)} > I_{OUT(MAX)}$ を満たすように、電流制限値をチェックする必要があります。電流制限の最小値は一般に(コンバータの電力損失が最大になる条件である)最高周囲温度で最大 V_{IN} のとき生じます。仮定された接合部温度と、それに基づく接合部を熱する I_{LIMIT} の値のあいだに自己矛盾がないかチェックすることが重要です。

MOSFETの $R_{DS(ON)}$ に基づいて電流制限を設定するときには注意が必要です。最大電流制限はMOSFETの最小オン抵抗によって決まります。データシートでは標準的に $R_{DS(ON)}$ の公称値と最大値を規定していますが、最小値は規定していません。 $R_{DS(ON)}$ の最小値は、最大値が標準値を超えている分だけ標準値より下にあると仮定するのが妥当でしょう。さらにガイドラインが必要ならMOSFETの製造元へ問い合わせてください。

さらに正確な電流制限には、センス抵抗を使うことができます。1Wの電力範囲のセンス抵抗は5%、2%、または1%の許容誤差で簡単に入手できます。これらの抵抗の温度係数は非常に低く、 $\pm 250\text{ppm/}^\circ\text{C}$ ~ $\pm 75\text{ppm/}^\circ\text{C}$ の範囲です。この場合、上式の $(R_{DS(ON)} \cdot \rho_T)$ の積は R_{SENSE} の値で簡単に置き換えることができます。

最小オフ時間とドロップアウト動作

最小オフ時間 $t_{OFF(MIN)}$ は、LTC3708がボトムMOSFETをオンし、電流コンパレータをトリップしてこのMOSFETを再度オフすることができる最小時間です。この時間は標準約270nsです。最小オフ時間の制約により、最大デューティ・サイクルは $t_{ON} / (t_{ON} + t_{OFF(MIN)})$ に制限されます。たとえば入力電圧が低下したために最大デューティ・サイクルに達すると、出力は安定化された状態か

ら外れてしまいます。ドロップアウトを避けるための最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = V_{OUT} \frac{t_{ON} + t_{OFF(MIN)}}{t_{ON}}$$

最大周波数とデューティ・サイクルのプロットを図6に示します。

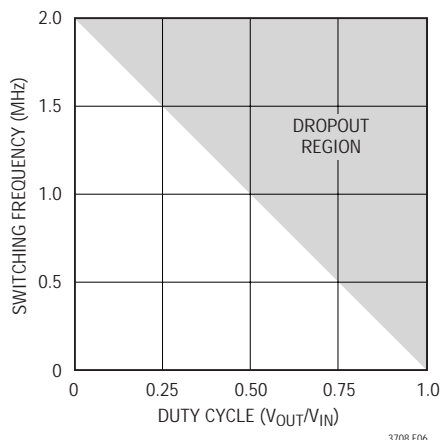


図6．最大スイッチング周波数とデューティ・サイクル

RUN/SSピンを使ったソフトスタートとラッチオフ
RUN/SSピンは、ソフトスタート用タイマおよび過電流ラッチオフだけでなく、LTC3708をシャットダウンする手段を与えます。

RUN/SSピンを0.8Vより下に引き下げると、LTC3708をシャットダウンします。このピンを解放すると、内部の1.2 μA 電流源が外部コンデンサ C_{SS} を充電することができます。RUN/SSが完全にグランドまで引き下げられていると、起動するまでにおよそ次のような遅延が生じます。

$$t_{DELAY} = \frac{1.3V}{1.2\mu A} \cdot C_{SS} = (1.1\text{s}/\mu\text{F})C_{SS}$$

RUN/SSの電圧がONスレッショルド(標準1.3V)に達すると、チャンネル1の基準電圧にクランプされた状態で、LTC3708は動作を開始します。クランプ・レベルはRUN/SSよりスレッショルド電圧だけ下です。RUN/SSの電圧が上昇し続けるにつれ、チャンネル1のリファレンスが同じ速度で上昇するので、単調な出力電圧のソフトスタートが実現されます(図7)。

アプリケーション情報

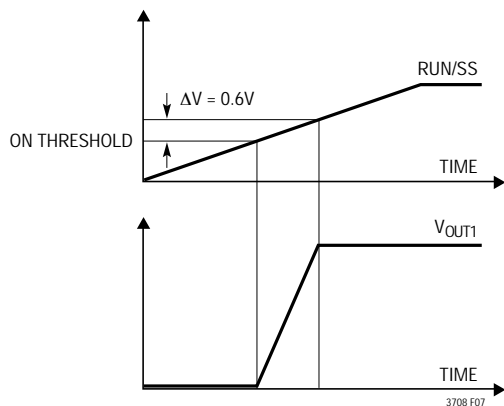


図7．単調ソフトスタートの波形

RUN/SSがONスレッシュドより0.6V上に上昇すると、リファレンス・クランプは無効になり、内部高精度リファレンスが有効になります。チャンネル2がチャンネル1をトラッキングすると、チャンネル2のソフトスタートは自動的に実行されます(「出力電圧トラッキング」を参照)。

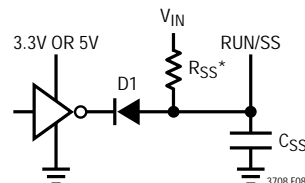
出力がRUN/SSピンの電圧上昇を確実にトラッキングできるように、タイミング・コンデンサ C_{SS} を十分大きくすることが、制御されたソフトスタートにとって必要です。最小 C_{SS} 容量は次式で計算することができます。

$$C_{SS} > \frac{R1+R2}{R1} \cdot \frac{30\mu A \cdot R_{SENSE}}{V_{RNG}} \cdot C_{OUT}$$

ここで、 $R1$ と $R2$ は帰還抵抗分割器(機能図)、 C_{OUT} は出力容量、 R_{SENSE} は電流センス抵抗です。電流検出にボトムMOSFETの $R_{DS(ON)}$ が使われる場合、 R_{SENSE} をワーストケースの $R_{DS(ON)(MAX)}$ で置き換えます。一般に、 C_{SS} には $0.1\mu F$ あれば十分過ぎるほどです。

コントローラが起動し、出力コンデンサが充電するのに十分な時間が経過した後、 C_{SS} は短絡タイムとして使われます。RUN/SSピンが3Vを超えるまで充電された後、どちらかの出力電圧がその安定化電圧の70%より低いところまで低下すると、短絡が発生したとみなされます。すると、 $2\mu A$ の電流が C_{SS} を放電し始めます。フォールト状態が続いてRUN/SSピンが2.5Vまで低下すると、コントローラはすべてのパワーMOSFETをオフし、両方のチャンネルをシャットダウンします。動作を再開するには、RUN/SSピンをアクティブにグランド電位まで引き下げる必要があります。

過電流ラッチオフ動作は常に必要なわけでも望ましいわけでもなく、トラブルシューティングでは邪魔なことがあります。この機能は、 $5\mu A$ を超すプルアップ電流をRUN/SSピンに追加することによって無効にすることができます(図8)。この追加電流によってフォールト時に C_{SS} の放電が防がれ、さらにソフトスタート時間が短縮されます。



* 過電流ラッチオフを無効にするためのオプション

図8．ラッチオフを無効にしたRUN/SSピンのインタフェース

出力電圧のトラッキング

LTC3708を使うと、2番目のチャンネルの出力がどのようにランプアップし、ランプダウンするかを、ユーザーはTRACK2ピンを使ってプログラムすることができます。このピンにより、図9に示されているように、2番目のチャンネルの出力がチャンネル1の出力を同時に、または比例してトラッキングするように設定することができます。

RUN/SSと同様、TRACK2ピンはチャンネル2の基準電圧のクランプとして機能します。 V_{OUT2} は $TRACK2 < 0.6V$ のときはTRACK2電圧を基準にし、 $TRACK2 > 0.6V$ のときは内蔵高精度リファレンスを基準にします。

図9aのトラッキングを実現するには、追加の抵抗分割器をチャンネル1の出力に接続し、そのミッドポイントをTRACK2ピンに接続します。この分割器の比はチャンネル2の帰還分割器の比と同じにします(図10a)。このトラッキング・モードでは、 V_{OUT1} を V_{OUT2} より高く設定する必要があります。図9bの比例トラッキングを実現するには、追加の分割器は不要です。単にTRACK2ピンを V_{FB1} ピンに接続します(図10b)。

異なる抵抗を選択することにより、LTC3708は図9の2つのモードを含む異なったトラッキング・モードを実現することができます。では、どのモードをプログラムすべきでしょうか? 図9のどちらのモードも実際のほとんどのアプリケーションに使えますが、いくつかのトレードオフが存在します。比例モードでは一对の抵抗を省けますが、同時モードでは出力安定化が向上します。図11を参照すると、この点をもっとよく理解することができます。

3708i

アプリケーション情報

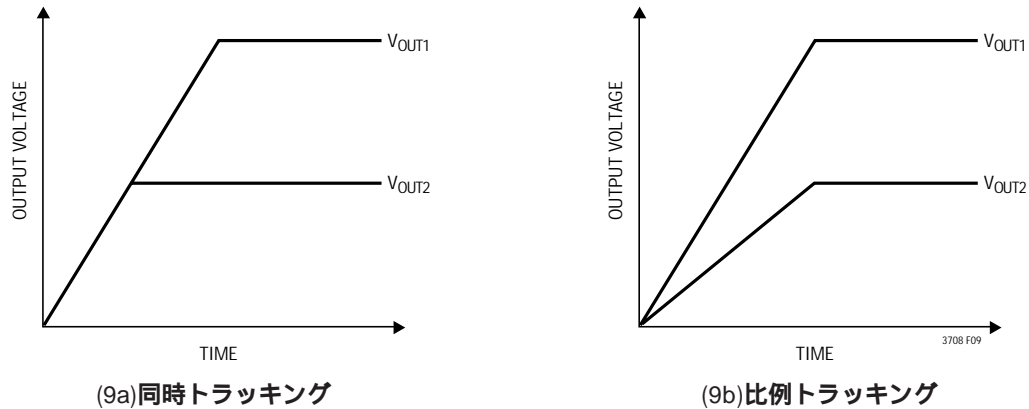


図9．出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

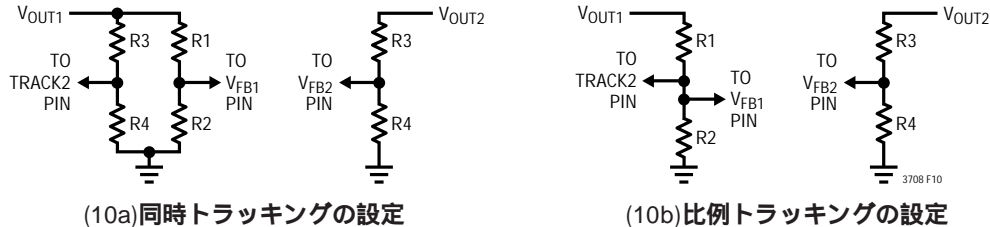


図10．同時トラッキングと比例トラッキングの設定

$$\left(\frac{R1}{R2} = \frac{V_{OUT1}}{0.6} - 1, \frac{R3}{R4} = \frac{V_{OUT2}}{0.6} - 1 \right)$$

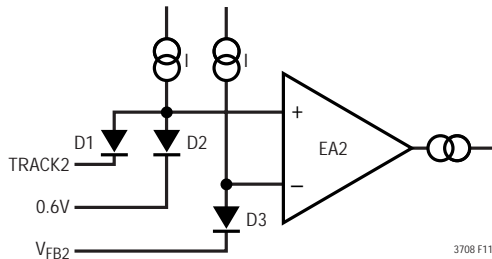


図11．チャンネル2の誤差アンプの等価入力回路

チャンネル2の誤差アンプの入力段では、等価基準電圧をクランプするのに陽極を共通接続した2個のダイオードが使われており、シフトされた同相電圧を整合させるのに別のダイオードが1個使われています。上側の2つの電流源の振幅は同じです。同時モードでは、TRACK2電圧は定常状態で0.6Vよりかなり高く、効果的にD1をオフします。したがってD2とD3は同じ電流を流し、 V_{FB2} と内蔵高精度0.6Vリファレンスを厳密に整合させます。ただし、比例モードでは、定常状態でもTRACK2は0.6Vに

等しくなります。D1はバイアス電流の一部を分流させて V_{FB2} を0.6Vよりもわずかに低くします。この誤差はダイオードの指数関数的なI-V特性によって最小に抑えられますが、出力電圧に有限の偏差が生じます。さらに、チャンネル1の出力がダイナミックに変化するとき(たとえば、負荷過渡時)チャンネル2も影響を受けます。出力をさらに安定化するには、比例トラッキング・モードの代わりに、同時トラッキング・モードを使います。

図10aの抵抗の個数は図12の回路方式を使うとさらに減らすことができます。

トラッキングされた複数の電源を必要とするシステムでは、TRACK1ピンを通して複数のLTC3708をデジチェーン接続することができます。TRACK2がチャンネル2をクランプすると同様に、TRACK1はチャンネル1のリファレンスをクランプします。

アプリケーション情報

複数のLTC3708が異なった時間にオンする可能性を除くために、マスタLTC3708のRUN/SSピンをソフトスタート・コンデンサに接続します。他のすべてのLTC3708のRUN/SSピンはV_{CC}に接続します。4つの出力を備えた回路を図13に示します。それらのうちの3つは同時モードにプログラムされ、4番目は比例してトラッキングします。出力のトラッキングが不要であれば、TRACKピンをV_{CC}に接続します。これらのピンはフロート状態にしないでください。

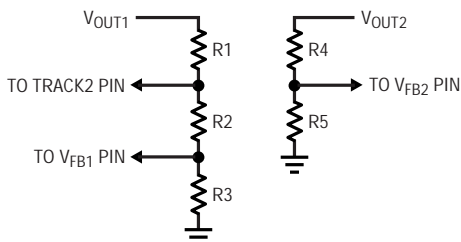
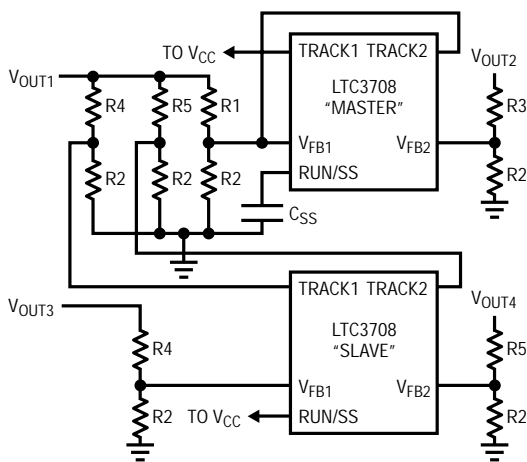


図12．同時トラッキングの別の設定方法

$$\left(\frac{R1+R2}{R3} = \frac{V_{OUT1}}{0.6} - 1, \frac{R1}{R2+R3} = \frac{R4}{R5} = \frac{V_{OUT2}}{0.6} - 1 \right)$$



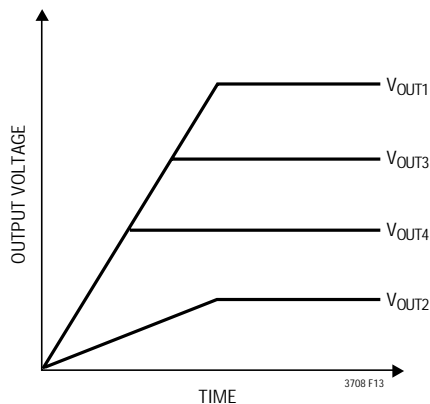
(13a)回路の設定

効率の検討事項

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、LTC3708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 I²R損失。これは、MOSFET、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。連続モードでは、平均出力電流はLを流れますが、トップMOSFETとボトムMOSFETのあいだでチョップされます。2つのMOSFETのR_{DS(ON)}がほぼ同じなら、片方のMOSFETの抵抗値をLの抵抗値およびボードのトレースの抵抗値と加算するだけでDC I²R損失を求めることができます。たとえば、R_{DS(ON)} = 0.01 であり、R_L = 0.005 であれば、出力電流が1Aから10Aまで変化するとき、損失は15mWから1.5Wの範囲で変化します。



(13b)出力電圧

図13．トラッキングと比例シーケンシングを備えた4つの出力

$$\left(\frac{R1}{R2} = \frac{V_{OUT1}}{0.6} - 1, \frac{R3}{R2} = \frac{V_{OUT2}}{0.6} - 1, \frac{R4}{R2} = \frac{V_{OUT3}}{0.6} - 1, \frac{R5}{R2} = \frac{V_{OUT4}}{0.6} - 1 \right)$$

アプリケーション情報

2. 遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードが遷移するとき、トップMOSFETが短時間飽和領域に留まることから生じます。これは、入力電圧、負荷電流、ドライバ強度、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、次式から推算できます。

遷移損失

$$(0.5) \cdot V_{IN}^2 \cdot I_{OUT} \cdot C_{RSS} \cdot f \cdot R_{DS(ON)-DRV} \left(\frac{1}{DRV_{CC} - V_{GS(TH)}} + \frac{1}{V_{GS(TH)}} \right)$$

3. DRV_{CC} と V_{CC} の電流。これはMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。ドライバ電流はパワーMOSFETをスイッチングするのに必要なゲート電荷 Q_G を供給します。この電流は一般に制御回路の電流よりもはるかに大きくなります。連続モードの動作では：

$$I_{GATECHG} = f(Q_{G(TOP)} + Q_{G(BOT)})$$

4. C_{IN} 損失。入力コンデンサはレギュレータへ流れる大きな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。このコンデンサは、AC I^2R 損失を最小にするためにESRが非常に小さくしなければならず、RMS電流が上流でヒューズやバッテリー内の追加損失を生じないように容量が十分大きくなければなりません。LTC3708の2フェーズ・アーキテクチャでは、1フェーズのソリューションに比べて、 C_{IN} 損失が一般に半分になります。

C_{OUT} のESR損失、デッドタイム時のショットキ・ダイオードの導通損失、インダクタのコア損失など、他の損失は一般に2%未満の追加損失です。

効率を改善するために調整をおこなうとき、最後の判断材料は動作点におけるレギュレータの全入力電流です。変更を加えた結果入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流のステップに対して応答するのに数サイクルを

要します。負荷にステップが生じると、 V_{OUT} が直ちに ΔI_{LOAD} (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。 ΔI_{LOAD} はさらに C_{OUT} の充電あるいは放電を開始し、レギュレータが V_{OUT} をその定常値に戻すために使う帰還誤差信号を発生します。この回復時間の間、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリングがないか V_{OUT} をモニターすることができます。図1に示されている I_{TH} ピンの外部部品により、大部分のアプリケーションに対して適切な補償が実現されます。スイッチング制御ループ理論の詳細については、「アプリケーションノート76」を参照してください。

設計例

設計例として、次の仕様の電源を取り上げます。 $V_{IN} = 7V \sim 28V$ (公称15V)、 $V_{OUT1} = 2.5V$ 、 $V_{OUT2} = 1.8V$ 、 $I_{OUT1(MAX)} = I_{OUT2(MAX)} = 10A$ 、 $f = 500kHz$ 、さらに V_{OUT2} は V_{OUT1} をトラッキングする。

最初にタイミング抵抗を計算します。

$$R_{ON1} = \frac{2.5V}{(0.7V)(500kHz)(10pF)} = 714k$$

715kの標準値を選択します。

$$R_{ON2} = \frac{1.8V}{(0.7V)(500kHz)(10pF)} = 514k$$

511kの標準値を選択します。

次に、帰還抵抗を選択します。

$$\frac{R1}{R2} = \frac{2.5V}{0.6V} - 1 = 3.17$$

$R1 = 31.6k$ 、 $R2 = 10k$ を選択します。

$$\frac{R3}{R4} = \frac{1.8V}{0.6V} - 1 = 2$$

$R3 = 20k$ 、 $R4 = 10k$ を選択します。

V_{OUT2} が起動時に V_{OUT1} を同時にトラッキングするには、 V_{OUT1} 両端に一對の $R3$ と $R4$ を追加接続し、そのミッドポイントをTRACK2ピンに接続します。

アプリケーション情報

三番目に、最大 V_{IN} で約40%のリプル電流になるようにインダクタを設計します。

$$L1 = \frac{2.5V}{(500kHz)(0.4)(10A)} \left(1 - \frac{2.5V}{28V}\right) = 1.1\mu H$$

標準 $1\mu H$ のインダクタでは最悪条件で41%のリプル電流(4.1A)になります。

$$L2 = \frac{1.8V}{(500kHz)(0.4)(10A)} \left(1 - \frac{1.8V}{28V}\right) = 0.8\mu H$$

$L2$ にも $1\mu H$ を使って部品コストをいくらか節約することができ、リプル電流は3.4Aになります。

両方のチャンネルの最大出力電流が同じなので、MOSFETの選択は簡単になります。片方のトップとボトムMOSFETを選択すれば、同じMOSFETを他方にも使うことができます。計算にはチャンネル1を使い、ボトムの同期MOSFETから開始します。前に「パワーMOSFETの選択」のセクションで述べたように、ボトムMOSFETの主な選択基準は低 $R_{DS(ON)}$ です。たとえば、Si4874を選択します。 $(R_{DS(ON)} = 0.0083$ (公称)、 0.010 (最大)、 $J_A = 40$ /W)を選ぶと、公称センス電圧は次のようになります。

$$V_{SNS(NOM)} = (10A)(1.3)(0.0083) = 108mV$$

V_{RNG1} を1.1Vに接続すると、公称値110mVの電流センス電圧範囲が設定され、電流制限は146mVで起動します。電流制限が許容できるかどうかチェックするには、 $\rho_{150} = 1.5$ で、70 の周囲温度より約80 高い接合部温度を仮定します。

$$I_{LIMIT} \geq \frac{146mV}{(1.5)(0.010\Omega)} + \frac{1}{2}(4.1A) = 11.8A$$

さらに、MOSFETの仮定された T_J を二重にチェックします。

$$P_{BOT} = \frac{28V - 2.5V}{28V} (11.8A)^2 (1.5)(0.010\Omega) = 1.9W$$

$$T_J = 70^\circ C + (1.90W)(40^\circ C/W) = 146^\circ$$

トップMOSFETがオンしている時間は非常に短いので、1個のSi4884で十分です。 $R_{DS(ON)} = 0.0165$ (最大)、 $C_{RSS} = 190pF$ 、 $V_{GS(TH)} = 1V$ 、 $\theta_{JA} = 42$ /Wです。 $\rho_{130} = 1.6$ で、電流制限時の電力消費をチェックすると次のようになります。

$$P_{TOP} = \frac{2.5V}{28V} (11.8A)^2 (1.6)(0.0165\Omega) + (0.5)(28V)^2 (11.8A)(190pF)(500kHz)(2\Omega) \left(\frac{1}{5V - 1V} + \frac{1}{1V}\right) = 0.33W + 1.10W = 1.43W$$

$$T_J = 70^\circ C + (1.43W)(42^\circ C/W) = 130^\circ$$

公称電流ではトップとボトムの両方のMOSFETの接合部温度ははるかに低くなりますが、この回路ではPCBのレイアウトとヒートシンクに十分注意を払う必要があることが上の分析から分ります。同じMOSFET(Si4874とSi4884)をチャンネル2に使うことができます。

最後に、85 で約5AのRMS電流定格に対して入力コンデンサが選ばれており、インダクタ・リプル電流および負荷ステップによる出力電圧の変化を最小にするため、出力コンデンサは0.013 の低ESRのものが選択されています。リプル電圧は次のように小さくなります。

$$\Delta V_{OUT1(RIPPLE)} = \Delta I_{L1}(ESR) = (4.1A)(0.013\Omega) = 52mV$$

$$\Delta V_{OUT2(RIPPLE)} = \Delta I_{L2}(ESR) = (3.4A)(0.013\Omega) = 44mV$$

ただし、0A ~ 10Aの負荷ステップにより、出力は最大次のように変化します。

$$\Delta V_{OUT(STEP)} = \Delta I_{LOAD}(ESR) = (10A)(0.013\Omega) = 130mV$$

出力リップルのESLの影響を最小にするため、オプションの22 μF セラミック出力コンデンサが含まれていません。完全な回路を図14に示します。

アプリケーション情報

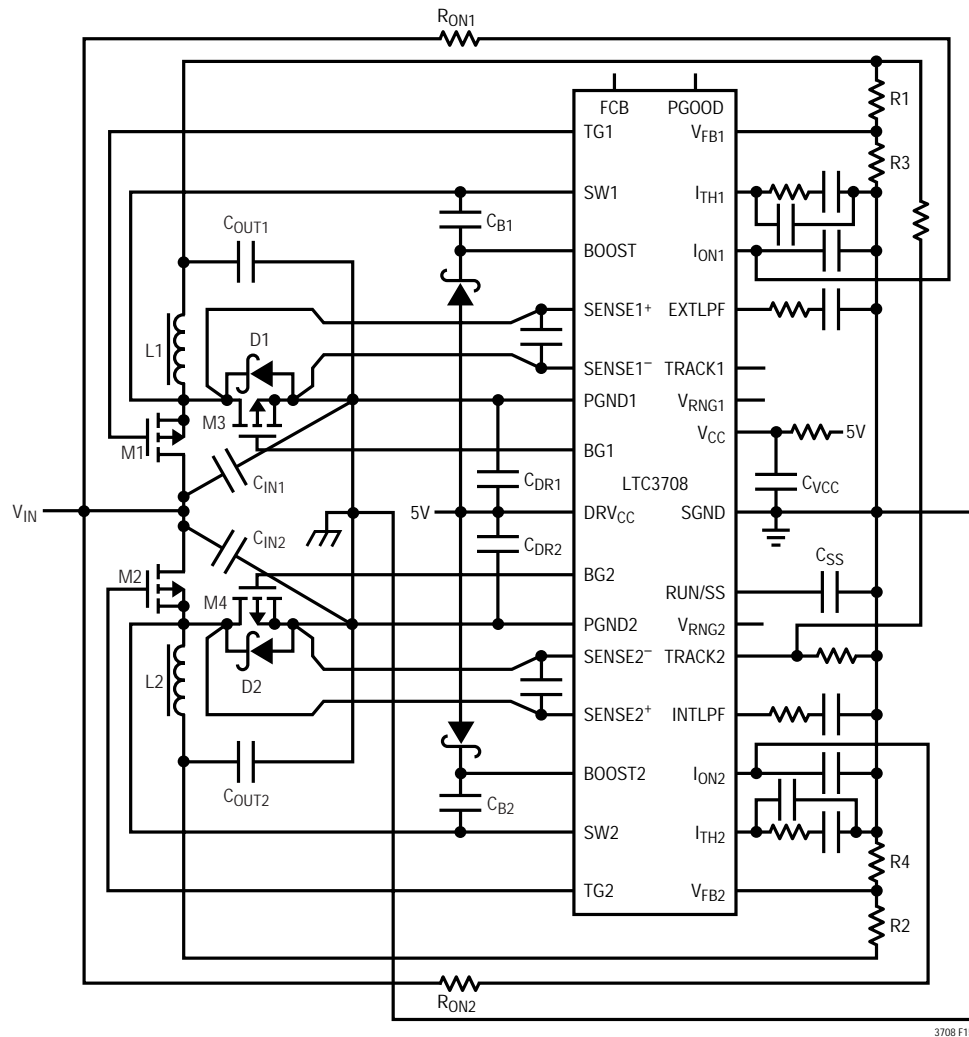


図15 . LTC3708のレイアウト図

- ・デカップリング・コンデンサ C_{DR1} と C_{DR2} は DRV_{CC} ピンと $PGND$ ピンに近づけて接続します。 C_{B1} と C_{B2} は $BOOST$ ピンと SW ピンに近づけて接続します。
- ・デカップリング・コンデンサ C_{VCC} は V_{CC} ピンと $SGND$ プレーンのすぐ近くに接続します。EA補償コンデンサは I_{TH} ピンに近づけて接続します。PLLループ・フィルタは $EXTLPF$ ピンと $INTLPF$ ピンに近づけて接続します。 I_{ON} デカップリング・コンデンサは I_{ON} ピンに近づけて接続します。
- ・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を抑えます。銅領域はDCネット(V_{IN} 、 V_{OUT} 、 GND またはシステム内の他のDCレール)のどれにでも接続することができます。

アプリケーション情報

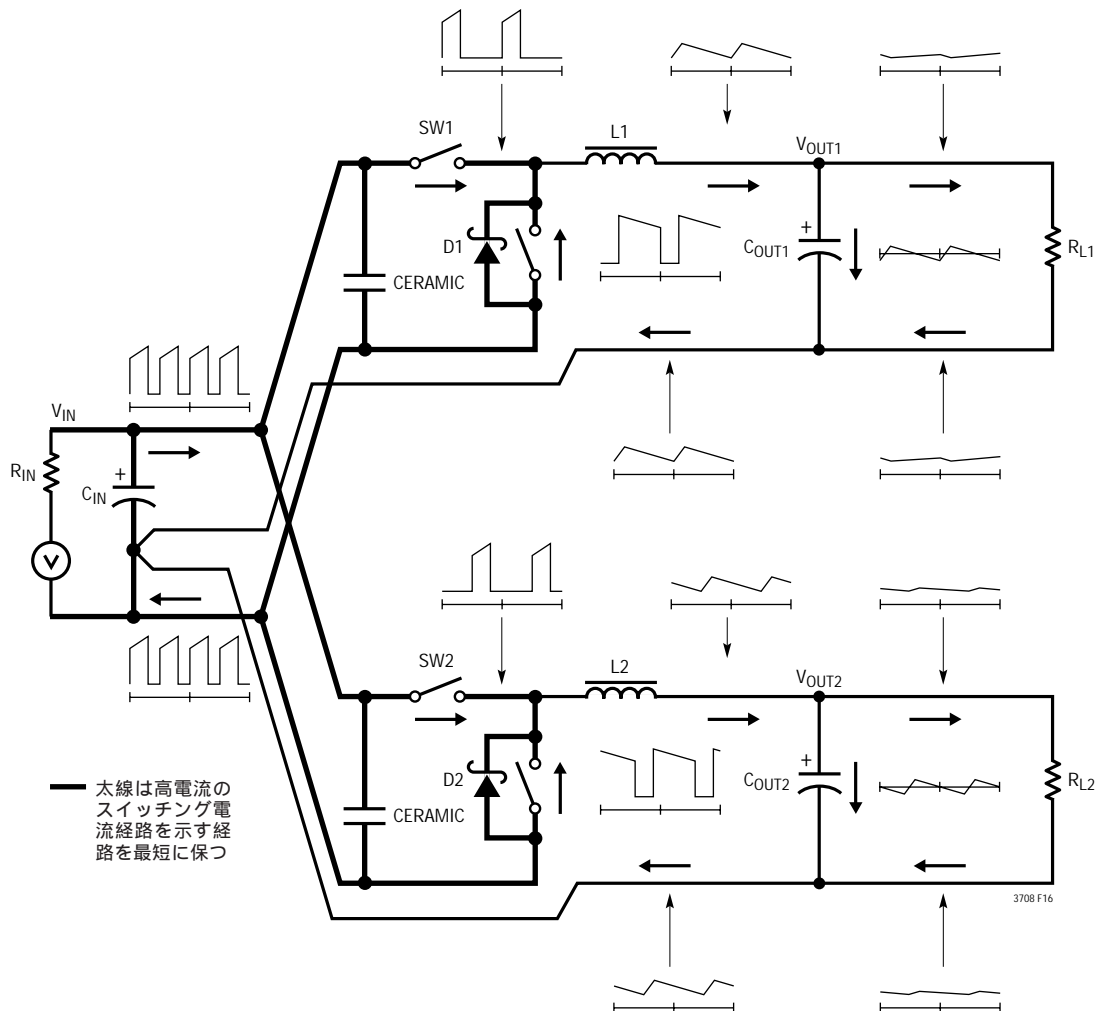


図16. ブランチ電流の波形

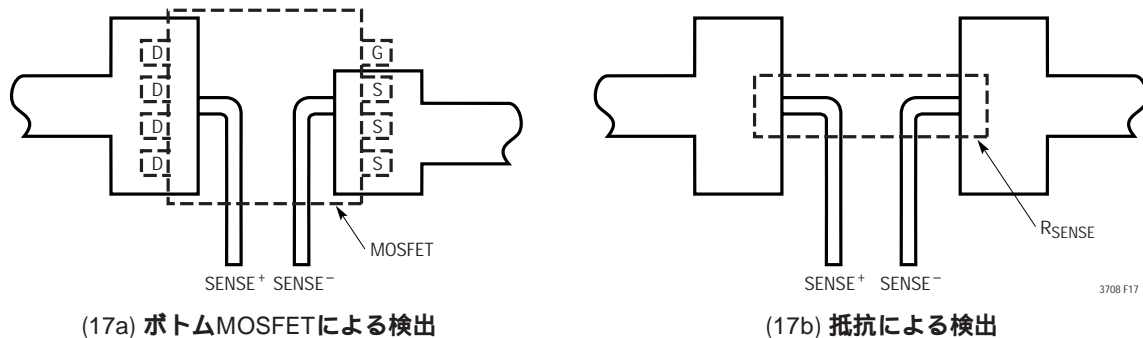
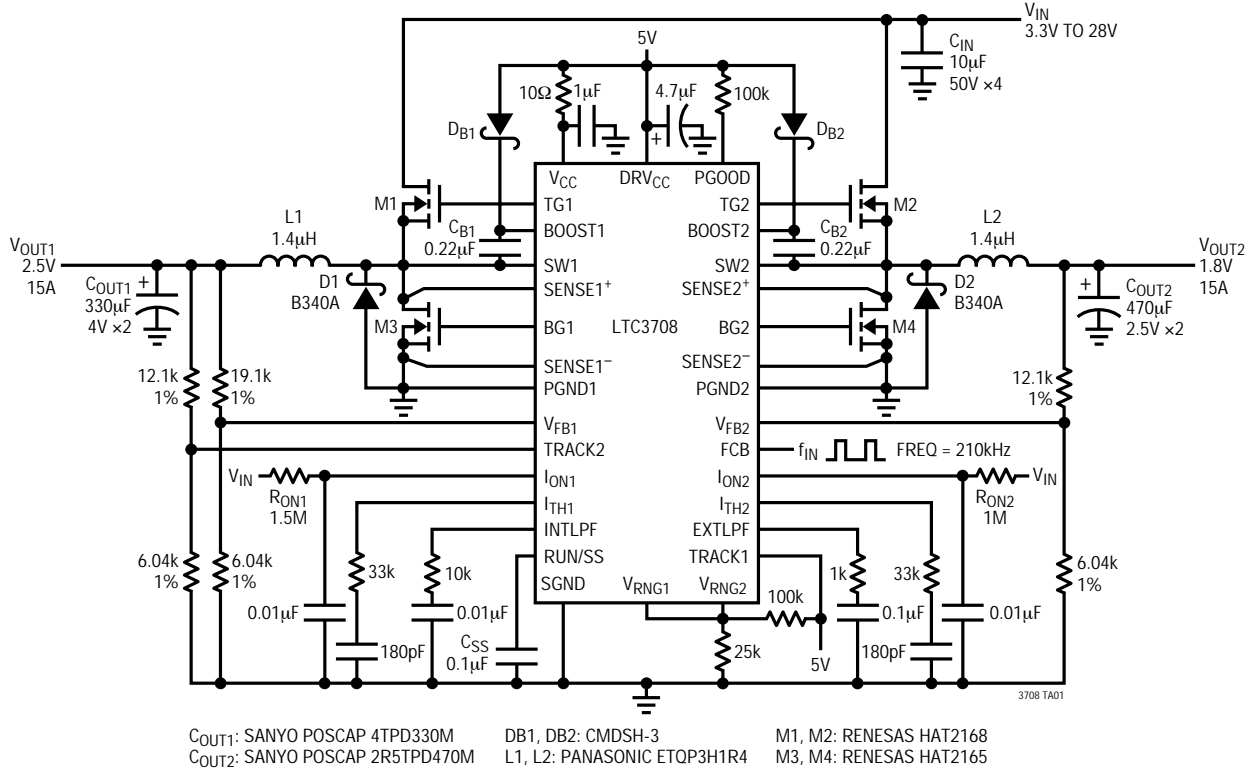


図17. ケルビン検出

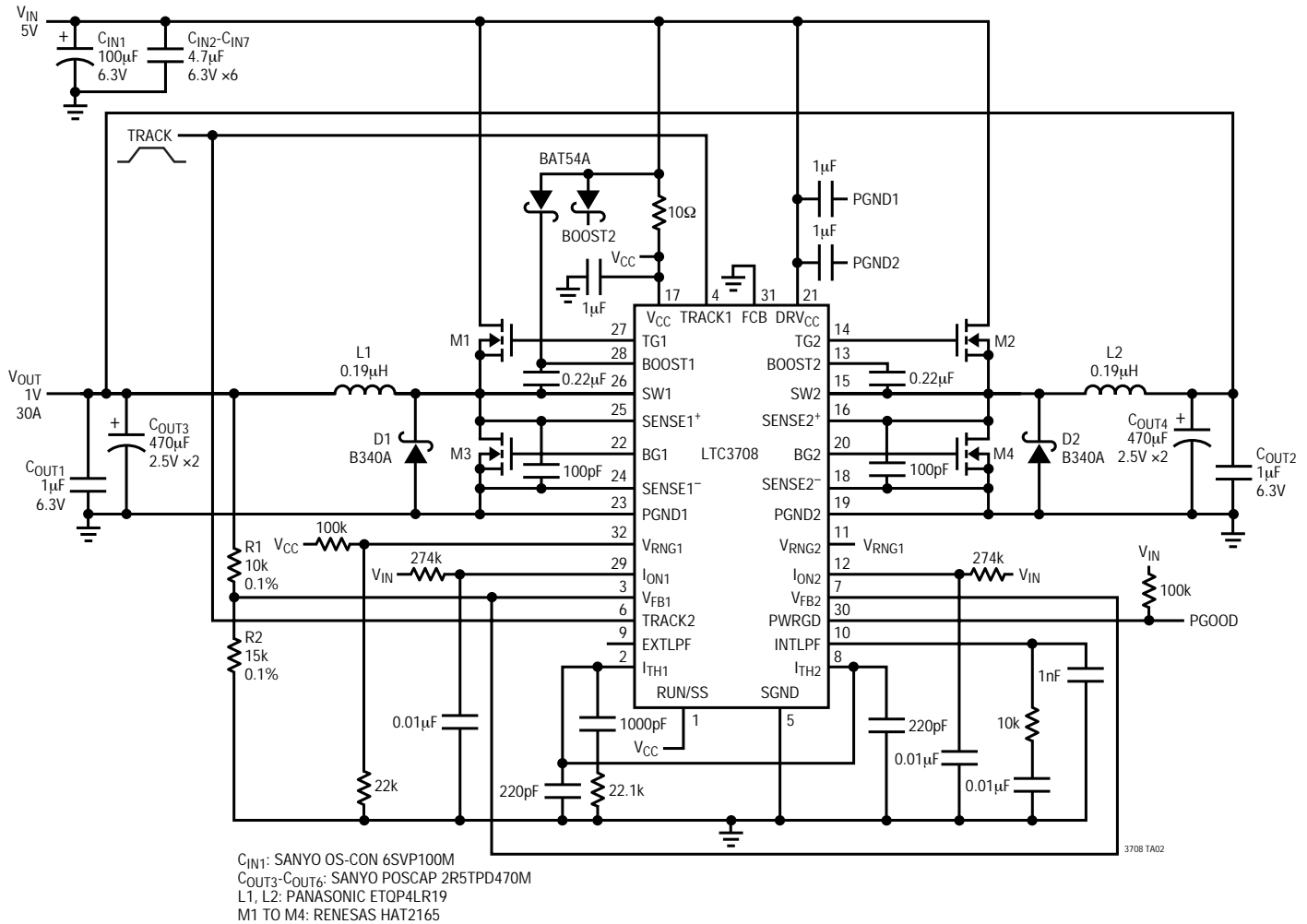
標準の応用例

外部周波数同期付き高効率デュアル出力コンバータ



標準的応用例

電圧トラッキング付き2フェーズ、シングル出力の600kHzコンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1778	広い動作範囲、No R _{SENSE} 降圧コントローラ	シングル・チャンネル、GN16パッケージ
LTC3728	デュアル、550kHz、2フェーズ同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	固定周波数、デュアル出力
LTC3729	550kHz、PolyPhase [®] 、高効率同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	固定周波数、シングル出力、最大で12フェーズ動作
LTC3731	3フェーズ、600kHz、同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラ	3フェーズ、シングル出力
LTC3778	広い動作範囲、No R _{SENSE} 降圧コントローラ	シングル・チャンネル、別にV _{ON} プログラミング

PolyPhaseはリニアテクノロジー社の登録商標です。