

高効率2フェーズ同期整流式 降圧スイッチング・レギュレータ

特長

- 位相を180度ずらしたデュアル・コントローラにより、必要な入力容量と電源によるノイズを低減
- OPTI-LOOP®補償によりC_{OUT}を最小化
- 全温度範囲で±1.5%の出力電圧精度
- デュアルNチャンネルMOSFET同期整流式ドライブ
- パワーグッド出力電圧モニタ
- 固定周波数をDCプログラム：150kHz～300kHz
- 広いV_{IN}範囲：4.5V～28V
- 超低ドロップアウト動作：99%デューティ・サイクル
- 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
- 無効オプション付きラッチ式短絡シャットダウン
- 出力過電圧保護
- リモート出力電圧センス
- 低いシャットダウン電流：I_Q=20μA
- 5Vおよび3.3Vのスタンバイ・レギュレータ
- 小型の28ピン細型SSOPパッケージ
- 固定周波数動作、バーストモード動作、PWM動作のいずれかを選択可能

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
- バッテリー・チャージャ
- 携帯機器
- バッテリー駆動のデジタル機器
- DC配電システム

概要

LTC®3707は、Nチャンネル同期型パワーMOSFET段をドライブする高性能、デュアル降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、周波数を最大300kHzまで調整可能です。2つのコントローラの出力段を位相をずらして動作させることによって、入力コンデンサのESRに起因する電力損失とノイズを最小限に抑えます。

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。高精度0.8Vリファレンスとパワーグッド出力インジケータは、将来のマイクロプロセッサと互換性があります。また、入力電源範囲が3.5V～30Vと広く、あらゆる種類のバッテリーに対応します。

各コントローラのRUN/SSピンは、ソフトスタートとオプションの時限短絡シャットダウンを提供します。過電流ラッチオフがディスエーブルされているときに短絡が発生した場合は、電流フォールドバックによってMOSFETの電力消費を制限します。出力過電圧保護回路は、V_{OUT}が通常に戻るまで下側MOSFETをラッチします。FCBモード・ピンを使用して、バーストモード、固定周波数モード、連続インダクタ電流モードのいずれかを選択したり、2次巻線を安定化することができます。

LT、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。
Burst ModeおよびOPTI-LOOPはリアテクノロジー社の登録商標です。

標準的応用例

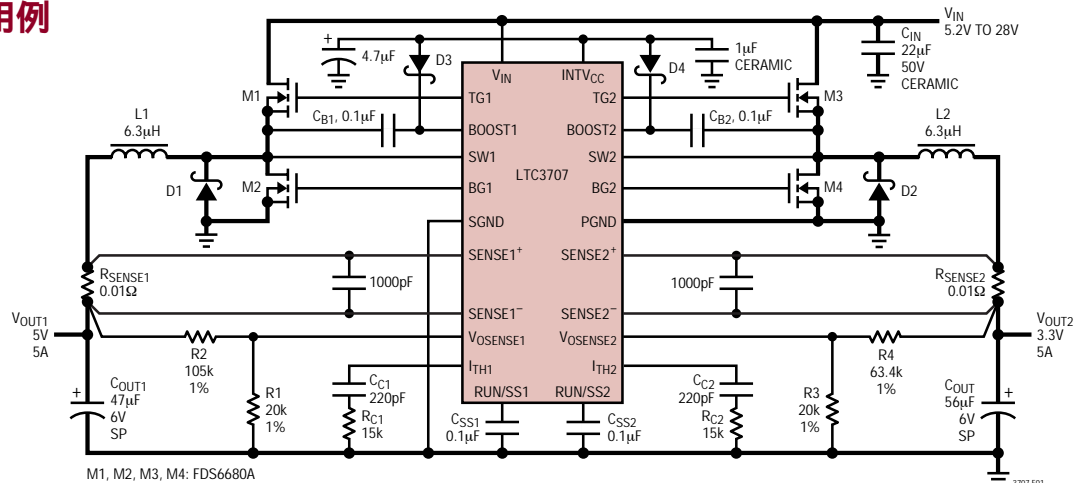


図1．高効率デュアル5V/3.3V降圧コンバータ

LTC3707

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN}).....	30V ~ - 0.3V
上側ドライバ電圧 (BOOST1、BOOST2).....	36V ~ - 0.3V
スイッチ電圧 (SW1、SW2).....	30V ~ - 5V
INTV _{CC} 、EXTV _{CC} 、RUN/SS1、RUN/SS2、(BOOST1-SW1)、(BOOST2-SW2)、PGOOD.....	7V ~ - 0.3V
SENSE1 ⁺ 、SENSE2 ⁺ 、SENSE1 ⁻ 、SENSE2 ⁻ 電圧.....	(1.1)INTV _{CC} ~ - 0.3V
FREQSET、STBYMD、FCB電圧.....	INTV _{CC} ~ - 0.3V
I_{TH1} 、 I_{TH2} 、 $V_{OSENSE1}$ 、 $V_{OSENSE2}$ 電圧.....	2.7V ~ - 0.3V
ピーク出力電流 <10 μ s (TG1、TG2、BG1、BG2).....	3A
INTV _{CC} ピーク出力電流.....	40mA
動作温度範囲	
LTC3707EG (Note 2).....	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 3).....	125
保存温度範囲.....	- 65 ~ 150
リード温度 (半田付け、10秒).....	300

パッケージ/発注情報

		ORDER PART NUMBER
		LTC3707EGN

GN PACKAGE
28-LEAD PLASTIC SSOP
 $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, $\theta_{JA} = 95^{\circ}C/W$

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。別途注記されない限り、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{RUN/SS1, 2} = 5V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Main Control Loops						
$V_{OSENSE1, 2}$	Regulated Feedback Voltage	(Note 4); $I_{TH1, 2}$ Voltage = 1.2V	● 0.788	0.800	0.812	V
$I_{VOSENSE1, 2}$	Feedback Current	(Note 4)		-5	-50	nA
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 3.6V$ to 30V (Note 4)		0.002	0.02	%/V
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 0.7V Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 2.0V	●	0.1	0.5	%
$g_{m1, 2}$	Transconductance Amplifier g_m	$I_{TH1, 2} = 1.2V$; Sink/Source 5 μ A; (Note 4)		1.3		mmho
$g_{mGBW1, 2}$	Transconductance Amplifier GBW	$I_{TH1, 2} = 1.2V$; (Note 4)		3		MHz
I_Q	Input DC Supply Current	(Note 5) EXTV _{CC} Tied to V_{OUT1} ; $V_{OUT1} = 5V$ $V_{RUN/SS1, 2} = 0V$, $V_{STBYMD} > 2V$ $V_{RUN/SS1, 2} = 0V$, $V_{STBYMD} = \text{Open}$		350		μ A
	Normal Mode			125		μ A
	Standby			20	35	μ A
	Shutdown					μ A
V_{FCB}	Forced Continuous Threshold		● 0.76	0.800	0.84	V
I_{FCB}	Forced Continuous Pin Current	$V_{FCB} = 0.85V$	-0.30	-0.18	-0.1	μ A
$V_{BINHIBIT}$	Burst Inhibit (Constant Frequency) Threshold	Measured at FCB pin		4.3	4.8	V
UVLO	Undervoltage Lockout	V_{IN} Ramping Down	●	3.5	4	V
V_{OVL}	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at $V_{OSENSE1, 2}$	● 0.84	0.86	0.88	V
I_{SENSE}	Sense Pins Total Source Current	(Each Channel); $V_{SENSE1-, 2-} = V_{SENSE1+, 2+} = 0V$	-90	-60		μ A
$V_{STBYMD MS}$	Master Shutdown Threshold	V_{STBYMD} Ramping Down	0.4	0.6		V

3707f

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。別途注記されない限り、 $V_{IN} = 15V$ 、 $V_{RUN/SS1, 2} = 5V$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
V_{STBYMD} KA	Keep-Alive Power On-Threshold	V_{STBYMD} Ramping Up, $RUN_{SS1, 2} = 0V$		1.5	2	V
DF_{MAX}	Maximum Duty Factor	In Dropout	98	99.4		%
$I_{RUN/SS1, 2}$	Soft-Start Charge Current	$V_{RUN/SS1, 2} = 1.9V$	0.5	1.2		μA
$V_{RUN/SS1, 2}$ ON	RUN/SS Pin ON Threshold	$V_{RUN/SS1}$, $V_{RUN/SS2}$ Rising	1.0	1.5	2.0	V
$V_{RUN/SS1, 2}$ LT	RUN/SS Pin Latchoff Arming Threshold	$V_{RUN/SS1}$, $V_{RUN/SS2}$ Rising from 3V		4.1	4.75	V
$I_{SCL1, 2}$	RUN/SS Discharge Current	Soft Short Condition $V_{OSENSE1, 2} = 0.5V$; $V_{RUN/SS1, 2} = 4.5V$	0.5	2	4	μA
I_{SDLHO}	Shutdown Latch Disable Current	$V_{OSENSE1, 2} = 0.5V$		1.6	5	μA
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{OSENSE1, 2} = 0.7V$, $V_{SENSE1-, 2-} = 5V$	65 62	75 75	85 88	mV mV
$TG1, 2$ t_r	TG Transition Time: Rise Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300pF$		60	110	ns
$TG1, 2$ t_f	TG Transition Time: Fall Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		60	110	ns
$BG1, 2$ t_r	BG Transition Time: Rise Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300pF$		50	110	ns
$BG1, 2$ t_f	BG Transition Time: Fall Time	$C_{LOAD} = 3300pF$		50	100	ns
TG/BG t_{1D}	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300pF$ Each Driver		80		ns
BG/TG t_{2D}	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300pF$ Each Driver		80		ns
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	Tested with a Square Wave (Note 7)		180		ns
INTV_{CC} Linear Regulator						
V_{INTVCC}	Internal V_{CC} Voltage	$6V < V_{IN} < 30V$, $V_{EXTVCC} = 4V$	4.8	5.0	5.2	V
V_{LDO} INT	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0$ to 20mA, $V_{EXTVCC} = 4V$		0.2	2.0	%
V_{LDO} EXT	EXTV _{CC} Voltage Drop	$I_{CC} = 20mA$, $V_{EXTVCC} = 5V$		100	200	mV
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	$I_{CC} = 20mA$, EXTV _{CC} Ramping Positive	4.5	4.7		V
V_{LDOHYS}	EXTV _{CC} Hysteresis			0.2		V
Oscillator						
f_{OSC}	Oscillator frequency	$V_{FREQSET} = \text{Open}$ (Note 8)	190	220	250	kHz
f_{LOW}	Lowest Frequency	$V_{FREQSET} = 0V$	120	140	160	kHz
f_{HIGH}	Highest Frequency	$V_{FREQSET} = 2.4V$	280	310	360	kHz
$I_{FREQSET}$	FREQSET Input Current	$V_{FREQSET} = 0V$		-2	-1	μA
3.3V Linear Regulator						
$V_{3.3OUT}$	3.3V Regulator Output Voltage	No Load	3.20	3.35	3.45	V
$V_{3.3IL}$	3.3V Regulator Load Regulation	$I_{3.3} = 0$ to 10mA		0.5	2	%
$V_{3.3VL}$	3.3V Regulator Line Regulation	$6V < V_{IN} < 30V$		0.05	0.2	%
PGOOD Output						
V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2mA$		0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5V$			1	μA
V_{PG}	PGOOD Trip Level, Either Controller	V_{OSENSE} Respect to Set Output Voltage V_{OSENSE} Ramping Negative V_{OSENSE} Ramping Positive	-6 6	-7.5 7.5	-9.5 9.5	% %

電気的特性

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: LTC3707E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 3: 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。

$$LTC3707E_{GN} = T_J = T_A + (P_D \cdot 85^\circ C/W)$$

Note 4: LTC3707は帰還ループを使って $V_{ITH1,2}$ を規定電圧にサーボ制御し、そのときの $V_{OSENSE1,2}$ を測定してテストされている。

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作時消費電流は高くなる。アプリケーション情報を参照。

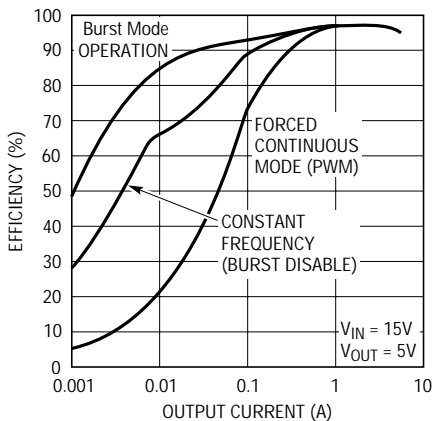
Note 6: 立上りおよび立下り時間は、10%と90%のレベルを使用して測定する。遅延時間は50%レベルを使用して測定する。

Note 7: 最小オン時間条件は、 I_{MAX} の40%以上のインダクタのピーク・トゥ・ピーク・リップル電流で規定される(アプリケーション情報セクションの「最小オン時間の検討」を参照)。

Note 8: $V_{FREQSET}$ ピンは、内部で高抵抗を通して1.19Vリファレンスに接続されている。

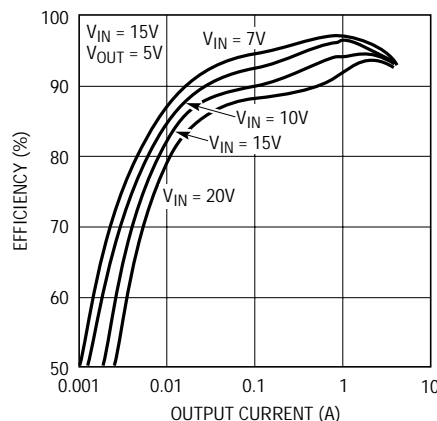
標準的性能特性

効率と出力電流およびモード (図13)



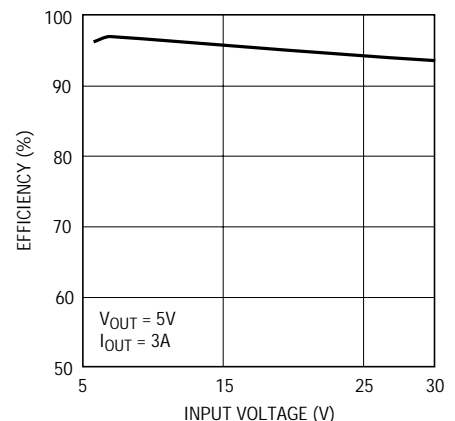
3707 G01

効率と出力電流 (図13)



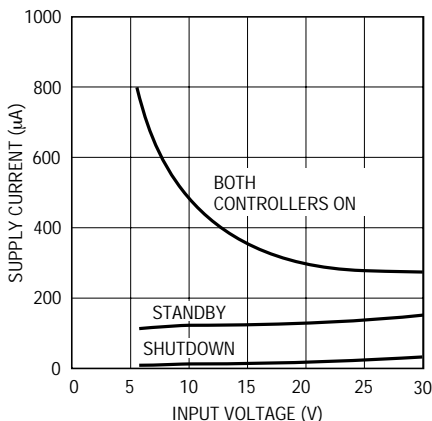
3707 G02

効率と入力電圧 (図13)



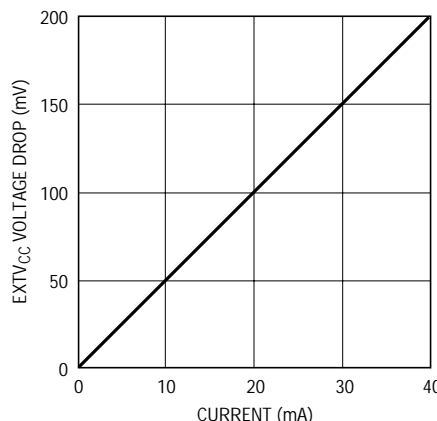
3707 G03

電源電流と入力電圧およびモード (図13)



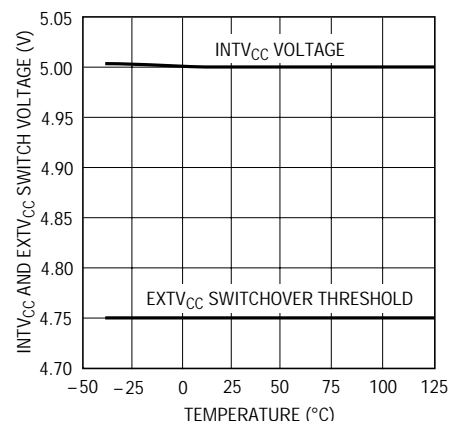
3707 G04

EXTV_{CC} 電圧降下



3707 G05

INTV_{CC}およびEXTV_{CC}のスイッチ電圧と温度

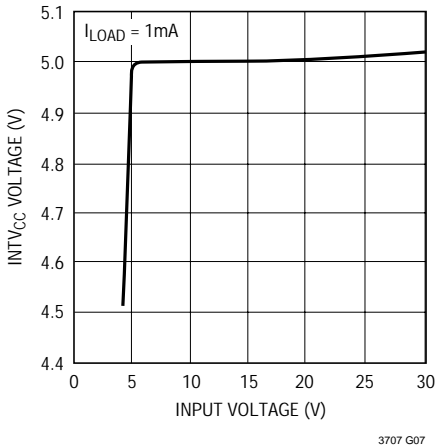


3707 G06

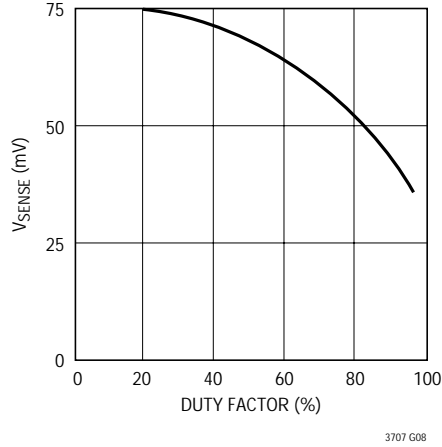
3707f

標準的性能特性

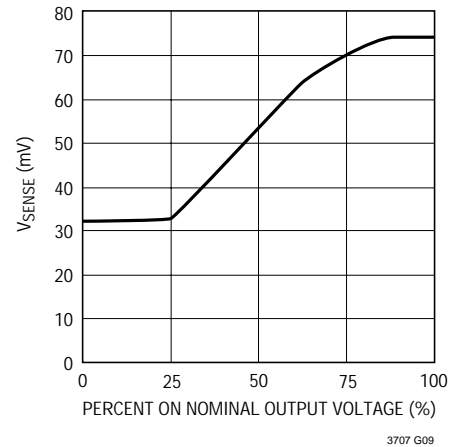
内部5V LDOライン・レギュレーション



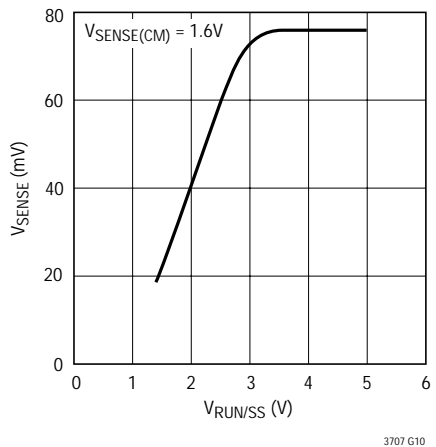
最大電流センス・スレッシュォルドとデューティ・ファクタ



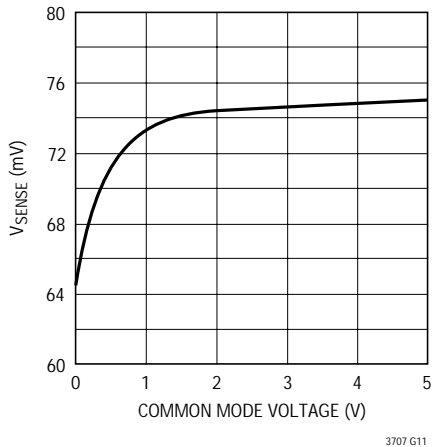
最大電流センス・スレッシュォルドと公称出力電圧のパーセント (フォールドバック)



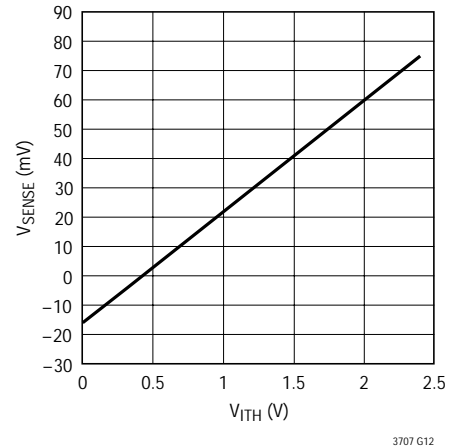
最大電流センス・スレッシュォルドとV_RUN/SS (ソフトスタート)



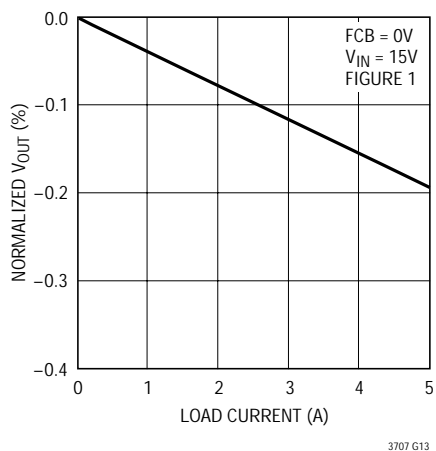
最大電流センス・スレッシュォルドとセンス同相電圧



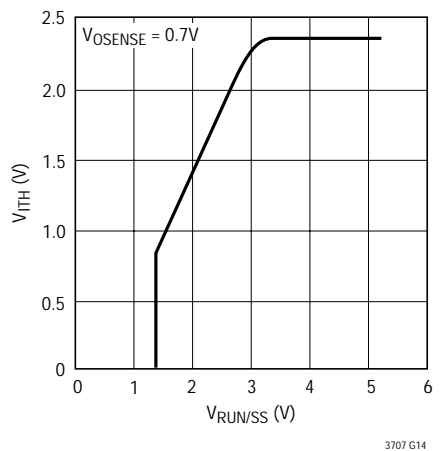
電流センス・スレッシュォルドとI_TH電圧



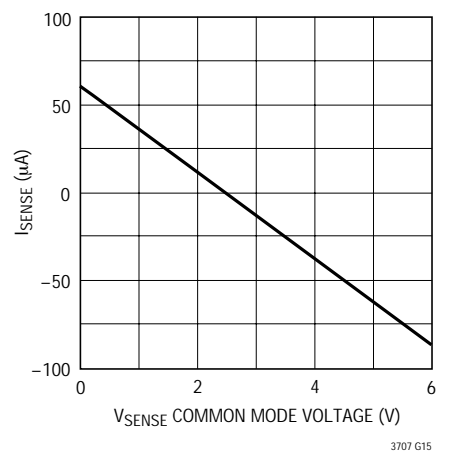
ロード・レギュレーション



V_I THとV_RUN/SS

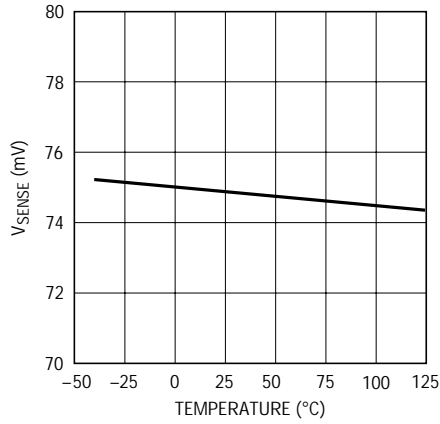


SENSEピンと全ソース電流



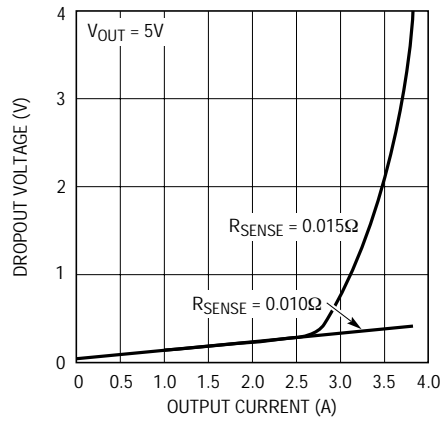
標準的性能特性

最大電流センス・スレッシュホールドと温度



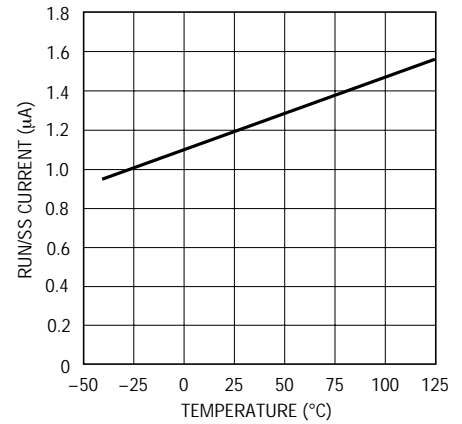
3707 G17

ドロップアウト電圧と出力電流 (図13)



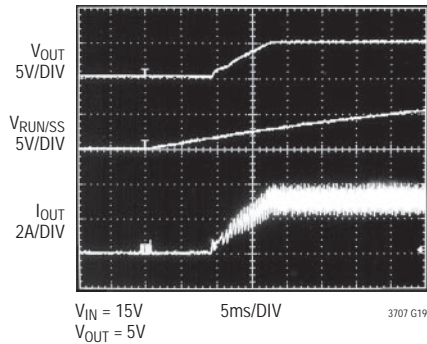
3707 G18

RUN/SS電流と温度



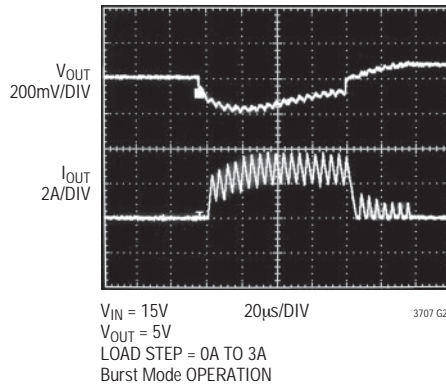
3707 G25

ソフトスタートアップ(図13)



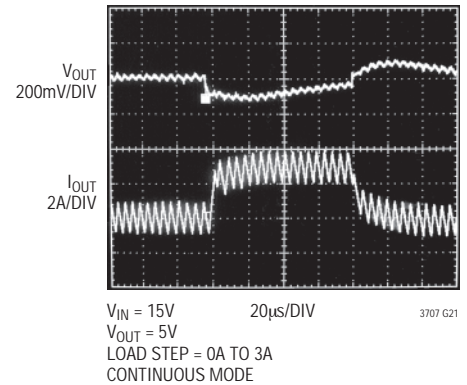
3707 G19

負荷ステップ(図13)



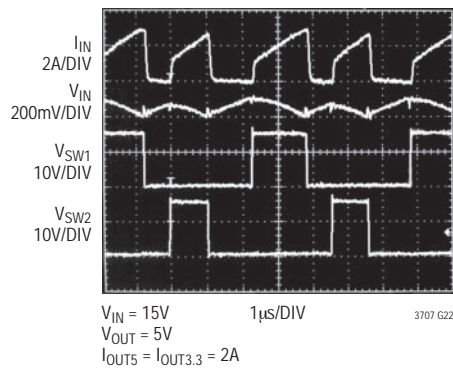
3707 G20

負荷ステップ(図13)



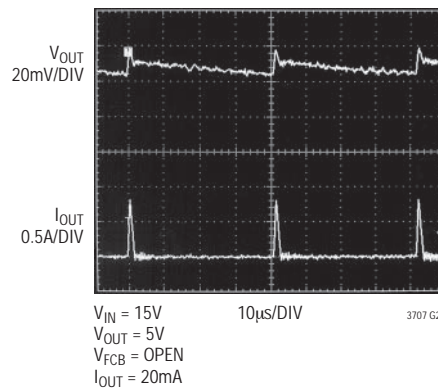
3707 G21

入力ソース/コンデンサ瞬時電流(図13)



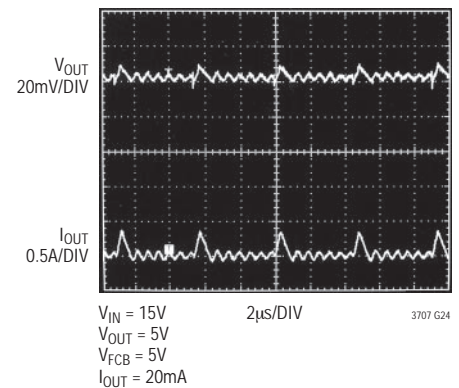
3707 G22

バースト・モード動作(図13)



3707 G23

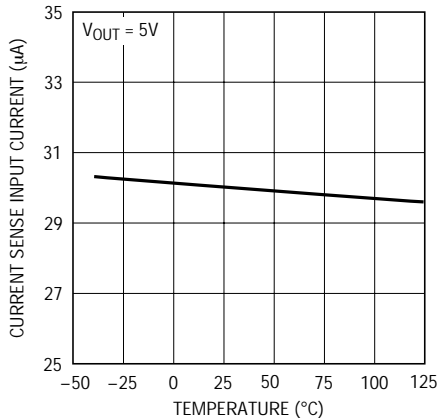
固定周波数(バースト・モードは禁止)動作(図13)



3707 G24

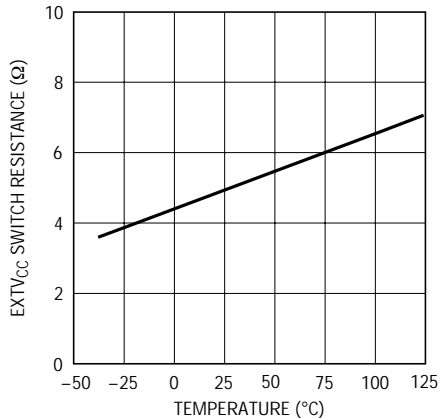
標準的性能特性

電流センス・ピン入力電流と温度



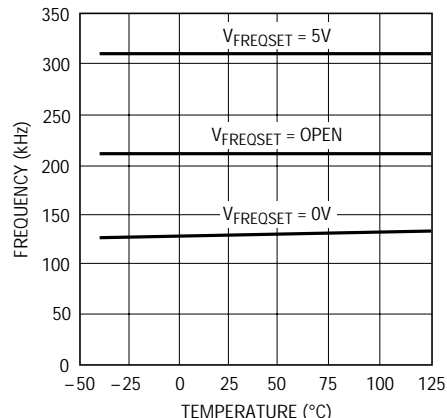
3707 G26

EXTV_{CC}スイッチ抵抗と温度



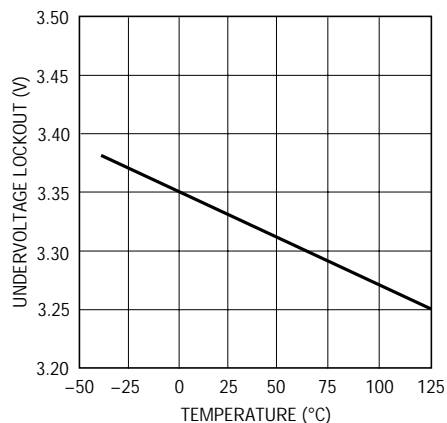
3707 G27

発振器周波数と温度



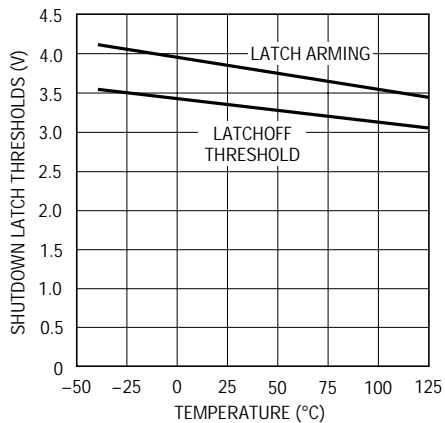
3707 G28

低電圧ロックアウトと温度



3707 G29

シャットダウン・ラッチ・スレッシュホールドと温度



3707 G30

ピン機能

RUN/SS1、RUN/SS2 (ピン1、15) : ソフトスタート制御入力、実行制御入力、および短絡検出タイマの組合せ。これらの各ピンからグランドに接続したコンデンサで、最大出力電流に達するまでのランプ時間を設定します。これらのピンのいずれかを1.0Vより下に下げると、ICは該当するコントローラに必要な回路をシャット・ダウンします。アプリケーション情報セクションで説明されているように、ラッチオフ過電流保護もこのピンで起動されます。

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (ピン2、14) : 差動電流コンパレータの(+)入力。I_{TH}ピンの電圧および、R_{SENSE}の両端に接続されたSENSE⁻ピンとSENSE⁺ピン間の制御されたオフセットによって、電流トリップ・スレッシュホールドが設定されます。

SENSE1⁻、SENSE2⁻ (ピン3、13) : 差動電流コンパレータの(-)入力。

V_{OSENSE1}、V_{OSENSE2} (ピン4、12) : 出力に接続された外部抵抗分割器から、各コントローラのリモート・センス帰還電圧を受け取ります。

FREQSET (ピン5) : 発振器への周波数制御入力。このピンは、オープンにするか、接地するか、INTV_{CC}へ接続するか、あるいは外部電圧源でドライブすることができません。このピンは外部位相検出回路と組み合わせて、真のフェーズロック・ループを構成することも可能です。

STBYMD (ピン6) : コントローラがシャットダウンするときにアクティブのままにしておく回路を決定し、または両方のコントローラをシャット・ダウンするための共通制御点を提供する制御ピン。詳細は「動作」のセクションを参照してください。

FCB (ピン7) : 強制連続制御入力。この入力は第1コントローラ(または両方のコントローラ。これはFLT_{CPL}ピンの状態による - 「ピン機能」を参照)に作用し、通常は2次巻線を安定化するために使用します。このピンを0.8Vより下に引き下げると、第1コントローラと(オプションによっては)第2コントローラの連続同期動作が強制されません。このピンはフロート状態にしないでください。

I_{TH1}、I_{TH2} (ピン8、11) : 誤差アンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償ポイント。対応する各チャネルの電流コンパレータのトリップ点は、この制御電圧に応じて増加します。

SGND (ピン9) : 両方のコントローラに共通の小信号用グランド。C_{OUT}コンデンサの(-)共通端子への大電流グランドとは別に配線しなければなりません。

3.3V_{OUT} (ピン10) : ピーク電流が50mAの10mA DCを供給可能なリニア・レギュレータの出力。

PGND (ピン20) : ドライバの電源グランド。ボトム(同期)NチャネルMOSFETのソースとショットキ整流器のアノード、およびC_{IN}の(-)端子に接続します。

INTV_{CC} (ピン21) : 内部の低ドロップアウト5Vリニア・レギュレータおよびEXTV_{CC}スイッチの出力。ドライバと制御回路にはこの電圧源から電力が供給されます。最小4.7μFのタンタル・コンデンサまたは他の低ESRコンデンサを使用して、電源グランドにデカップリングする必要があります。INTV_{CC}レギュレータのスタンバイ機能は、STBYMDピンによって決まります。

EXTV_{CC} (ピン22) : INTV_{CC}に接続された内部スイッチへの外部電源入力。EXTV_{CC}が4.7Vを超えると、このスイッチが閉じ、内部の低ドロップアウト・レギュレータをバイパスしてV_{CC}電源を接続します。アプリケーション・セクションの「EXTV_{CC}の接続」を参照してください。このピンの電圧が7Vを超えてはなりません。

BG1、BG2 (ピン23、19) : ボトム(同期)NチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらのピンの電圧振幅はグランドからINTV_{CC}までです。

V_{IN} (ピン24) : 主電源ピン。このピンと信号グランド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続してください。

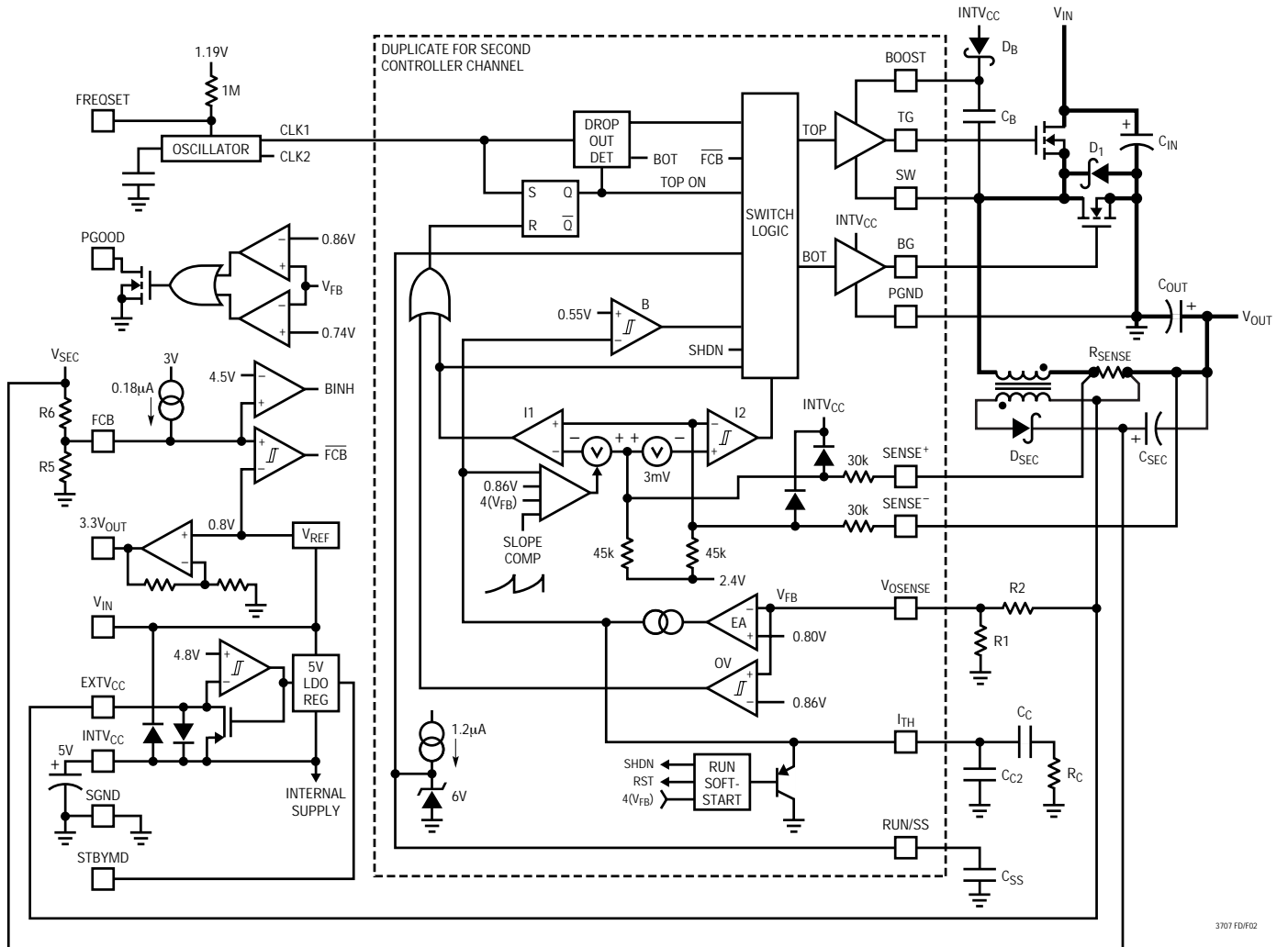
BOOST1、BOOST2 (ピン25、18) : 上側のフローティング・ドライバへのブートストラップされた電源。コンデンサがブースト・ピンとスイッチ・ピン間に接続され、ショットキ・ダイオードがブースト・ピンとINTV_{CC}ピン間に接続されます。ブースト・ピンの電圧振幅は、INTV_{CC}から(V_{IN} + INTV_{CC})までです。

SW1、SW2 (ピン26、17) : インダクタへのスイッチ・ノードの接続。これらのピンの電圧振幅は、(外部)ショットキ・ダイオードの電圧降下分だけグランドより低い電圧からV_{IN}までです。

TG1、TG2 (ピン27、16) : トップNチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらは、スイッチ・ノード電圧SWに重畳された(INTV_{CC} - 0.5V)に等しい電圧振幅を持つフローティング・ドライバの出力です。

PGOOD (ピン28) : オープンドレインのロジック出力。どちらかのV_{OSENSE}ピンの電圧が設定値の±7.5%以内にならないときには、PGOODはグランド・レベルになります。

機能図



3707 FDF02

図2

動作 (機能図を参照)

メイン制御ループ

LTC3707は2つのコントローラ・チャネルが180度の位相差で動作する固定周波数、電流モード降圧アーキテクチャを採用しています。通常動作時は、そのチャネルのクロックがRSラッチをセットすると各トップMOSFETがターンオンし、メイン電流コンパレータ I_1 がRSラッチをリセットするとターンオフします。ピーク・インダクタ電流(そこに達すると I_1 がRSラッチをリセットする)は I_{TH} ピンの電圧によって制御されます。 I_{TH} ピンは各誤差アンプEAの出力です。 V_{OSENSE} 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。負荷電流が増加すると、0.8Vリファレンスに対して V_{OSENSE} がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新たな負荷電流と一致するまで I_{TH} 電圧が上昇します。トップMOSFETがターンオフした後、インダクタ電流が逆流し始めて電流コンパレータ I_2 がそれを検出するまで、あるいは次のサイクルが始まるまでボトムMOSFETがターンオンします。

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 C_B からバイアスされます。このコンデンサ C_B はトップMOSFETがターンオフしているとき、通常、外付けダイオードを通して各オフ・サイクル中に再充電されます。 V_{IN} が V_{OUT} に近い電圧にまで低下してくると、ループがドロップアウトに入り、トップMOSFETを連続してターンオンしようとする場合があります。ドロップアウト・ディテクタがこれを検出し、トップMOSFETを10サイクルごとに約500ns間ターンオフして、 C_B の再充電を可能にします。

RUN/SSピンを“L”にするとメイン制御ループはシャットダウンされます。RUN/SSを解放すると、内部1.2 μ A電流源がソフトスタート・コンデンサ C_{SS} を充電します。 C_{SS} が1.5Vに達すると、メイン制御ループは最大値の約30%にクランプされた I_{TH} 電圧でイネーブルされます。 C_{SS} が引き続き充電されると、 I_{TH} ピンの電圧が徐々に解放され、通常の全電流動作が可能になります。RUN/SS1とRUN/SS2の両方が“L”のときはLTC3707コントローラの全機能がシャットダウンされ、STBYMDピンによって5Vと3.3Vのスタンバイ・レギュレータがアクティブ状態を維持するかどうかが決まります。

低電流動作

FCBピンは多機能ピンで2つの機能を備えています。1) 両方のコントローラに対して連続PWM動作を一時的に強制することにより、2次巻線を制御するアナログ入力と、2)低電流動作の2つのモードのどちらかを選択するためのロジック入力です。FCBピンの電圧が0.800Vより低いとき、コントローラは連続PWM電流モード動作を強制します。このモードでは、トップMOSFETおよびボトムMOSFETは、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に交互にターンオンします。FCBピンが $(V_{INTVCC} - 2V)$ より低い、0.80Vよりは高いとき、コントローラはバースト・モード動作に入ります。バースト・モード動作では、トップ・スイッチがディスエーブルされる前の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MOSFETがターンオフします。この要求条件の組合せにより、低電流では I_{TH} ピンがスレッシュホールド電圧以下に強制され、出力電圧が低下するまで一時的に両方の出力MOSFET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Bには60mVのヒステリシスがあります。このヒステリシスはMOSFETへの出力信号を生成し、この信号によってMOSFETを数サイクルの間ターンオンします。この後に、負荷電流に応じて変わる「スリープ」期間が続きます。これによって生じる出力電圧リップルは、誤差アンプの利得ブロックの後にヒステリシスを持つコンパレータを配置すれば、非常に小さな値に抑えられます。

固定周波数動作

FCBピンを $INTV_{CC}$ に接続するとバースト・モード動作がディスエーブルされ、強制された最小出力電流条件が取り除かれます。これにより、可能なかぎり最も広い出力電流範囲で固定周波数の、(インダクタ電流の逆流を防止する)不連続電流動作を提供します。この固定周波数動作は、バースト・モード動作ほど効率的ではありませんが、設計した最大出力電流の約1%まで低ノイズ固定周波数動作モードを提供します。 V_{IN} ピンに電圧を加える前にFCBピンに電圧を加えないでください。

動作 (機能図を参照)

連続電流 (PWM) 動作

FCBピンをグラウンドに接続すると、連続電流動作が強制されます。これは最も非効率な動作モードですが、アプリケーションによっては望ましい場合があります。このモードで出力は電流をソースまたはシンクすることができます。強制連続動作中に電流をシンクするときには、電流はメイン電源に押し戻され、入力電源が危険な電圧レベルに上昇する可能性がありますので注意してください!

周波数設定

FREQSETピンにより、内部発振器の周波数を約140kHz ~ 310kHzの範囲で調整することができます。この入力には、内部抵抗を通して1.19Vリファレンスにバイアスされており、発振器周波数を約220kHzに設定します。このピンを外部のACまたはDC信号源からドライブして、発振器の瞬時周波数を制御することができます。V_{IN}ピンに電圧を加える前にFREQSETピンに電圧を加えないでください。

INTV_{CC}/EXTV_{CC}電源

トップとボトムMOSFETドライバおよび他の大部分の内部回路の電源はINTV_{CC}ピンから供給されます。EXTV_{CC}ピンを開放しておく、内部5V低ドロップアウト・リニア・レギュレータがINTV_{CC}に電力を供給します。EXTV_{CC}が4.7Vを超えると5Vレギュレータがターンオフし、内部スイッチがターンオンしてEXTV_{CC}をINTV_{CC}に接続します。これによって、「アプリケーション情報」で説明されているように、レギュレータ自身または2次巻線の出力などの高効率外部ソースからINTV_{CC}の電力を得ることができます。

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IC内部の共通回路を制御します。STBYMDピンをグラウンドにすると、両方のコントローラのRUN/SSピンはグラウンドに引き下げられ、両方のコントローラをシャットダウンする単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と、内部のRUN/SS電流がイネーブルされ、RUN/SSコンデンサを充電して、どちらのコントローラもターンオンして必要な共通内部バイアスを起動します。STBYMDピンを2Vより高くすると、2つのスイッチング・レギュレータ・コントローラのRUN/SSピンの状態に関係なく、両方の内部リニア・

レギュレータがターンオンし、「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電位に接続されていない場合は、小容量のコンデンサ(0.01μF)でグラウンドにデカップリングします。

出力過電圧保護

過電圧コンパレータOVは、過渡オーバーシュート(7.5%以上)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。この場合、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETはターンオフしており、ボトムMOSFETはターンオンしていません。

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。両方の出力が帰還抵抗分割器で決まる公称出力レベルの±7.5%以内でない場合、MOSFETがターンオンし、このピンを“L”にします。両方の出力が±7.5%の要求条件に適合すると、MOSFETが10μs以内にターンオフするので、外部抵抗を使って、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。

フォールドバック電流、短絡検出、および短絡ラッチオフ

最初にRUN/SSコンデンサを使って各スイッチング・レギュレータの突入電流を制限します。コントローラが起動し、十分時間が経過して出力コンデンサが充電し、全負荷電流を供給するようになると、RUN/SSは短絡タイムアウト回路で使用されます。出力電圧が公称出力電圧の70%以下に低下すると、出力が過電流または短絡状態であると想定して、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、4.2Vで5μA以上のプルアップをRUN/SSピンに与え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、過電流または短絡時のRUN/SSコンデンサの正味放電も防ぎます。出力電圧が公称レベルの70%以下になると、短絡ラッチオフ回路がイネーブルされているかどうかに関係なく、フォールドバック電流制限がアクティブになります。

動作 (機能図を参照)

短絡状態のとき短絡ラッチオフ回路がイネーブルされていなくても、内部電流フォールドバックにより供給される出力電流は低くて安全であり、さらに電流モード・スイッチング・レギュレータは本質的に効率が高いため、実際に消費される電力はわずかです。

2フェーズ動作の理論と利点

LTC1628とLTC3707は2フェーズ動作の大きな利点を携帯用アプリケーションにもたらす最初のデュアル高効率DC/DCコントローラです。ノート・パソコン、PDA、携帯端末、および自動車用エレクトロニクスは、入力フィルタリング条件の緩和、電磁干渉 (EMI) の低減、効率向上など、あらゆる点で2フェーズ動作がもたらす恩恵を受けます。

なぜ2フェーズ動作が必要なのでしょう？ LTC1628が登場するまで、固定周波数デュアル・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。これは両方のスイッチが同時にターンオンするので、入力コンデンサおよびバッテリーから、片方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。これらの大振幅電流パルスによって、入力コンデンサから流れる総RMS電流が増大し、より高価な入力コンデンサが必要になるとともに、入力コンデンサとバッテリーのEMIと損失が両方増大します。

2フェーズ動作により、このデュアル・スイッチング・レギュレータの2つのチャンネルは、180度の逆位相で動作します。これにより、スイッチを流れる電流パルスを効果的に交互に差しはさむので、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、より廉価な入力コンデンサを使用できるようになり、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LTC3707の入力波形の比較を図3に示します。この条件における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に低減されます。入力リップル電圧の低下は入力パワー・パスの電力損失の減少も意味します。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、保護回路などが含まれます。入力の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。

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} (デューティ・サイクル = V_{OUT}/V_{IN}) に依存します。

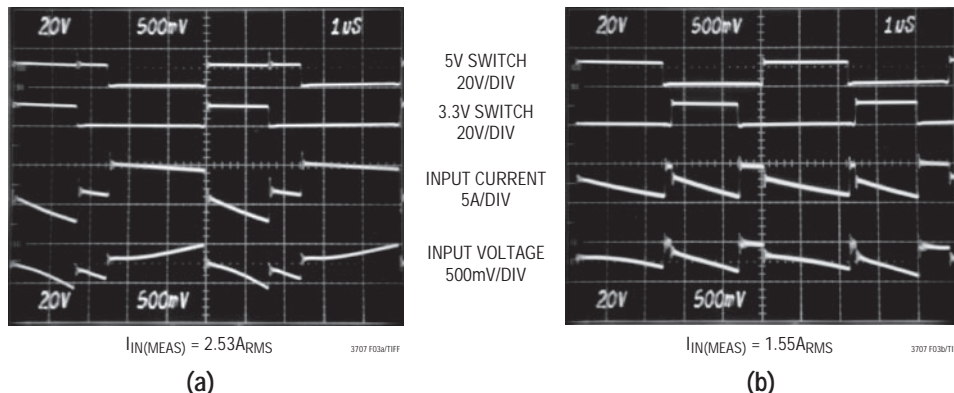


図3 . 12Vから5V/3Aおよび3.3V/3Aに変換するデュアル・スイッチング・レギュレータの1フェーズ動作(a)と2フェーズ動作(b)を比較した入力波形。2フェーズ・レギュレータLTC1628での入力リップルの減少により、廉価な入力コンデンサが使用可能となり、EMIに対するシールド条件が緩和され効率が改善する。

動作 (機能図を参照)

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4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コンデンサの条件が、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。

最後の質問：デュアル・スイッチング・レギュレータの1フェーズ動作に較べて2フェーズ動作にはこのような利点があるとすれば、なぜもっと早く実現されなかったのか？その答えは、コンセプトは簡単ですが、実装するのは困難だからです。固定周波数電流モード・スイッチング・レギュレータには、50%以上のデューティ・サイクルで各レギュレータを安定動作させるために、発振器からの「スロープ補償」信号が必要です。1フェーズのデュアル・スイッチング・レギュレータでこの信号を得るのは比較的簡単ですが、2フェーズ動作では新しい独自の手法を開発する必要がありました。さらに、2フェーズ

動作では片方のスイッチの過渡現象が他方のチャンネルの動作を妨げる可能性があるため、2チャンネル間の分離がさらに重要になります。

LTC1628とLTC3707はこれらのハードルが乗り越えられた証です。この新型デバイスは、携帯用エレクトロニクスに必要な、絶えず数が増え続ける高効率電源に対して、他にない利点を提供します。

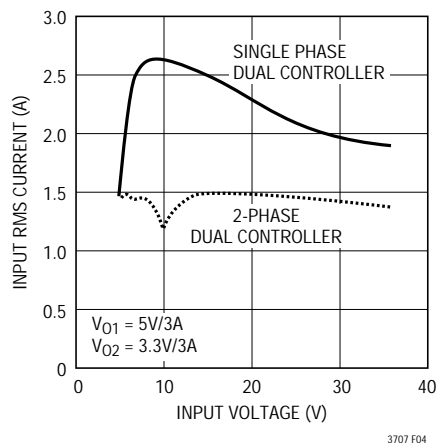


図4. RMS入力電流の比較

アプリケーション情報

最初のページの図1はLTC3707の基本的なアプリケーション回路です。外付け部品の選択は負荷条件に基づいておこない、 R_{SENSE} とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETとD1を選択します。最後に C_{IN} と C_{OUT} を選択します。図1に示す回路は最大28V(外付けMOSFETによって制限される)の入力電圧で動作するように構成できます。

出力電流に対応した R_{SENSE} の選択

R_{SENSE} は必要な出力電流に基づいて選択します。LTC3707の電流コンパレータの最大スレッショルドは $75\text{mV}/R_{SENSE}$ で、同相入力範囲はSGNDから $1.1(\text{INTV}_{CC})$ までです。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・ツー・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。

LTC3707および外付け部品の値のばらつきに対して余裕をもたせると、次式のようになります。

$$R_{SENSE} = \frac{50\text{mV}}{I_{MAX}}$$

非常に低いドロップアウト条件でコントローラを使用すると、デューティ・ファクタ50%以上で動作中の降圧レギュレータの安定性基準に適合するため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。この動作デューティ・ファクタに依存するピーク出力電流レベルの低下を推定するための特性曲線が与えられています。

動作周波数の選択

LTC3707は固定周波数アーキテクチャを採用し、周波数は内部発振器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、固定電流とFREQSET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。

FREQSETピンに加えられた電圧と周波数のグラフを図5に示します。

アプリケーション情報

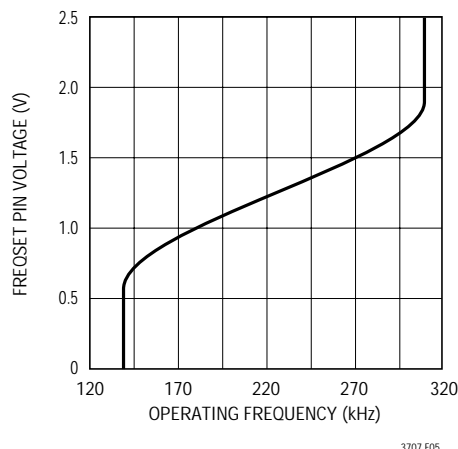


図5 . FREQSETピンの電圧と周波数

動作周波数が増加するにつれ、ゲート電荷による損失が増えて効率が下がります(「効率の検討事項」を参照)。最大スイッチング周波数は約310kHzです。

インダクタ値の計算

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。そうであれば、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、次式で示す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。

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

大きな ΔI_L の値が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。入力電圧が最大ときに ΔI_L が最大になることを忘れないでください。

インダクタの値も2次的な影響を与えます。バースト・モード動作への移行は、必要な平均インダクタ電流によ

り、ピーク電流が R_{SENSE} によって決まる電流リミットの25%下に達すると開始されます。インダクタ値を低くする(ΔI_L を高くする)と、低負荷電流時にこれが発生し、低電流動作時の上方の範囲の効率が低下する可能性があります。バースト・モード動作では、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の値が分かったら、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、Molypermalloy、あるいはKool M μ ®のコアを使わざるをえません。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスによって大きく異なります。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。残念ながら、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銅損失が増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて低く、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・コアの材質は極度に飽和します。すなわち、最大設計ピーク電流を超えると、インダクタンスが急激に消滅します。その結果、インダクタのリップル電流が急増し、出力電圧リップルが増加します。コアは絶対に飽和させないでください。

Molypermalloy(Magnetics, Inc.製)は、トロイドに最適な低損失コア材料ですが、フェライトよりも高価です。Magnetics, Inc.製で経済的なものがKool M μ です。トロイドは特に多層巻線が使用できるときに、空間効率が非常に高くなります。一般に、これらにはボビンがなく実装が困難です。ただし、表面実装用の製品が入手でき、高さもそれほどではありません。

パワーMOSFET およびD1の選択

LTC3707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。トップ(メイン)スイッチ用に1個のNチャンネルMOSFET、およびボトム(同期)スイッチ用に1個のNチャンネルMOSFETです。

ピーク・ツー・ピークのドライブ・レベルは、 $INTV_{CC}$ 電圧で設定されます。この電圧は起動時に標準5Vです(「EXTV $_{CC}$ ピンの接続」を参照)。

Kool M μ はMagnetics, Inc.の登録商標です。

アプリケーション情報

したがって、大部分のアプリケーションではロジック・レベル・スレッシュヨルドMOSFET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ヨルドの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。ほとんどのロジック・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 $R_{DS(ON)}$ 、伝達容量 C_{RSS} 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。LTC3707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・サイクルは次式で与えられます。

$$\text{Main Switch Duty Cycle} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

$$\text{Synchronous Switch Duty Cycle} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}}$$

最大出力電流でのMOSFETの消費電力は次式で与えられます。

$$P_{\text{MAIN}} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{DS(ON)} + k (V_{IN})^2 (I_{\text{MAX}}) (C_{RSS}) (f)$$

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

ここで、 δ は $R_{DS(ON)}$ の温度係数、 k はゲート・ドライブ電流に反比例する定数です。

I^2R 損失の項は2つのMOSFETに共通していますが、トップサイドのNチャネルの式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧が高いときに最も高くなります。 $V_{IN} < 20V$ では、高電流時の効率は一般に大型MOSFETを使用すると向上しますが、 $V_{IN} > 20V$ では遷移損失が急激に上昇して、低 C_{RSS} /高 $R_{DS(ON)}$ のデバイスを使用する方が実際には高い効率が実現されるポイントにまで達しません。同期MOSFETの損失は、トップ・スイッチのデューティ・ファクタが低い高入力電圧時、または同期スイッチが周期の100%近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

あるMOSFETに対する $(1 + \delta)$ は、一般に正規化 $R_{DS(ON)}$ 対温度曲線から得られますが、低電圧のMOSFETの近似値として $\delta = 0.005/$ を使用することができます。 C_{RSS} は通常MOSFETの特性で規定されています。定数 $k = 1.7$ を用いて、メイン・スイッチの消費電力式の2つの項の影響を推定することができます。

図1に示すショットキ・ダイオードD1は、2つのパワーMOSFETの導通期間と導通期間の間のデッドタイム中にだけ導通します。これによって、ボトムMOSFETのボディ・ダイオードがデッドタイム中にターンオンして電荷を蓄積するのを防止するとともに、 V_{IN} が高いときに効率が3%ほど低下する原因となる逆回復時間を不要にします。1A~3Aのショットキは平均電流が比較的小さいため、両方の動作領域にとって一般に妥当な選択といえます。大きなダイオードは接合容量が大きいため、遷移損失が増加します。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

C_{IN} の選択は、マルチフェーズ・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電流に対するその影響によって単純化されます。ワースト・ケースRMS電流は、コントローラが片方だけ動作しているときに流れ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る出力電流を増やすと、入力RMSリップル電流が実際にはこの最大値から減少します(図4参照)。位相をずらせた手法では、1フェーズ電源ソリューションと比べて、入力コンデンサのRMSリップル電流が一般に30%~70%だけ減少します。

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。バッテリーのピーク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、20 μ F~40 μ Fが通常十分な値です。コンデンサのESRは、バッテリーの全体的効率だけでなく、コンデンサの電力消費にとって重要です。電力のすべて(RMSリップル電流・ESR)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。

アプリケーション情報

中程度の電圧 (20V ~ 35V) のセラミック・コンデンサ、タンタル・コンデンサ、OS-CON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は大きなインダクタンスではケースのサイズが大きくなり、表面実装の適用に制約があります。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。マルチフェーズ・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 ~ 50Wの電源に最適で、1個の22 μ Fまたは2 ~ 3個の10 μ Fで間に合います。セラミック・コンデンサの20Vでのキャパシタンスはゼロ・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のソース電流は、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実効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。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のとき最大値になります。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。多くの場合、コンデンサ製造業者のリップル電流定格は、わずかに2000時間の寿命時間によって規定されています。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に適合させるため、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。

LTC3707のマルチフェーズの利点は、電力の高い方のコ

ントローラに対する上式を使用し、次に両方のコントローラのチャンネル・スイッチ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には、入力コンデンサのESRを流れる電流パルスのインタリーブにより、全RMS電力損失が減少します。これが、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が、デュアル・コントローラの設計において適切である理由です。マルチフェーズ・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します。マルチフェーズ・デザインの全利点は、電源/バッテリーのソース・インピーダンスが効率テストに含まれている場合にだけ完全に把握されます。2つのトップMOSFETのドレインは互いに1cm以内に配置し、共通 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} に望ましくない電圧共振や電流共振を生じる可能性があります。

C_{OUT} は必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESR要求条件が満たされると、その容量はフィルタリングに対し十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式から求められます：

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

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ため、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も高くなります。以下のことを仮定すると、 $\Delta I_L = 0.3I_{OUT(MAX)}$ では、出力リップルは一般に最大 V_{IN} で50mVより小さくなります。

$$C_{OUT\text{ Recommended}} ESR < 2 R_{SENSE}$$

$$\text{and } C_{OUT} > 1/(8fR_{SENSE})$$

最初の条件は出力コンデンサのESRに流れ込むリップル電流に関係し、2番目の条件は出力電圧がリップル電流のために動作周波数の周期内に大きく放電しないことを保証します。小さな出力容量を選択すると、放電の項のためにリップル電圧が上昇しますが、これはESRが非常に低いコンデンサを使用して補償することができ、リップル電圧を50mV以下に抑えることができます。 I_{TH} ピンのOPTI-LOOPの補償部品を最適化すると、選択した出力コンデンサに関係なく、安定した高性能過渡応答を実現することができます。

アプリケーション情報

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、いくらか高価になります。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に適合させるために、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。特殊ポリマ表面実装コンデンサの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経済的な出力コンデンサとして利用でき、ループ帯域幅の高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ケース高さが2mm～4mmの表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPS、AVX TPSV、またはKEMET T510シリーズが最適です。リップル電流定格、温度、および長期信頼性を考慮しさえすれば、コスト重視のアプリケーションにアルミニウム電解コンデンサを使用することができます。標準的なアプリケーションでは、数個からさらに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、NECのNeocap、パナソニックのSP、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メーカーにお問い合わせください。

INTV_{CC}レギュレータ

内部Pチャネル低ドロップアウト・レギュレータは、V_{IN}電源ピンからINTV_{CC}ピンに5Vを生成します。INTV_{CC}はLTC3707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、または低ESRタイプの電解コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。INTV_{CC}ピンとPGND

ICピンに隣接して1μFセラミック・コンデンサを配置することを推奨します。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流を供給し、チャネル相互の影響を防止するのに十分なバイパスが必要です。

大型MOSFETが高周波でドライブされている高入力電圧アプリケーションでは、LTC3707の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。システムの電源電流は、通常、ゲート電荷電流によって支配されます。INTV_{CC}レギュレータおよび3.3Vリニア・レギュレータに追加される外部負荷も、消費電力計算の際に考慮する必要があります。総INTV_{CC}電流は、5V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}ピンに加えられる電圧が4.7V以下のときは、すべてのINTV_{CC}電流は内部5Vリニア・レギュレータによって供給されます。この場合のICの電力消費は最大になり(V_{IN}・I_{INTVCC})、全体の効率も最低になります。「効率の考察」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、「電気特性」の注2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、LTC3707のV_{IN}電流は、EXTV_{CC}ピンを使用していないとき、次に示すように、24Vの電源の場合24mA以下に制限されています。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (24\text{mA})(24\text{V})(95^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 125^{\circ}\text{C}$$

EXTV_{CC}入力ピンを使うと、接合部温度が次のように低下します。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (24\text{mA})(5\text{V})(95^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 81^{\circ}\text{C}$$

消費電力は内部3.3Vリニア・レギュレータから流れる追加電流を含めて計算します。最大接合部温度を超えないようにするには、最大V_{IN}で連続モードで動作しているときの入力供給電流をチェックする必要があります。

EXTV_{CC}の接続

LTC3707は、EXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間に接続された内部PチャネルMOSFETスイッチを内蔵しています。EXTV_{CC}に印加された電圧が4.7Vを超えると、内部レギュレータがターンオフし、スイッチが閉じて、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せん。EXTV_{CC}に印加される電圧が4.5Vを超えている限り、スイッチは閉じたままです。

アプリケーション情報

これにより、MOSFETドライバおよび制御回路の電源は通常動作中 ($4.7V < V_{OUT} < 7V$) は出力から供給し、出力が安定化されていないとき(始動時、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}ピンの間に外部ショットキ・ダイオードを追加できます。EXTV_{CC}ピンには7Vを超える電圧を印加しないでください。また、EXTV_{CC} < V_{IN}となるようにしてください。

ドライバ電流および制御電流によるV_{IN}電流は、(デューティ・サイクル)(効率)に比例するため、出力からINTV_{CC}に電源を供給すれば効率を大幅に改善できます。5Vレギュレータの場合、これはEXTV_{CC}ピンを直接V_{OUT}に接続できることを意味します。ただし、3.3Vレギュレータや他の低電圧レギュレータの場合、出力からINTV_{CC}電源を得るには追加回路が必要です。

以下、EXTV_{CC}に対して可能な4つの接続方法を示します。

1. EXTV_{CC}を開放する(または接地する)。こうすると、内部5V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最大10%ほど低下します。
2. EXTV_{CC}をV_{OUT}に直接接続する。これは5Vレギュレータでは通常の接続であり、効率が最も高くなります。
3. EXTV_{CC}を外部電源に接続する。5V~7Vの範囲の外部電源が利用でき、MOSFETゲート・ドライブ条件を満足させることができれば、これを使用してEXTV_{CC}に電力を供給することができます。

4. 出力から引き出した昇圧ネットワークにEXTV_{CC}を接続する。3.3Vレギュレータや他の低電圧レギュレータでは、4.7V以上に昇圧した出力から得られる電圧にEXTV_{CC}を接続すれば効率が改善されます。これは図6aに示す誘導性ブースト巻線、または図6bに示す容量性チャージポンプを使用すれば実現できます。チャージポンプには、磁気回路が単純になるという長所があります。

トップサイドMOSFETドライバ電源(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、機能図のコンデンサ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つをターンオンさせる際には、ドライバはそのMOSFETのゲート・ソース間にC_B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・スイッチがオンになります。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、ブースト電圧は次式のとおり入力電源より高くなります。 $V_{BOOST} = V_{IN} + V_{INTVCC}$ 。ブースト・コンデンサC_Bの値は、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・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。ゲート・ドライブ・レベルを調整するときの最終的な決定要因は、レギュレータの総入力電流です。変更した結果入力電流が減少すれば、効率が改善されています。入力電流に変化がなければ、効率にも変化がありません。

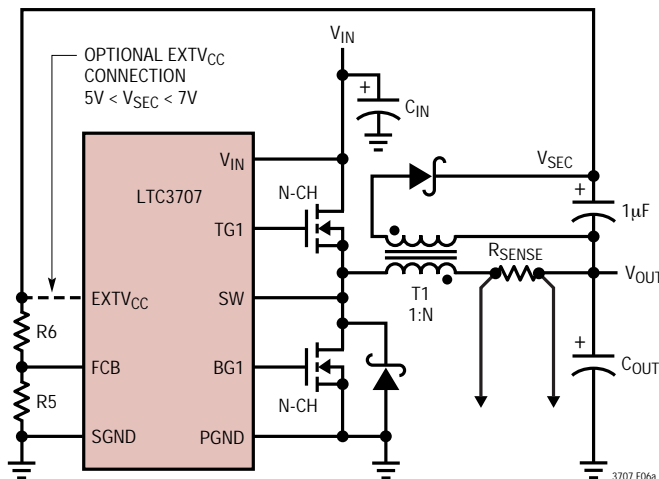


図6a . 補助出力ループとEXTV_{CC}の接続

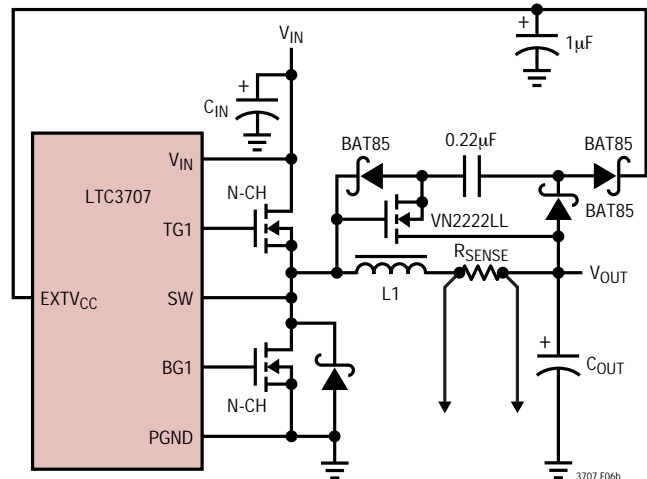


図6b . EXTV_{CC}の容量性チャージポンプ

3707f

アプリケーション情報

出力電圧

LTC3707の出力電圧はそれぞれ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、誤差アンプにより内蔵の高精度0.800V 電圧リファレンスと比較されます。出力電圧は次の式で与えられます。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

SENSE⁺ピン/SENSE⁻ピン

電流コンパレータ・センス・ピンの同相入力範囲は、0Vから(1.1)INTV_{CC}までです。この範囲の全域で連続リニア動作が保証されており、EXTV_{CC}に印加される電圧に応じて、0.8Vから7.7Vまでの出力電圧設定が可能です。機能図に示すとおり、差動NPN入力段が内部2.4Vソースから内部抵抗によってバイアスされています。これには、出力電圧に応じて、SENSEピンによる電流のソースまたはシンクが必要です。出力電圧が2.4Vより低いと、両方のセンス・ピンからメイン出力に電流が流れます。この出力は、電流コンパレータの負入力バイアス電流を補償するために、V_{OUT}抵抗分割器で容易にプリロードできます。センス・ピンの各ペアから流れる最大電流は以下のとおりです。

$$I_{SENSE^+} + I_{SENSE^-} = (2.4V - V_{OUT})/24k$$

V_{OSENSE}は0.8Vのリファレンス電圧にサーボ制御されるので、この電流を吸収するように図2のR1の最大値を選択することができます。

$$R1_{(MAX)} = 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right)$$

for V_{OUT} < 2.4V

1.8Vの出力電圧を安定化するには、R1の最大値は32Kにします。2.4Vを超える出力電圧の場合、センス電流を吸収するのに必要なR1の最大値はありません。ただし、R1は依然としてV_{OSENSE}帰還電流によって制限されています。

ソフトスタート/実行機能

RUN/SS1ピンとRUN/SS2ピンには複数の機能があり、ソフトスタート機能とLTC3707をシャット・ダウンする手段を提供します。ソフトスタートは、コントローラの(V_{ITH})に比例する電流制限を徐々に増加させることによって、入力電源のサージ電流を低減します。このピンは電源のシーケンス制御にも使用することができます。

内部の1.2μA電流ソースがC_{SS}コンデンサを充電します。RUN/SS1(RUN/SS2)の電圧が1.5Vに達すると、該当するコントローラは動作を開始できます。RUN/SSの電圧が1.5Vから3.0Vまで上昇するにつれ、内部電流制限も25mV/R_{SENSE}から75mV/R_{SENSE}まで上昇します。出力電流制限はゆっくり増加し、フル電流に達するにはさらに1.25s/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サージ電流が減少します。RUN/SSがグラウンドに引き下げられていると、起動前におよそ以下の遅延時間が経過します。

$$t_{DELAY} = \frac{1.5V}{1.2\mu A} C_{SS} = (1.25s / \mu F) C_{SS}$$

$$t_{RAMP} = \frac{3V - 1.5V}{1.2\mu A} C_{SS} = (1.25s / \mu F) C_{SS}$$

両方のRUN/SSピンを1V以下にするか、STBYMDピンを0.2V以下にすると、LTC3707は低電流シャットダウン(I_Q = 20μA)状態になります。図7に示すように、RUN/SSピンは直接ロジックでドライブ可能です。図7のダイオードD1によってスタート遅延は短くなりますが、C_{SS}をゆっくり上昇させるソフトスタート機能を実現できません。各RUN/SSピンは6Vのツェナー・クランプを内蔵しています(機能図を参照)。

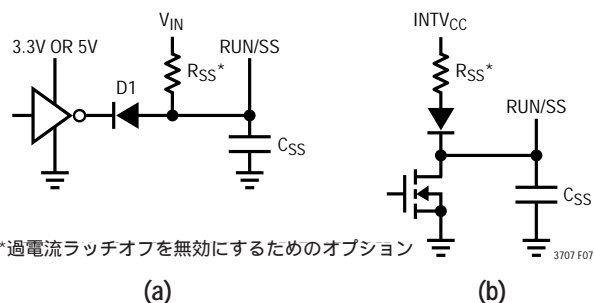


図7. RUN/SSピンのインタフェース

アプリケーション情報

フォールト状態：過電流ラッチオフ

RUN/SSピンは過電流状態を検出したときコントローラをラッチオフする機能も備えています。RUN/SSコンデンサ C_{SS} は、最初にコントローラをターンオンし、突入電流を制限するために使用されます。コントローラが起動し、出力コンデンサを充電するのに十分な時間が経過し、全負荷電流が提供されるようになると、RUN/SSコンデンサは短絡タイマとして使用されます。 C_{SS} が4.2Vに達した後レギュレータの出力電圧が標準値の70%より下に下がると、出力が過電流状態であると想定して C_{SS} が放電を開始します。この状態が C_{SS} のサイズと規定された放電電流によって決まる十分長い時間続くと、RUN/SSピンの電圧が再サイクルされるまでコントローラはシャットダウンします。起動時に過負荷状態が発生した場合、この時間は次式で概算できます。

$$t_{L01} \approx [C_{SS}(4.1 - 1.5 + 4.1 - 3.5)] / (1.2\mu A) \\ = 2.7 \cdot 10^6 (C_{SS})$$

起動後に過負荷状態が生じると、 C_{SS} の電圧はツェナー・クランプ電圧から放電を開始します。

$$t_{L02} \approx [C_{SS}(6 - 3.5)] / (1.2\mu A) = 2.1 \cdot 10^6 (C_{SS})$$

図7に示すとおり、この内蔵過電流ラッチオフは、RUN/SSピンにプルアップ抵抗を設けて無効にすることができます。この抵抗はソフトスタート時間を短縮し、過電流状態時にRUN/SSコンデンサの放電を防止します。このプルアップ抵抗を図7aのように V_{IN} に接続すると、過電流ラッチオフが無効になります。図7bに示すとおり、INTV_{CC}にこのプルアップ抵抗をダイオードで接続すると、コントローラがシャットダウンしている間に、余分な供給電流をなくすと同時に、INTV_{CC}の負荷を切り離してコントローラの起動を妨げないようにします。

なぜ過電流ラッチオフを無効にする必要があるのでしょうか？デザインの試作段階では、ノイズのピックアップやレイアウトの不備に関する問題があり、保護回路がラッチオフする可能性があります。この機能を無効にすれば、回路やPCレイアウトのトラブルシューティングを容易に行うことができます。内部短絡およびフォールドバック電流制限は有効になったままなので、電源システムを障害から保護します。デザインが完了した後、ラッチオフ機能をイネーブルするかどうかを決定することができます。

ソフトスタート・コンデンサ C_{SS} の値は、出力電圧、出力容量、および負荷電流特性に応じて決定する必要があります。最小ソフトスタート容量は、次式で与えられません：

$$C_{SS} > (C_{OUT})(V_{OUT})(10^{-4})(R_{SENSE})$$

大部分のアプリケーションでは、 $C_{SS} = 0.1\mu F$ の最小推奨ソフトスタート・コンデンサで十分です。

フォールト状態：電流制限と電流フォールドバック

LTC3707の電流コンパレータの最大センス電圧は75mVなので、最大MOSFET電流は75mV/ R_{SENSE} になります。電流制限の最大値は、一般に周囲温度が最も高く V_{IN} が最も高い状態で発生し、トップMOSFETでの消費電力が最大になります。

LTC3707には、出力がグランドに短絡したとき負荷電流をさらに制限する電流フォールドバック機能が備わっています。上記の過負荷シャットダウン・ラッチが無効にされているときでも、フォールドバック回路は有効です。出力が標準出力レベルの70%以下になると、最大センス電圧は75mVから25mVまで徐々に低下します。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC3707は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況ではボトムMOSFETは大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。短絡時のリップル電流は、LTC3707の最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ (200ns以下)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まり、次式で表されます。

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} (V_{IN}/L)$$

その結果、短絡電流は次のようになります。

$$I_{SC} = \frac{25mV}{R_{SENSE}} + \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)}$$

アプリケーション情報

フォールト状態：過電圧保護(クローバ)

過電圧クローバは、レギュレータの出力電圧が標準レベルより大幅に高くなると、システムの入力ヒューズが溶断するように設計されています。コントローラが動作中に短絡が発生すると、このクローバによって大きな電流が流れてヒューズが溶断し、トップMOSFETが短絡しないよう保護します。

コンパレータは出力の過電圧状態をモニタします。コンパレータ(OV)は、標準出力電圧より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トップMOSFETはターンオフし、ボトムMOSFETはターンオンします。このコンパレータの出力は過電圧状態でのみラッチされます。したがって、設計のデバッグ中はPCレイアウトが不適切なスイッチング・レギュレータ・システムを動作させることができます。ボトムMOSFETはOV状態が続くかぎりオン状態を保ちます。 V_{OUT} が安全なレベルに回復すると、正常動作が自動的に再開されます。トップMOSFETが短絡すると大電流が流れ、システム・ヒューズが切れます。スイッチング・レギュレータはデューティ・サイクルを変化させてリークに対応し、リーク状態のトップMOSFETでも適切に安定化を行います。

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複数の動作モードを選択できます。このピンをグランド電位にすると、両方のコントローラのRUN/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ので、このピンは両方のコントローラを同時にターンオフする単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デカップリングすると、RUN/SSピンはそれぞれ内部で、各コントローラを独立してターンオンするための外部制御を可能にする起動電流を供給します。このピンに2V以上の電圧で3 μ A以上の電流を供給すると、両方のコントローラがシャットダウンしても、両方の内部リニア・レギュレータ(INTV_{CC}および3.3V)がオンになります。このモードでは、内蔵の3.3Vリニア・レギュレータと5V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・アライブ機能に電源を供給することができます。このピンは、設計によりラッチ「オン」パワー・スイッチやラッチ「オフ」パワー・スイッチとしても使用できます。

動作周波数

LTC3707は電圧制御発振器を内蔵しています。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。このピンは内部で1.19Vに自己バイアスされており、自走周波数は約220kHzです。FREQSETピンを接地すればこの周波数を約140kHzまで下げることができ、INTV_{CC}ピンに接続すれば約310kHzに上げることができます。図5に示すように、FREQSETピンは0VからINTV_{CC}までの電圧でドライブでき、発振器周波数を固定しておいたり、変調することができます。

最小オン時間の検討

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3707がトップMOSFETをターン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をターン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では、この最小オン時間の制限値に接近する可能性がありますので以下の注意が必要です。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{OUT}}{V_{IN}(f)}$$

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値以下になると、LTC3707はサイクル・スキップを開始します。出力電圧は連続して安定化されますが、リップル電圧とリップル電流は増加します。

LTC3707の最小オン時間は普通200ns以下です。ただし、ピーク・センス電圧が減少すると、最小オン時間は約300nsまで徐々に増加します。これは、軽負荷でリップル電流が低い強制連続アプリケーションでは、特に重要な問題です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間以下に低下した場合、それに対応して大きな電流および電圧リップルを伴う過大なサイクル・スキップが発生するおそれがあります。

アプリケーション情報

FCBピンの動作

FCBピンは2次巻線の安定化のために、あるいはロジック・レベル入力として使用できます。FCBピンが0.8Vより下に下がると連続モード動作が強制されます。連続モードの間、電流はトランスの1次側を連続して流れます。2次側巻線はボトム同期スイッチがオンのときにだけ電流を流します。1次負荷電流が少なく V_{IN}/V_{OUT} 比が低いとき、あるいはそのいずれかのときには、出力コンデンサから2次側負荷に電力を伝送するのに十分な時間、同期スイッチがオンにならない可能性があります。同期スイッチの通電率が十分であれば、強制連続動作によって二次巻線がサポートされます。したがって、FCB入力ピンを使えば、補助巻線から電力を引き出すためにインダクタの一次側巻線から電力を引き出す必要はなくなります。ループが連続モード動作に維持されていれば、一次側出力負荷に関係なく、補助出力から負荷電流を取り出せます。

二次側出力電圧 V_{SEC} は、図6aに示すとおり一般にトランスの巻数比 N によって設定されます。

$$V_{SEC} \approx (N + 1) V_{OUT}$$

ただし、一次側負荷電流が軽いためコントローラがバースト・モード動作に入り、スイッチングが停止すると、 V_{SEC} は低下します。 V_{SEC} からFCBピンに接続されている外部抵抗分割器は最小電圧 $V_{SEC(MIN)}$ を設定します。

$$V_{SEC(MIN)} \approx 0.8V \left(1 + \frac{R6}{R5} \right)$$

V_{SEC} がこのレベル以下に低下すると、FCB電圧は V_{SEC} が再び最低値を超えるまで一時的に連続スイッチング動作を強制します。

FCBピンに外部接続がなされない場合の不安定動作を防ぐため、FCBピンには $0.18\mu A$ の内部電流ソースが備わっており、このピンを“H”に引き上げます。

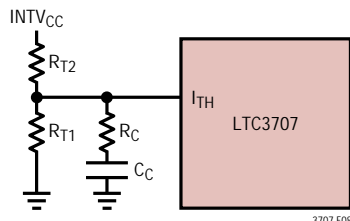


図8 . LTC3707に適用したアクティブ電圧ポジショニング

抵抗値 $R5$ と $R6$ を選択するときは、この電流を含めてください。FCBピンで得られる状態を下表に要約します：

表1

FCBピン	状態
0V to 0.75V	強制連続動作(電流反転を許容・バーストは禁止)
$0.85V < V_{FCB} < V_{INTVCC} - 2V$	最少ピーク電流によりバースト・モード動作を起動 電流反転は許容されない
Feedback Resistors = V_{INTVCC}	2次巻線を制御 バースト・モード動作をディスエーブル 固定周波数モードをイネーブル 電流反転は許容されない 最少ピーク電流なし

電圧ポジショニング

電圧ポジショニングを使って、ワーストケースの過渡負荷条件でのピーク・ツー・ピーク出力電圧の変動を最少に抑えることができます。制御ループの開ループDC利得は、最大負荷ステップ仕様に従って減少します。誤差アンプの動作電圧の中間点(または1.2V)に等しいテブナン等価電圧源をもつ抵抗分割器を I_{TH} ピンに接続すれば(図8参照)、LTC3707に電圧ポジショニングを簡単に適用することができます。

この抵抗性負荷は、誤差アンプのリニア制御範囲を維持しながらDCループ利得を下げます。出力電圧の最大偏差は理論的には半減できます。代わりに、特定のアプリケーションの出力容量を減らすこともできます。「デザイン・ソリューション10」で詳説されています。(www.linear-tech.co.jpをご覧ください。)

アプリケーション情報

効率の検討

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。効率のパーセント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、LTC3707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) LTC3707の V_{IN} 電流(3.3V内部レギュレータの負荷を含む)、2) $INTV_{CC}$ レギュレータの電流、3) I^2R 損失、4) トップサイドMOSFETの過渡損失です。

1. V_{IN} 電流には2つの成分があります。ひとつは「電気的特性」の表に与えられているDC電源電流で、MOSFETドライバ電流と制御電流は含まれません。もうひとつは3.3Vリニア・レギュレータの出力から供給される電流です。 V_{IN} 電流による損失は一般に小さな値(0.1%以下)です。

2. $INTV_{CC}$ 電流はMOSFETドライバ電流と制御回路電流の和です。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」に切り換わる度に、 $INTV_{CC}$ 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。ただし、 Q_T と Q_B はトップサイドおよびボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。

出力から得られるソースから $EXTV_{CC}$ スイッチ入力を經由して $INTV_{CC}$ に電力を供給すると、ドライバおよび制御回路に必要な V_{IN} 電流は、(デューティ・サイクル)(効率)を係数にして比例計算されます。たとえば、20Vから5Vのアプリケーションでは、10mAの $INTV_{CC}$ 電流は約2.5mAの V_{IN} 電流になります。これによって、中間電流損

失が10%以上(ドライバが V_{IN} から直接電力を供給されている場合)からわずかに数パーセントに減少します。

3. I^2R 損失は、ヒューズ(使用している場合)、MOSFET、インダクタ、電流センス抵抗、および入出力コンデンサのESRの各DC抵抗から推定されます。連続モードでは、Lや R_{SENSE} に平均出力電流が流れますが、トップサイドMOSFETと同期MOSFET間でチョップされます。2つのMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じである場合は、片方のMOSFETの抵抗とLの抵抗、 R_{SENSE} およびESRを加算するだけで I^2R 損失を求めることができます。たとえば、それぞれの $R_{DS(ON)} = 30m$ 、 $R_L = 50m$ 、 $R_{SENSE} = 10m$ 、および $R_{ESR} = 40m$ (入力と出力容量損失の合計)の場合、全抵抗は130mになります。この結果、5V出力の場合、出力電流が1Aから5Aに増加すると損失は3%~13%、あるいは3.3V出力では4%~20%の範囲になります。効率は外付け部品と出力電力レベルが同じ場合は、 V_{OUT} の2乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムではますます低出力電圧と大電流が要求され、それらが組み合わさった影響により、スイッチング・レギュレータ・システムの各損失要因の重要性は単に2倍になるのではなく、4倍になります。

4. 遷移損失はトップサイドMOSFETにのみ適用され、しかも高入力電圧(通常、15V以上)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定できます。

$$\text{Transition Loss} = (1.7) V_{IN}^2 I_{O(MAX)} C_{RSS} f$$

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。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、 C_{IN} がスイッチング周波数において適切な電荷蓄積と非常に低いESRをもっているようにすれば最小限に抑えることができます。25W電源は一般に20m ~ 50m の最大ESRをもつ最低20 μ F ~ 40 μ Fの容量のコンデンサを必要とします。LTC3707の2フェーズ・アーキテクチャでは、必要な入力容量は標準で競合製品の半分になります。デッドタイム中のショットキ導通損失やインダクタ・コア損失などのその他の損失は、一般に追加される全損失の2%以下にしかありません。

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ตอบสนองするのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は ΔI_{LOAD} (ESR)だけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。さらに、 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充放電が始まり、レギュレータを電流変化に適応させて V_{OUT} を定常値に回復させる帰還誤差信号を発生します。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。 I_{TH} ピンが備わっているので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フィルタされた閉ループ応答のテスト・ポイントも与えられます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立上り時間、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シュートの割合を使って推定することができます。このピンの立上り時間を調べることで、帯域幅も推定できます。図1の回路に示す 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開始点となります。

I_{TH} の直列 R_C - C_C 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、PC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後で、過渡応答を最適化するために多少(推奨値の0.5~2倍)変更することができます。出力コンデンサのさまざま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。

あります。1 μ s~10 μ sの立上り時間を持つ全負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって出力電圧波形と I_{TH} ピンの波形が発生し、それにより、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。出力電流の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には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良い方法です。この信号は、帰還ループ内において、フィルタされ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 を減少させたのと同じ比率だけ 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、位相シフトを同じに保ちます。出力電圧のセトリング動作は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源の実際の全体的性能を示します。

次に、(1 μ Fを超える)大容量電源バイパス・コンデンサをもつ負荷をスイッチングして接続すると、さらに大きな過渡が発生します。放電したバイパス・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。負荷のスイッチの抵抗が小さく、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ができません。 C_{LOAD} 対 C_{OUT} の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立上り時間を制御して、負荷の立上り時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限しなければなりません。たとえば、10 μ Fコンデンサでは250 μ sの立上り時間が必要となり、充電電流は約200mAに制限されます。

アプリケーション情報

自動車に関する検討事項：シガレット・ライターへの差し込み

バッテリー駆動デバイスを携帯するようになると、シガレット・ライターから電源をとってバッテリーを節約するだけでなく、動作中にバッテリー・パックの再充電までもやっけてしまおうと思うのは当然といえます。ただし、接続する前に以下のことに注意してください。まず、最悪状態の電源に接続することになります。自動車のメイン・パワー・ラインは、負荷の急激な変化、バッテリーの逆接続、ダブル・バッテリーなど、多くの好ましくない過渡電位を発生させる温床です。

バッテリー・ケーブルがしっかり接続されていないと負荷の急激な変化が生じます。ケーブルの接続が外れると、オルタネータのフィールドが崩壊して、減衰するのに数100msを要する60Vもの正の高電圧スパイクが発生する

可能性があります。バッテリーの逆接続はその言葉通りであり、ダブル・バッテリーは、牽引トラックの運転手が12Vよりも24Vにした方が手早くエンジンをジャンプスタートできることに気づくと発生します。

自動車のパワー・ラインの故障からDC/DCコンバータを保護する最も簡単な回路を図9に示します。直列ダイオードはバッテリーの逆接続中に電流が流れるのを防止し、過渡サプレッサは負荷の切替え時に入力電圧をクランプします。過渡サプレッサはダブル・バッテリー動作時には導通すべきではありませんが、入力電圧をコンバータのブレイクダウン電圧以下にクランプしなければなりません。LTC3707の最大入力電圧は30Vですが、ほとんどのアプリケーションはMOSFETのBV_{DSS}によって28Vに制限されています。

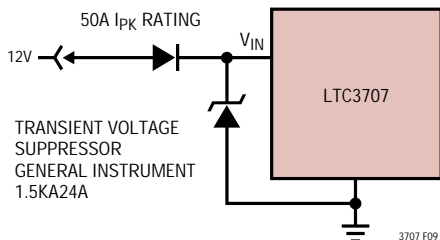


図9．自動車用アプリケーションの保護

アプリケーション情報

設計例

1チャンネルの場合の設計例として、 $V_{IN} = 12V$ (標準)、 $V_{IN} = 22V$ (最大)、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、 $I_{MAX} = 5A$ 、 $f = 300kHz$ 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。300kHz動作の場合はFREQSETピンをINTV_{CC}ピンに接続します。30%のリプル電流での最小インダクタンスは次式のとおりで。

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

4.7 μH のインダクタの場合には23%のリプル電流が生じ、3.3 μH の場合には33%となります。インダクタ値が3.3 μH の場合、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5.84A)になります。リプル電流を増やすと、200nsの最小オン時間に違反しないようにするのもも寄与します。最小オン時間は以下のとおり最大 V_{IN} で発生します：

$$t_{ON(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)}f} = \frac{1.8V}{22V(300kHz)} = 273ns$$

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。

$$R_{SENSE} \leq \frac{60mV}{5.84A} \approx 0.01\Omega$$

出力電圧が2.4V以下なので、出力抵抗分割器は出力電圧を設定するだけでなくSENSEピンの規定入力電流を吸収するように大きさを決定する必要があります。

$$\begin{aligned} R1_{(MAX)} &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - V_{OUT}} \right) \\ &= 24k \left(\frac{0.8V}{2.4V - 1.8V} \right) = 32k \end{aligned}$$

$R1 = 25.5k$ と $R2 = 32.4k$ の1%抵抗を選択すると、1.816Vの出力電圧が発生します。

トップサイドMOSFETでの電力消費は容易に推定できます。SiliconixのSi4412DYを選択すると、 $R_{DS(ON)} = 0.042$ 、 $C_{RSS} = 100pF$ になります。 T (推定値) = 50 での最大入力電圧では：

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{1.8V}{22V} (5)^2 \left[1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C) \right] \\ &\quad \left(0.042\Omega \right) + 1.7 \left(22V \right)^2 (5A) (100pF) (300kHz) \\ &= 220mW \end{aligned}$$

グラウンドへの短絡によって、以下のフォールドバック電流が流れます。

$$I_{SC} = \frac{25mV}{0.01\Omega} + \frac{1}{2} \left(\frac{200ns(22V)}{3.3\mu H} \right) = 3.2A$$

ただし、 $R_{DS(ON)}$ は標準的な値で、 $\delta = (0.005/) (20) = 0.1$ です。その結果生じるボトムMOSFETでの電力消費は以下のとおりです。

$$\begin{aligned} P_{SYNC} &= \frac{22V - 1.8V}{22V} (3.2A)^2 (1.1) (0.042\Omega) \\ &= 434mW \end{aligned}$$

これは最大負荷状態での値以下です。

C_{IN} は、このチャンネルだけが動作しているものと仮定して、全動作温度で最低3AのRMS電流定格のものを選択します。低出力リップルを実現するために、ESRが0.02の C_{OUT} を選択します。連続モードでの出力リップルは、入力電圧が最大のときに最も大きくなります。ESRによる出力電圧リップルの概算値は次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR}(\Delta I_L) = 0.02\Omega(1.67A) = 33mV_{p-p}$$

アプリケーション情報

PCボード・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LTC3707が正しく動作するようにします。これらの項目は図10のレイアウト図にもイラストで示してあります。図11に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. NチャネルMOSFETのM1とM3は互いに1cm以内に配置され、 C_{IN} で共通ドレイン接続されていますか？2つのチャネルの入力デカップリングを分割すると大きな共振ループが形成されることがありますから、入力デカップリングは分割しないでください。

2. 信号グランドと電源グランドは分離されていますか？1つにまとめたLTC3707の信号グランド・ピンと C_{INTVCC} のグランド・リターンは1つにまとめた $C_{OUT}(-)$ 端子に戻す必要があります。トップNチャネルMOSFET、ショットキ・ダイオード、および C_{IN} コンデンサで形成される経路は、リード長およびPCトレース長が短くなければなりません。コンデンサを互いに隣接して配置し、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てください。また、上記のショットキ・ループから離してください。

3. LTC3707の V_{OSENSE} 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(+)端子と信号グランドの間に接続する必要があります。小さな V_{OSENSE} デカップリング・コンデンサはLTC3707のSGNDピンにできるだけ近づけます。

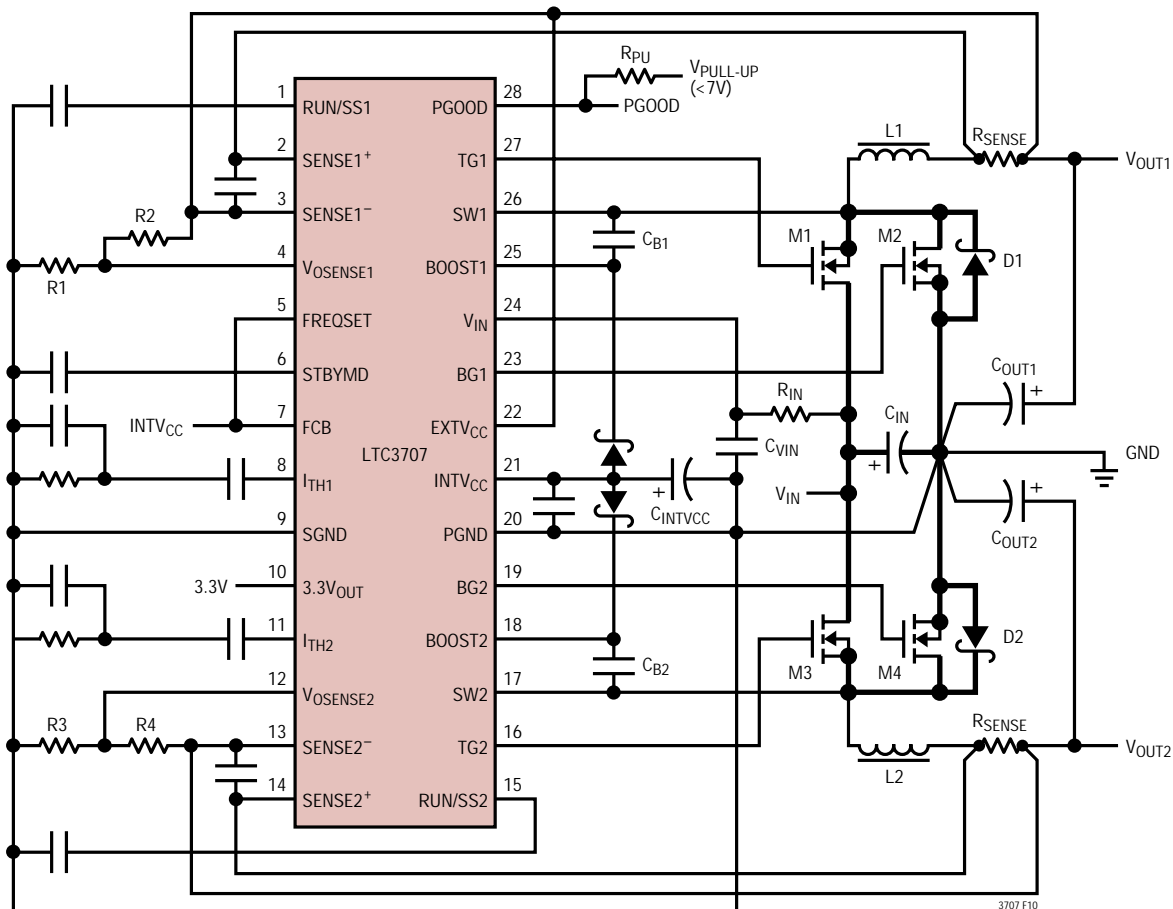


図10 . LTC3707の推奨基板レイアウト図

アプリケーション情報

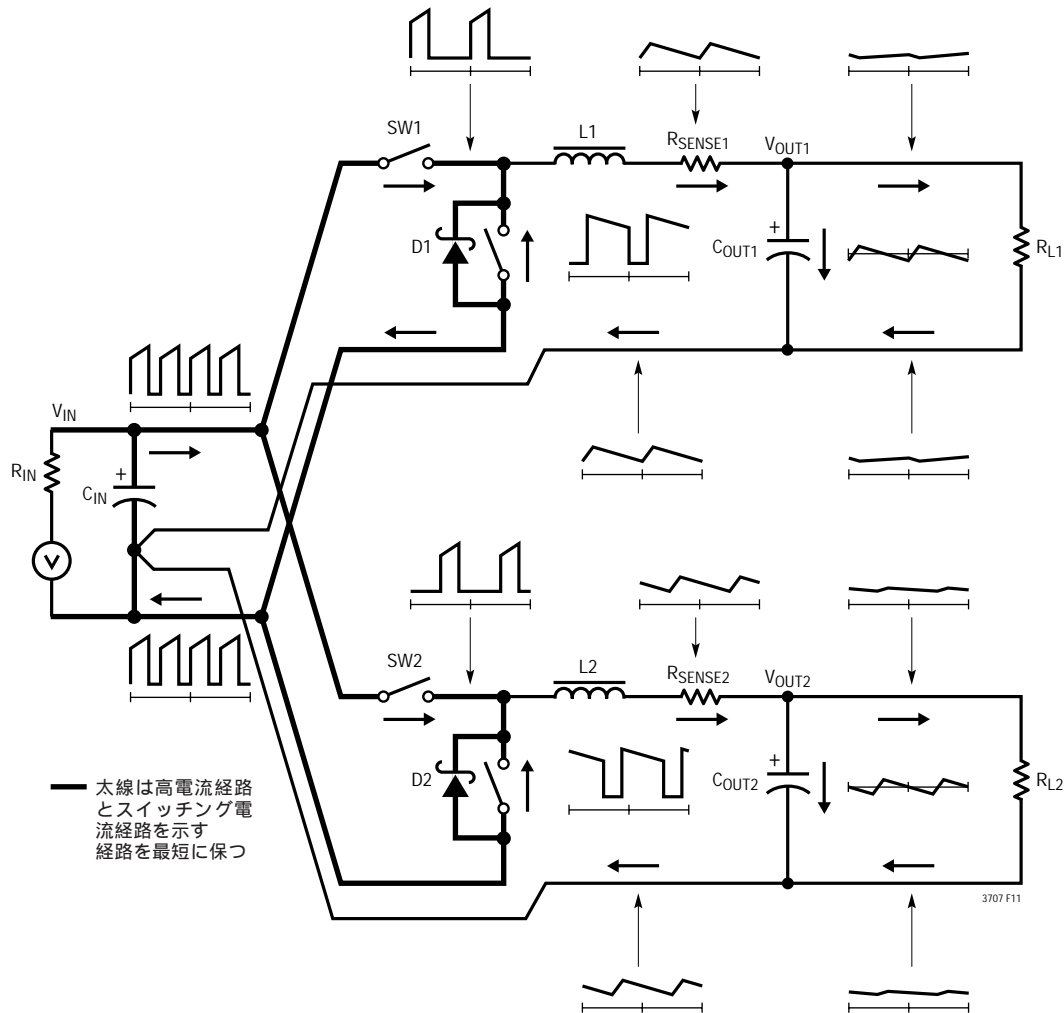


図11. ブランチ電流の波形

R2とR4は入力コンデンサからの大電流入力部に沿って接続しないでください。

4. SENSE⁻とSENSE⁺は最少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ICに近づけて配置します。SENSE抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検知を行います。

5. INTV_{CC}デカップリング・コンデンサはICの近くでINTV_{CC}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。INTV_{CC}ピンとPGNDピンに隣接してさらに1個の1μFセラミック・コンデンサを配置すれば、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、特に反対側のチャンネルの電圧センス帰還ピンおよび電流センス帰還ピンから遠ざけてください。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、LTC3707の「出力側」に置き、基板のトレース面積を最小限にします。

アプリケーション情報

7. 改良型の「スター・グラウンド」手法を使います。スター・グラウンドとは、基板の入力および出力コンデンサと同じ側にある、低インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点に、INTV_{CC}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ICのSGNDピンを接続したものです。

PCボード・レイアウトのデバッグ

片方のコントローラから取りかかってください。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れば便利です。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、実際の出力電圧も調べてください。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。ドロップアウト電圧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シヨルド(標準でバースト・モード動作での最大設計電流レベルの10%~20%)以下に低下す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ごとに維持する必要があります。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流センス入力または電圧センス入力でのノイズをピックアップしているか、あるいはループ補償が不適當であることを示唆しています。レギュレータの帯域幅の最適化が必要ない場合は、ループの過補償を用いてPCレイアウトの不備を補うことができます。各コントローラの個々の性能をチェックした後でのみ、両方のコントローラを同時にターンオンしてください。特に厳しい動作領域は、片方のチャンネルがトップMOSFETをターンオンするときに、他方のコントローラ・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です。これは内部クロックの位相同期のために、いずれかのチャンネルでデューティ・サイクルが50%付近のときに発生し、小さなデューティ・サイクル・ジッタを引き起こす可能性があります。

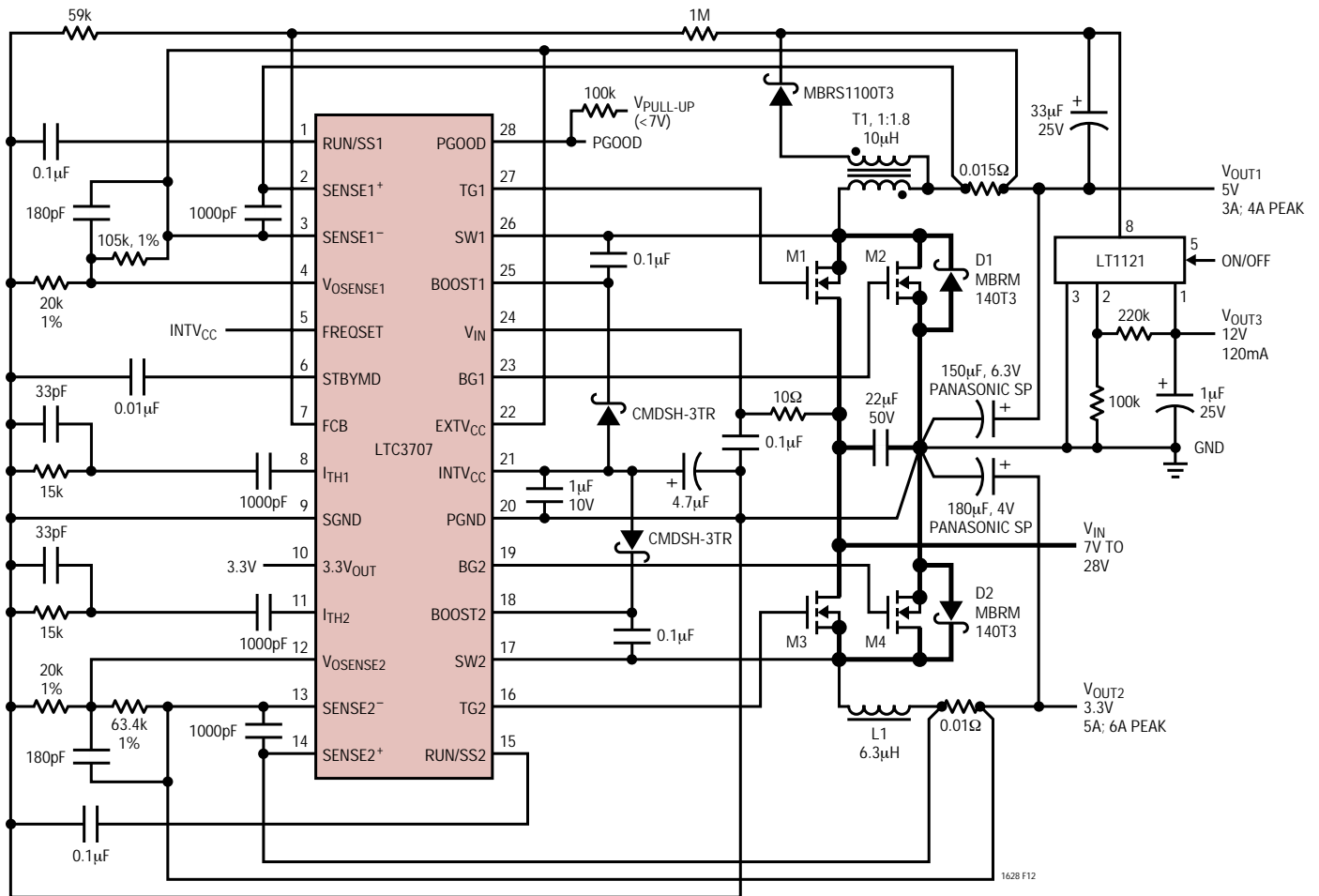
短絡テストを実施して適切な過電流ラッチオフを検証するか、あるいは抵抗を使ってV_{IN}から5 μ AをRUN/SSピンに供給して短絡ラッチオフが起こらないようにすることができます。V_{IN}を標準レベルから低下させて、ドロップアウト時のレギュレータ動作を検証します。

出力をモニタして動作を確認しながらさらにV_{IN}を低下させ、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、あるいは入力電圧が高いときにしか問題がないかどうか調べてください。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間の容量性結合を調べてください。電流センス・ピン間に接続するコンデンサは、IC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。入力電圧が低くかつ電流出力負荷が高いときに問題が起きる場合は、C_{IN}、ショットキ、トップMOSFETなどの部品と敏感な電流および電圧センス・トレースとの誘導結合を調べます。さらに、これらの部品とICのSGNDピン間の共通グラウンド経路の電圧ピックアップも調べてください。

電流センス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、部品選択に対してさらに敏感になります。これは、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しますので問題ありません。

標準の応用例

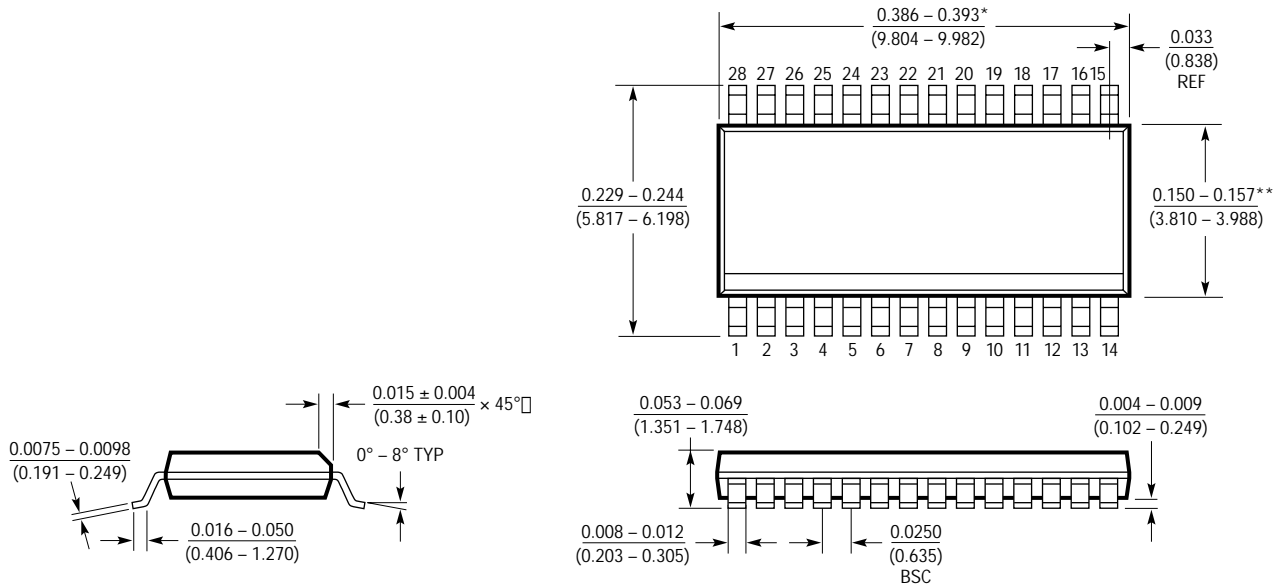


V_{IN} : 7V TO 28V
 V_{OUT} : 5V, 3A/3.3V, 6A/12V, 120mA
 SWITCHING FREQUENCY = 300kHz
 M1, M2, M3, M4: NDS8410A
 L1: SUMIDA CEP123-6R3MC
 T1: 10µH 1:1.8 — DALE LPE6562-A262 GAPPED E-CORE OR BH ELECTRONICS #501-0657 GAPPED TOROID

図12 . LTC3707高効率低ノイズ5V/3A、3.3V/5A、12V/120mAレギュレータ

パッケージ寸法

GNパッケージ
28ピン・プラスチックSSOP(細型.150インチ)
(Reference LTC DWG # 05-08-1641)



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

GN28 (SSOP) 1098

標準的応用例

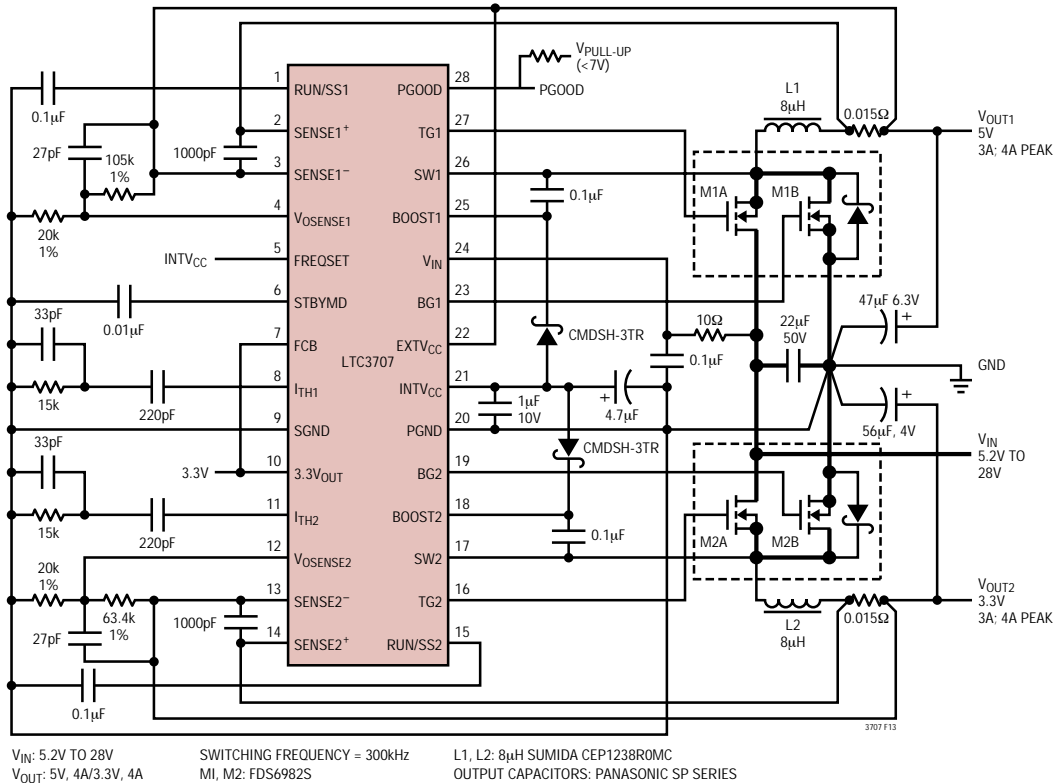


図13 . LTC3707 5V/4A、3.3V/4Aレギュレータ

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1159	高効率同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	100%DC、ロジック・レベルMOSFET、 $V_{IN} < 40V$
LTC1438/LTC1439	デュアル高効率低ノイズ同期式降圧スイッチング・レギュレータ	POR、補助レギュレータ
LTC1438-ADJ	補助レギュレータ付きデュアル同期式コントローラ	POR、外部帰還分割器
LTC1538-AUX	デュアル高効率低ノイズ同期式降圧スイッチング・レギュレータ	補助レギュレータ、5Vスタンバイ
LTC1539	デュアル高効率低ノイズ同期式降圧スイッチング・レギュレータ	5Vスタンバイ、POR、低バッテリー、補助レギュレータ
LTC1530	高電力同期式降圧DC/DCコントローラ、SO-8	5Vから3.3Vへの高効率変換、最大15A
LTC1625/LTC1775	No R_{SENSE} ™電流モード同期式降圧コントローラ	効率97%、センス抵抗が不要、16ピンSSOP
LTC1628/LTC1628-PG	デュアルの高効率2フェーズ同期式降圧スイッチング・レギュレータ	固定周波数、5Vと3.3VのLDO、 $V_{IN} \leq 36V$
LTC1629	20A ~ 200AのPolyPhase™同期式コントローラ	2フェーズから12フェーズに拡張可能、すべて表面実装型部品を使用可能、ヒートシンク不要
LTC1702	No R_{SENSE} 2フェーズ、デュアル同期式降圧コントローラ	550kHz、センス抵抗が不要
LTC1703	No R_{SENSE} 2フェーズ、デュアル同期式降圧コントローラ、5ビットMobile VIDコントロール付き	Mobile Pentium® IIIプロセッサ、550kHz、 $V_{IN} \leq 7V$
LT1709	5ビットVID付き、高効率、2フェーズ同期式降圧スイッチング・レギュレータ	$1.3V \leq V_{OUT} \leq 3.5V$ 、電流モードにより正確な電流分担を保証、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1735	高効率同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ	出力フォールト保護、16ピンSSOP
LTC1736	5ビットMobile VID制御による高効率同期式コントローラ	出力フォールト保護、24ピンSSOP、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$
LTC1929	2フェーズ同期式コントローラ	最大42A、すべて表面実装型部品を使用可能、ヒートシンク不要、 $3.5V \leq V_{IN} \leq 36V$

Adaptive Power、No R_{SENSE} およびPolyPhaseはリニアテクノロジー社の商標です。PentiumはIntel Corporationの登録商標です。

3707f