

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

- 広い出力電圧範囲: 0.8V~14V
- 位相非同調コントローラにより、所要入力容量と電源から生じるノイズを低減
- OPTI-LOOP®補償により C_{OUT} を最小化
- $\pm 1\%$ の出力電圧精度
- パワーグッド出力電圧モニタ
- フェーズロック可能な固定周波数: 250kHz~550kHz
- ラッチ式短絡シャットダウン (LTC3727のみ)
- デュアルNチャネルMOSFET同期整流式ドライブ
- 広い V_{IN} 範囲: 4V~36V
- 非常に低いドロップアウト動作: 99% デューティ・サイクル
- 調節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
- 出力過電圧保護
- 低いシャットダウン電流: $I_Q = 20\mu A$
- 固定周波数動作または Burst Mode®動作を選択可能
- 小型の28ピンSSOPパッケージ
- 5mm×5mm QFNパッケージで供給可能 (LTC3727-1のみ)

アプリケーション

- テレコム・システム
- 車載システム
- バッテリー駆動のデジタル機器

概要

LTC®3727/LTC3727-1は、すべてNチャネルの同期パワーMOSFET段をドライブする、高性能な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、最大550kHzまでのフェーズロック可能な周波数が可能です。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、広い範囲の出力容量とESRの値に対して過渡応答を最適化することができます。また、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を搭載しています。入力電源範囲が4V~30V (最大36V) 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機能を提供し、LTC3727GNでは時限短絡シャットダウンのオプションも提供されます。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の熱放散を制限します。出力過電圧保護回路は、 V_{OUT} が正常に戻るまで下側MOSFETをラッチします。FCBモード・ピンを使用して、Burst Mode、固定周波数モード、連続インダクタ電流モードを選択したり、2次巻線を安定化することができます。

△、LTC、LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。Burst ModeおよびOPTI-LOOPはリニアテクノロジー社の登録商標です。他のすべての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。5481178、5929620、6177787、6144194、6100678、5408150、6580258、6304066、5705919を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例

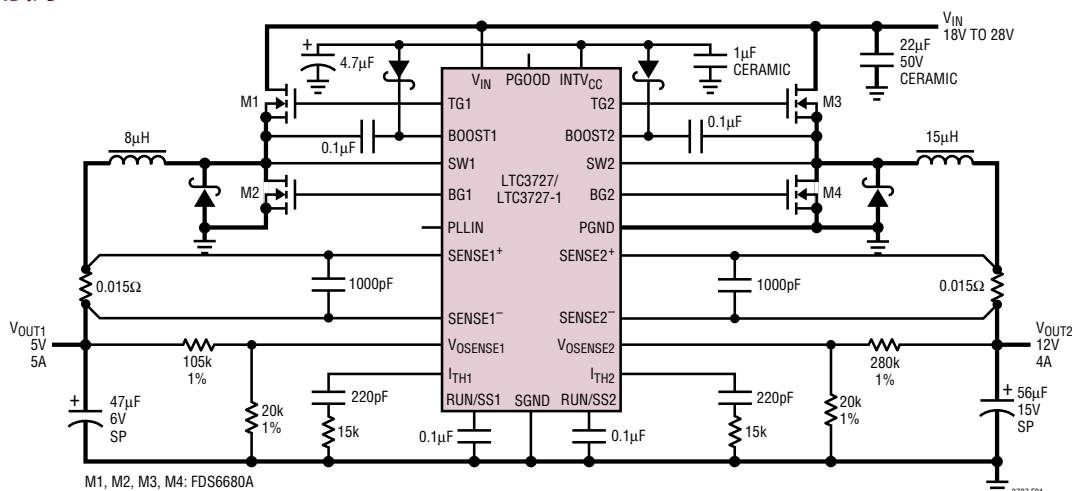


図1. 高効率デュアル12V/5V降圧コンバータ

3727fb

LTC3727/LTC3727-1

絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN}) 36V ~ -0.3V
 上側ドライバの電圧
 (BOOST1、BOOST2) 42V ~ -0.3V
 スイッチ電圧 (SW1、SW2) 36V ~ -5V
 INTV_{CC}、EXTV_{CC}、(BOOST1-SW1)、
 (BOOST2-SW2) 8.5V ~ -0.3V
 RUN/SS1、RUN/SS2、PGOOD 7V ~ -0.3V
 SENSE1⁺、SENSE2⁺、SENSE1⁻、
 SENSE2⁻の電圧 14V ~ -0.3V
 PLLIN、PLLFLTR、FCBの電圧 INTV_{CC} ~ -0.3V

I_{TH1} 、 I_{TH2} 、VOSENSE1、VOSENSE2の電圧 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 50mA
 動作温度範囲 (Note 2) -40°C ~ 85°C
 接合部温度 (Note 3) 125°C
 保存温度範囲 -65°C ~ 125°C
 リード温度
 (半田付け、10秒、Gパッケージ) 300°C
 半田リフロー温度 (UHパッケージ) 265°C

パッケージ/発注情報

TOP VIEW RUN/SS1 [1] 28 PG00D SENSE1⁺ [2] 27 TG1 SENSE1⁻ [3] 26 SW1 VOSENSE1 [4] 25 BOOST1 PLLFLTR [5] 24 V_{IN} PLLIN [6] 23 BG1 FCB [7] 22 EXTV_{CC} I_{TH1} [8] 21 INTV_{CC} SGND [9] 20 PGND 3.3V_{OUT} [10] 19 BG2 I_{TH2} [11] 18 BOOST2 VOSENSE2 [12] 17 SW2 SENSE2⁻ [13] 16 TG2 SENSE2⁺ [14] 15 RUN/SS2 G PACKAGE 28-LEAD PLASTIC SSOP T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 95°C/W	ORDER PART NUMBER LTC3727EG LTC3727EG-1	TOP VIEW NC [32] SENSE1⁻ [31] SENSE1⁺ [30] NC [29] RUN/SS1 [28] PG00D [27] TG1 [26] SW1 [25] VOSENSE1 [1] 24 BOOST1 PLLFLTR [2] 23 V_{IN} PLLIN [3] 22 BG1 FCB [4] 21 EXTV_{CC} I_{TH1} [5] 20 INTV_{CC} SGND [6] 19 PGND 3.3V_{OUT} [7] 18 BG2 I_{TH2} [8] 17 BOOST2 VOSENSE2 [9] 16 SENSE2⁻ [15] SENSE2⁺ [14] RUN/SS2 [13] TG2 [12] SW2 [11] NC [10] 33 UH PACKAGE 32-LEAD (5mm × 5mm) PLASTIC QFN T_{JMAX} = 125°C, θ_{JA} = 34°C/W EXPOSED PAD (PIN 33) IS SGND (MUST BE SOLDERED TO PCB)	ORDER PART NUMBER LTC3727EUH-1 UH PART MARKING 37271
Order Options Tape and Reel: Add #TR Lead Free: Add #PBF Lead Free Tape and Reel: Add #TRPBF Lead Free Part Marking: http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/			

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°Cでの値。注記がない限り、V_{IN} = 15V、V_{RUN/SS1,2} = 5V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Main Control Loops						
VOSENSE1,2	Regulated Feedback Voltage	(Note 4); I _{TH1,2} Voltage = 1.2V	● 0.792	0.800	0.808	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

3727tb

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN/SS1, 2} = 5\text{V}$ 。

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 Measured in Servo Loop; ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 2.0V	● ●		0.1 -0.1	0.5 -0.5	% %
$g_{m1, 2}$	Transconductance Amplifier g_m	$I_{TH1, 2} = 1.2\text{V}$; Sink/Source $5\mu\text{A}$ (Note 4)			1.3		mmho
$g_{mGBW1, 2}$	Transconductance Amplifier GBW	$I_{TH1, 2} = 1.2\text{V}$ (Note 4)			3		MHz
I_Q	Input DC Supply Current	(Note 5)					
	Normal Mode	$V_{IN} = 15\text{V}$, $EXTV_{CC}$ Tied to V_{OUT1} , $V_{OUT1} = 8.5\text{V}$			670		μA
	Shutdown	$V_{RUN/SS1, 2} = 0\text{V}$			20	35	μA
V_{FCB}	Forced Continuous Threshold		●	0.76	0.800	0.84	V
I_{FCB}	Forced Continuous Pin Current	$V_{FCB} = 0.85\text{V}$		-0.30	-0.18	-0.05	μA
$V_{BINHIBIT}$	Burst Inhibit (Constant Frequency) Threshold	Measured at FCB pin			6.8	7.3	V
$UVLO$	Undervoltage Lockout	V_{IN} Ramping Down	●		3.5	4	V
$VOVL$	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at $VOSENSE1, 2$	●	0.84	0.86	0.88	V
I_{SENSE}	Sense Pins Total Source Current	(Each Channel) $V_{SENSE1-, 2-} = V_{SENSE1+, 2+} = 0\text{V}$		-85	-60		μA
DF_{MAX}	Maximum Duty Factor	In Dropout		98	99.4		%
$I_{RUN/SS1, 2}$	Soft-Start Charge Current	$V_{RUN/SS1, 2} = 1.9\text{V}$		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	1.9	V
$V_{RUN/SS1, 2 LT}$	RUN/SS Pin Latchoff Arming Threshold	$V_{RUN/SS1}$, $V_{RUN/SS2}$ Rising from 3V (LTC3727 Only)			4.1	4.5	V
$I_{SCL1, 2}$	RUN/SS Discharge Current	Soft-Short Condition $V_{OSENSE1, 2} = 0.5\text{V}$, $V_{RUN/SS1, 2} = 4.5\text{V}$ (LTC 3727 Only)		0.5	2	4	μA
I_{SDLHO}	Shutdown Latch Disable Current	$V_{OSENSE1, 2} = 0.5\text{V}$ (LTC3727 Only)			1.6	5	μA
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{OSENSE1, 2} = 0.7\text{V}$, $V_{SENSE1-, 2-} = 12\text{V}$	●	105	135	165	mV
$TG1, 2 t_r$	TG Transition Time: Rise Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			50	90	ns
$TG1, 2 t_f$	Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			50	90	ns
$BG1, 2 t_r$	BG Transition Time: Rise Time	(Note 6) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			40	90	ns
$BG1, 2 t_f$	Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$			40	80	ns
$TG/BG t_{1D}$	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver			90		ns
$BG/TG t_{2D}$	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver			90		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	$8.5\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$, $V_{EXTVCC} = 6\text{V}$		7.2	7.5	7.8	V
$V_{LDO INT}$	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 20mA , $V_{EXTVCC} = 6\text{V}$			0.2	1.0	%
$V_{LDO EXT}$	EXTV _{CC} Voltage Drop	$I_{CC} = 20\text{mA}$, $V_{EXTVCC} = 8.5\text{V}$			70	160	mV
V_{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	$I_{CC} = 20\text{mA}$, $EXTV_{CC}$ Ramping Positive	●	6.9	7.3		V
V_{LDOHYS}	EXTV _{CC} Hysteresis				0.3		V
Oscillator and Phase-Locked Loop							
f_{NOM}	Nominal Frequency	$V_{PLLFLTR} = 1.2\text{V}$		350	380	430	kHz
f_{LOW}	Lowest Frequency	$V_{PLLFLTR} = 0\text{V}$		220	255	290	kHz
f_{HIGH}	Highest Frequency	$V_{PLLFLTR} \geq 2.4\text{V}$		460	530	580	kHz

LTC3727/LTC3727-1

電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN/SS1, 2} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
R_{PLLIN}	PLLIN Input Resistance			50		$k\Omega$
$I_{PLLFLTR}$	Phase Detector Output Current Sinking Capability	$f_{PLLIN} < f_{OSC}$		-15		μA
	Sourcing Capability	$f_{PLLIN} > f_{OSC}$		15		μA

3.3V Linear Regulator

$V_{3.3OUT}$	3.3V Regulator Output Voltage	No Load	●	3.25	3.35	3.45	V
$V_{3.3IL}$	3.3V Regulator Load Regulation	$I_{3.3} = 0\text{mA to } 10\text{mA}$			0.5	2.5	%
$V_{3.3VL}$	3.3V Regulator Line Regulation	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$ (LTC3727) $6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$ (LTC3727-1)			0.05	0.2	%
					0.05	0.3	%

PGOOD Output

V_{PGL}	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$			0.1	0.3	V
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$				± 1	μA
V_{PG}	PGOOD Trip Level, Either Controller	V_{OSENSE} with Respect to Set Output Voltage V_{OSENSE} Ramping Negative V_{OSENSE} Ramping Positive		-6 6	-7.5 7.5	-9.5 9.5	% %

Note 1: 絶対最大定格に記載された値を越す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: LTC3727E/LTC3727E-1は $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計的なプロセス・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 から次式に従って計算される。

$$\text{LTC3727EG/LTC3727EG-1: } T_J = T_A + (P_D \cdot 95^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3727EUH-1: } T_J = T_A + (P_D \cdot 34^\circ\text{C/W})$$

Note 4: LTC3727/LTC3727-1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。

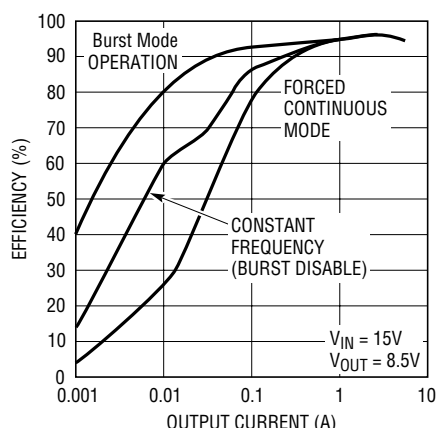
Note 5: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時電源電流が増える。「アプリケーション情報」を参照。

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

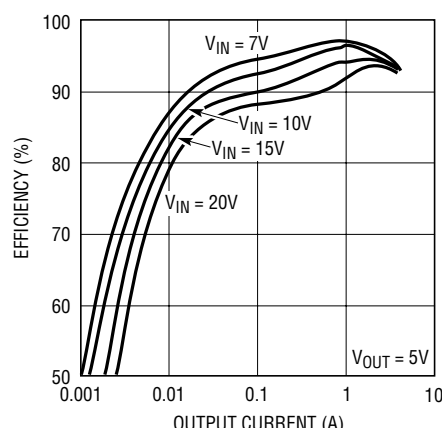
Note 7: 最小オン時間の条件は、 I_{MAX} の40%以上のインダクタ・ピーク・トゥ・ピーク・リップル電流に対して規定されている（「アプリケーション情報」のセクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照）。

標準的性能特性

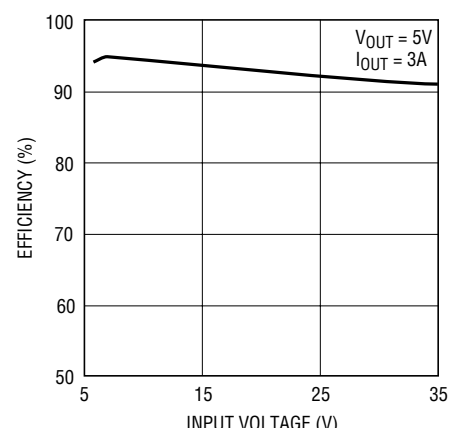
効率と出力電流およびモード
(図13)



効率と出力電流(図13)

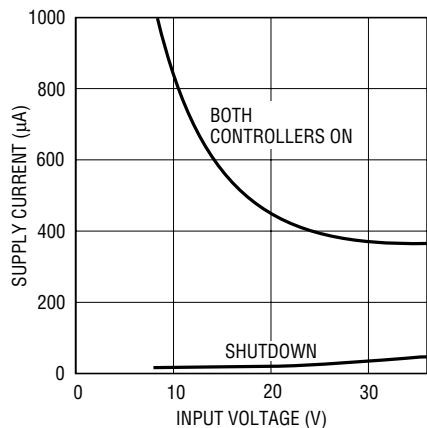


効率と入力電圧(図13)

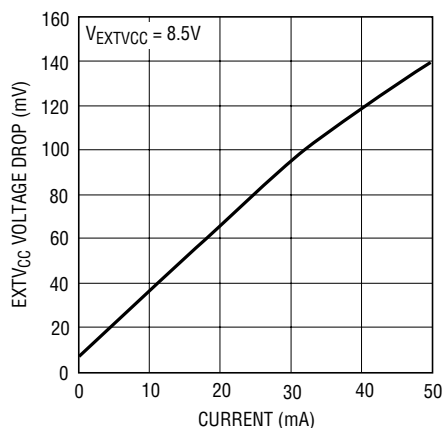


3727tb

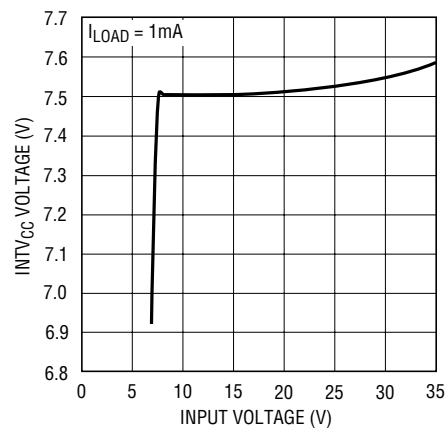
標準的性能特性

電源電流と入力電圧および
モード (図13)

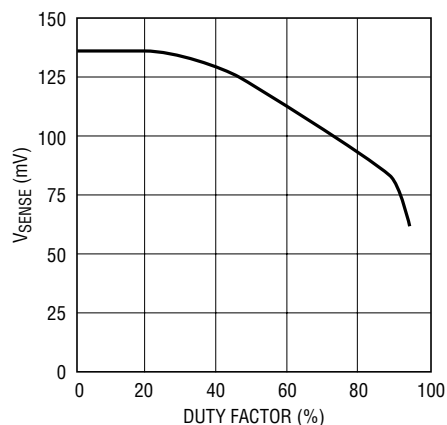
3727 G04

EXTV_{CC}の電圧降下

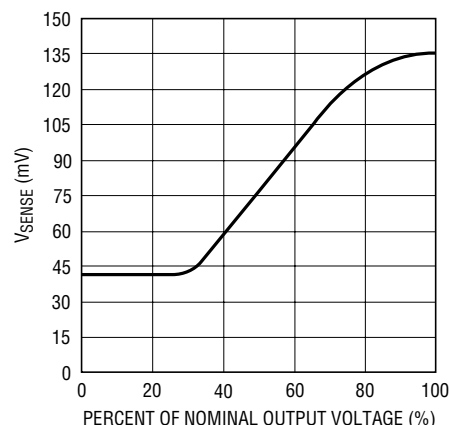
3727 G05

内部7.5V LD0のライン・レギュ
レーション

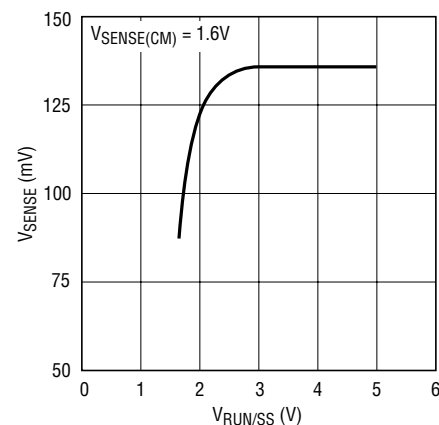
3727 G06

最大電流センス・スレッシュ
ドとデューティ・ファクタ

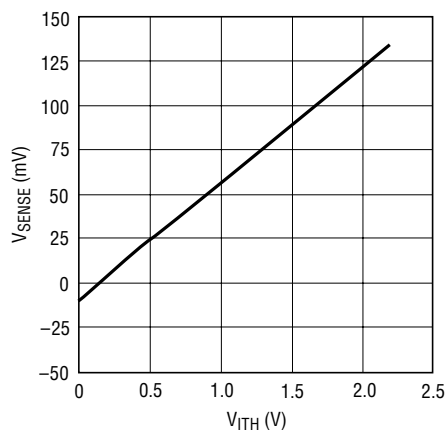
3727 G07

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

3727 G08

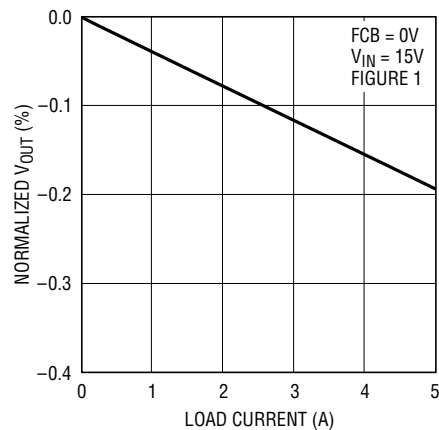
最大電流センス・スレッシュ
ドとV_{RUN/SS}(ソフトスタート)

3727 G09

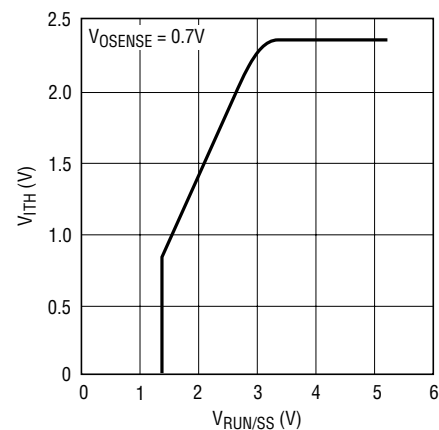
電流センス・スレッシュ
ドとI_{TH}電圧

3727 G10

ロード・レギュレーション



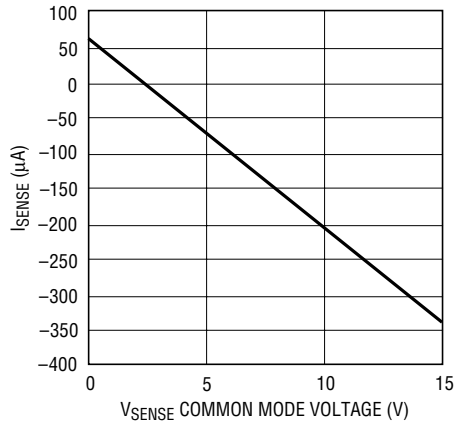
3727 G11

V_{ITH}とV_{RUN/SS}3727 G12
3727fb

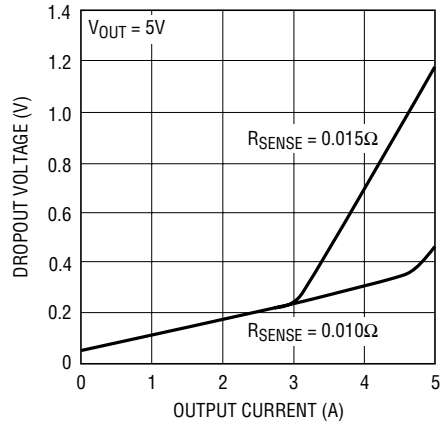
LTC3727/LTC3727-1

標準的性能特性

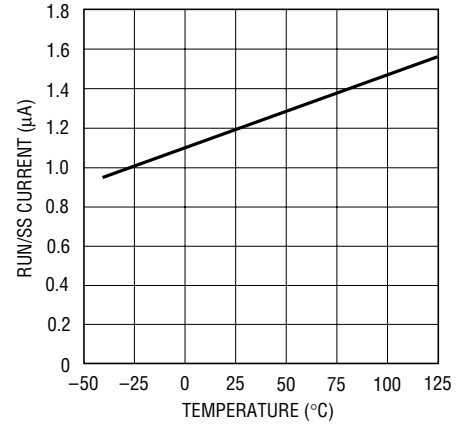
SENSEピンと全ソース電流



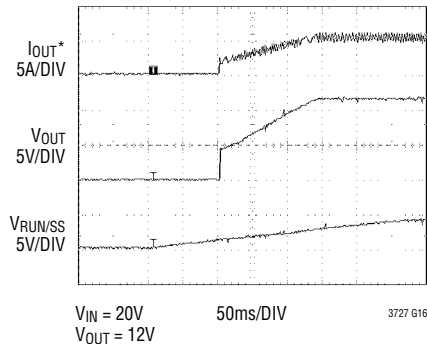
ドロップアウト電圧と出力電流 (図13)



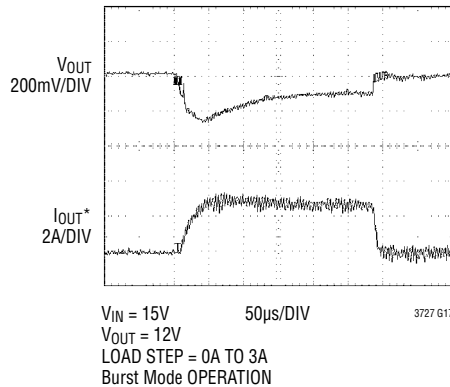
RUN/SS電流と温度



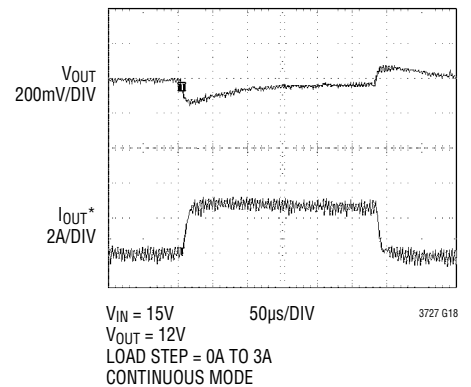
ソフトスタート (図12)



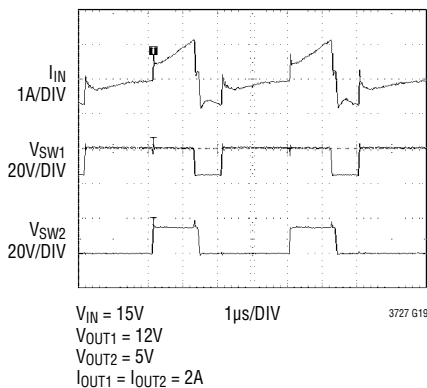
負荷ステップ (図12)



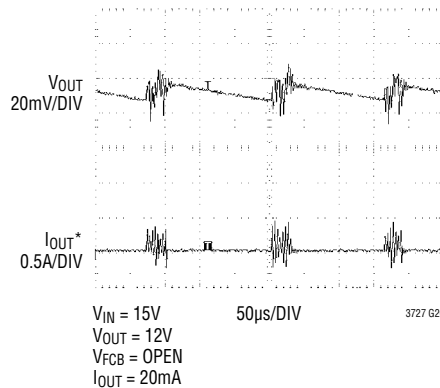
負荷ステップ (図12)



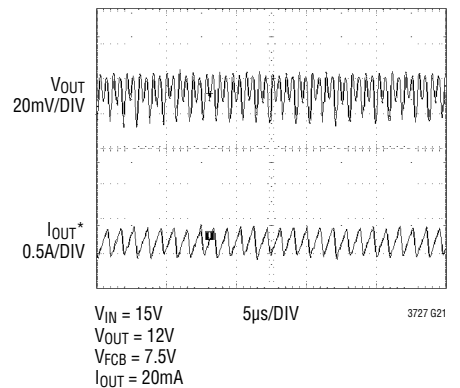
入力ソース/コンデンサの
瞬時電流 (図12)



Burst Mode動作 (図12)



固定周波数 (Burst Modeは禁止)
動作 (図12)

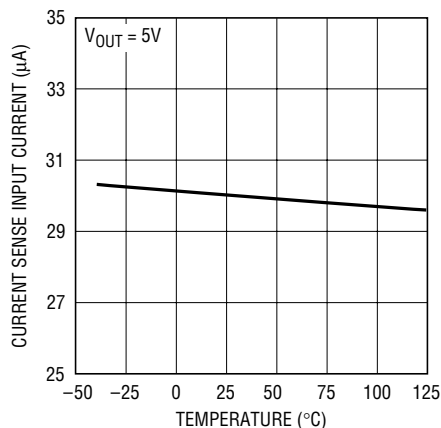


*I_OUT ⇒ インダクタ電流

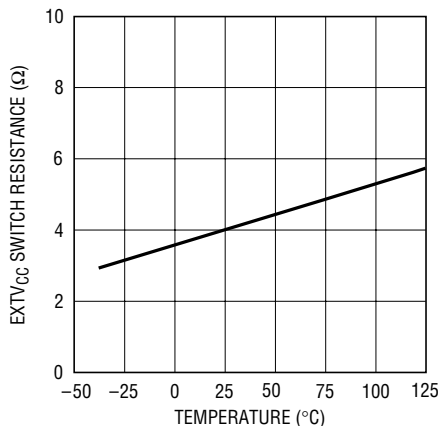
3727fb

標準的性能特性

電流センス・ピンの入力電流と温度

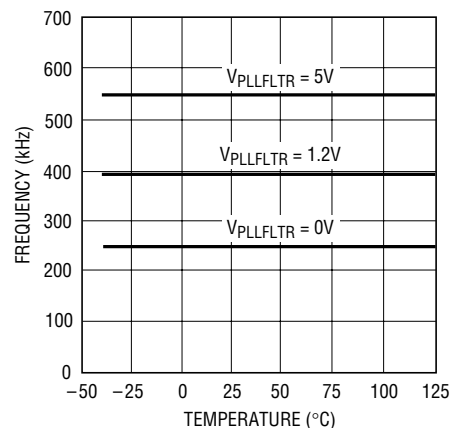


3727 G22

EXTV_{CC}のスイッチ抵抗と温度

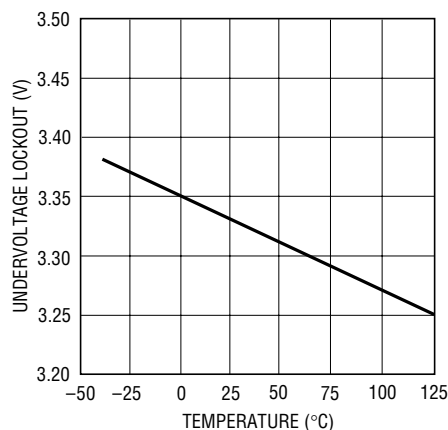
3727 G23

発振器周波数と温度



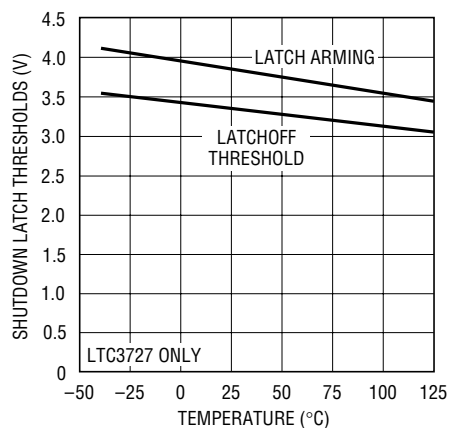
3727 G24

低電圧ロックアウトと温度



3727 G25

シャットダウン・ラッチ・スレッシュホルドと温度



3727 G26

ピン機能 Gパッケージ/UHパッケージ

RUN/SS1、RUN/SS2 (ピン1、15/ピン28、13) : ソフトスタート、実行制御入力および短絡検出タイマ (LTC3727のみ) 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。これらのピンのどちらかを1.0Vより下に強制すると、デバイス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」の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 (LTC3727のみ)。

SENSE1⁺、SENSE2⁺ (ピン2、14/ピン30、12) : 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}と組み合わされたSENSE⁻ピンとSENSE⁺ピンの間の制御されたオフセットによって、電流トリップ・スレッシュホルドが設定されます。

SENSE1⁻、SENSE2⁻ (ピン3、13/ピン31、11) : 差動電流コンパレータの(-)入力。

VOSENSE1、VOSENSE2 (ピン4、12/ピン1、9) : 出力に接続された外部抵抗分割器から、各コントローラへのリモート・センシング帰還電圧を受け取ります。

3727fb

ピン機能

PLLFLTR (ピン5/ピン2): フェーズロック・ループのローパス・フィルタをこのピンに接続します。代りに、このピンを外部のACまたはDCの電圧源を使ってドライブして、内部発振器の周波数を変えることができます。

PLLIN (ピン6/ピン3): 位相検出器への外部同期入力。このピンは内部でSGNDに50kΩで終端されています。フェーズロック・ループはコントローラ1のトップ・ゲート信号の立上りをPLLIN信号の立上りエッジに同期させます。

FCB (ピン7/ピン4): 強制連続制御入力。この入力は両方のコントローラに働き、通常2次巻線を制御するのに使われます。このピンを0.8Vより下に引き下げると、連続同期動作が強制されます。このピンはフロート状態にしないでください。

ITH1、ITH2 (ピン8、11/ピン5、8): 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/ピン6): 小信号グラウンド。両方のコントローラに共通で、C_{OUT}コンデンサの共通(-)端子に接続される大電流グラウンドとは別に配線する必要があります。

3.3V_{OUT} (ピン10/ピン7): リニア・レギュレータの出力。10mA DCを供給可能で、ピーク電流は最大50mAです。

PGND (ピン20/ピン19): ドライバの電源グラウンド。ボトム(同期)NチャネルMOSFETのソース、ショットキー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/ピン20): 内部の低ドロップアウト7.5V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コンデンサを使って電源グラウンドにデカップリングする必要があります。

EXTV_{CC} (ピン22/ピン21): 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7.3V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。このピンの電圧は8.5Vを超えないようにしてください。

BG1、BG2 (ピン23、19/ピン22、18): ボトム(同期)NチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらのピンの電圧振幅はグラウンドからINTV_{CC}までです。

V_{IN} (ピン24/ピン23): 主電源ピン。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。

BOOST1、BOOST2 (ピン25、18/ピン24、17): 上側のフローティング・ドライバへのブートストラップされた電源。コンデンサをブースト・ピンとスイッチ・ピンの間に接続し、ショットキー・ダイオードをブースト・ピンとINTV_{CC}ピンの間に接続します。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/ピン25、15): インダクタに接続するスイッチ・ノード。これらのピンの電圧振幅は(外部)ショットキー・ダイオードの電圧降下分だけグラウンドより低い電圧からV_{IN}までです。

TG1、TG2 (ピン27、16/ピン26、14): トップNチャネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらは、スイッチ・ノード電圧SWに重ね合わされた(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/ピン27): 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%以内でないと、PGOODはグラウンドに引き下げられます。

露出パッド (ピン33、UHパッケージ): 信号グラウンド。電氣的接続と最適熱性能を与えるため、PCBのグラウンドに半田付けする必要があります。

機能図

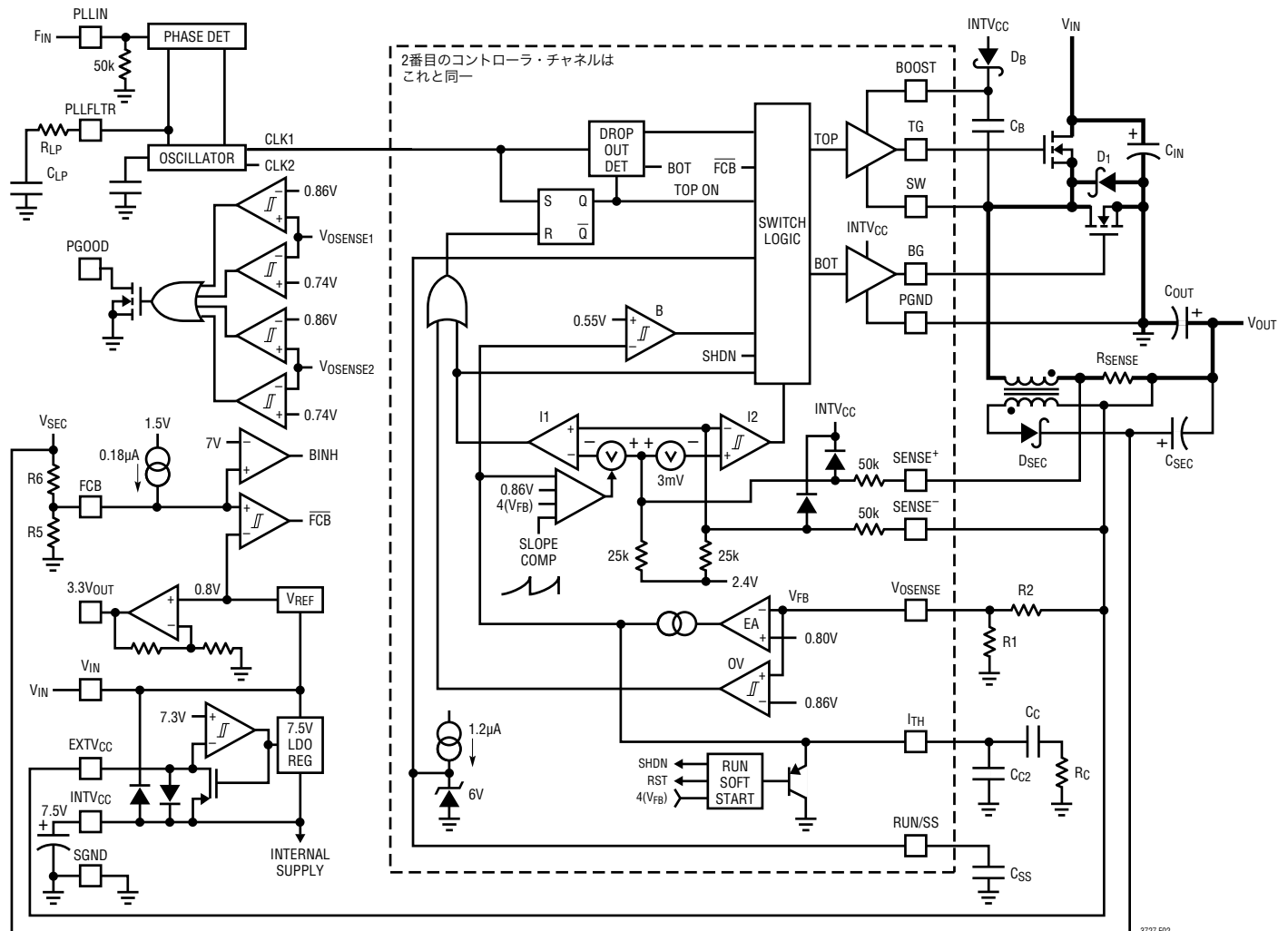


図2

動作 (機能図を参照)

主制御ループ

LTC3727/LTC3727-1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、各チャネルのクロックがRSラッチをセットすると該当するトップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータI₁がRSラッチをリセットするとオフします。I₁がRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、I_{TH}ピンの電圧によって制御されます。この電圧は各誤差アンプ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I₂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がオンします。

動作 (機能図を参照)

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 は通常、各オフ・サイクル中にトップMOSFETがオフしているとき、外付けダイオードを通して再充電されます。 V_{IN} が V_{OUT} に近い電圧まで低下してくると、ループがドロップアウト状態に入り、トップMOSFETを連続してオンしようとする場合があります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、10サイクルに1回トップMOSFETを強制的に約400nsの間オフして、 C_B の再充電を可能にします。

RUN/SSピンを“L”にすると主制御ループはシャットダウンします。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} を充電することができます。 C_{SS} が1.5Vに達すると、主制御ループは最大値の約30%にクランプされた I_{TH} 電圧でイネブルされます。 C_{SS} が引き続き充電されるにつれて I_{TH} ピンの電圧が徐々に解放され、通常の最大電流動作が可能になります。RUN/SS1とRUN/SS2の両方を“L”にすると、7.5Vと3.3Vのレギュレータを含むLTC3727/LTC3727-1のすべてのコントローラ機能がシャットダウンされます。

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して2次巻線を制御する機能と、2) 低電流動作の2つのモードのどちらかを選択する機能です。FCBピンの電圧が0.8V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、トップとボトムのMOSFETは、出力電圧を維持するためにインダクタ電流の方向に関係なく交互にオンします。FCBピンが($V_{INTVCC}-2V$)より低い、0.8Vよりは高いとき、コントローラはBurst Mode動作に入ります。Burst Mode動作では、それより下に下がるとトップ・スイッチが禁止される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} ピンがスレッショルド電圧より下に強制され、出力電圧が低下するまで一時的に両方の出力MOSFETともオンするのが禁止されます。 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。このヒステリシスによってMOSFETを数サイクルの間オンする出力信号が生成されます。その後、負荷電流に応じて変わる「スリープ」期間が続きます。

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置けば、非常に小さな値に抑えられます。

周波数同期

フェーズロック・ループにより、内部発振器をPLLINピンを介して外部ソースに同期させることができます。位相検出器の出力であるPLLFLTRピンは発振器のDC周波数制御入力でもあり、発振器は0V~2.4VのDC電圧入力に対応して250kHz~550kHzの範囲で動作します。PLLはロックするとトップ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。PLLINをオープンにしておくと、PLLFLTRピンは“L”になり、発振器はその最小周波数に強制されます。

連続電流(PWM)動作

FCBピンをグラ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。このモードでは、出力で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電流が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！

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}ピンをオープンにしておくと、内部7.5V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7.5Vを超えるとこの7.5Vレギュレータはオフし、内部スイッチがオンしてEXTV_{CC}をINTV_{CC}に接続します。これによって、「アプリケーション情報」のセクションで説明されているように、レギュレータ自身の出力や2次巻線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。

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はオフし、ボトムMOSFETはオンします。

動作 (機能図を参照)

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。どちらかの出力が帰還抵抗分割器で決まる公称出力レベルの $\pm 7.5\%$ 以内になると、MOSFETがオンしてこのピンを“L”に引き下げます。両方の出力が $\pm 7.5\%$ の条件を満たすと、10 μ s以内にMOSFETがオフするので、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 (LTC3727のみ)

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分充電され、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%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、過電流または短絡時のRUN/SSコンデンサの正味放電も防止されます。出力電圧が公称値の70%より下に下がると、短絡ラッチオフ回路がイネーブルされているか否かに関係なく、フォールドバック電流制限もアクティブになります。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、実際に浪費される電力はわずかです。

製品番号	機能
LTC3727	ラッチオフ機能付き
LTC3727-1	ラッチオフは常にディスエーブル

2フェーズ動作の理論と利点

LTC3727デュアル高効率DC/DCコントローラは、2フェーズ動作の少なからぬ利点を携帯用アプリケーションにもたらしめました。ノート・パソコン、PDA、携帯端末、自動車用エレクトロニクスなどは、入力フィルタ条件の緩和、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。最近まで、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動作していました(つまり1フェーズ動作)。つまり、両方のスイッチが同時にオンするので、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合計RMS電流が増大するので、より高価な入力コンデンサが必要になり、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、スイッチを流れる電流パルスは実際上交互に差し挟まれるので、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、合計RMS入力電流が大幅に減少するため、廉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LTC3727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に減少することに注意してください。

動作 (機能図を参照)

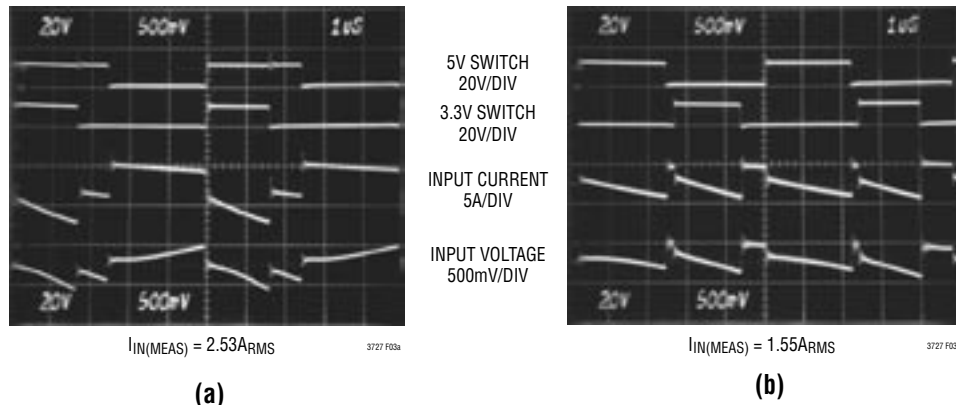


図3. 12Vから5V/3Aおよび3.3V/3Aに変換するデュアル・スイッチング・レギュレータの1フェーズ動作(a)と2フェーズ動作(b)を比較した入力波形。2フェーズ・レギュレータLTC3727では入力リップルが減少するので、廉価な入力コンデンサが使用可能となり、EMIに対するシールド条件が緩和され効率が改善される

入力リップル電圧の低下は入力パワーパスの電力損失も減少することを意味します。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RMS電流とRMS電圧の減少の直接の結果として伝導EMIと放射EMIも改善されます。

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。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よく分かります。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、コンセプトは簡単だが、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す。さらに、一方のチャンネルでのスイッチの遷移が他方のチャンネルの動作を妨害する可能性があるため、2フェーズ動作では2つのチャンネル間の分離がさらに重要になります。

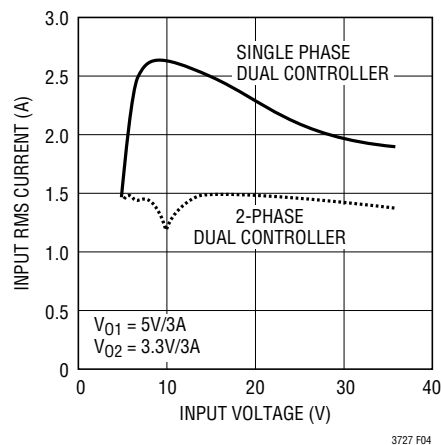


図4. RMS入力電流の比較

アプリケーション情報

最初のページの図1はLTC3727/LTC3727-1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。LTC3727の電流コンパレータの最大スレッシュホールドは $135\text{mV}/R_{SENSE}$ 、同相入力範囲は $SGND \sim 14\text{V}$ 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ュホー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。

LTC3727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、次式のようにになります。

$$R_{SENSE} = \frac{90\text{mV}}{I_{MAX}}$$

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

LTC3727には固定周波数のフェーズロック可能なアーキテクチャが採用されており、周波数は内部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、固定された電流に、PLLFLTRピンに加えられた電圧に比例する電流を加算した電流で充電されます。詳細については、「アプリケーション情報」のセクションの「フェーズロック・ループと周波数同期」を参照してください。

PLLFLTR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。

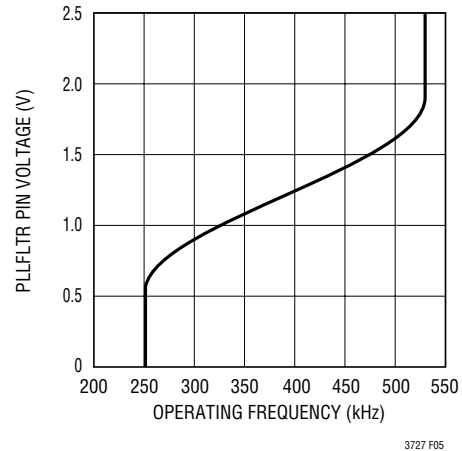


図5. PLLFLTRピンの電圧と周波数

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(「効率に関する検討事項」を参照)。最大スイッチング周波数は約550kHz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。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。

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

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。入力電圧が最大のときに ΔI_L が最大になります。

アプリケーション情報

インダクタの値は2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25%より下に下がると、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

インダクタンスの値が決まったら、次にインダクタの種類を選択します。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(I^2R)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、設計者は I^2R 損失の低減と飽和の防止に努力を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す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突如増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアは飽和させないでください。コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流の関係および価格/電流の関係が変化します。

フェライトやパーマロイを素材とするトロイド・コアやシールドされた壺型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、類似の特性を有する鉄粉コアのインダクタより一般に高価です。使用するインダクタの種類は価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に主に依存します。新しいデザインの高電流表面実装型インダクタをCoiltronics、Vishay、TDK、Pulse、パナソニック、Wuerth、Coilcraft、Toko、スミダ電機など多くの製造元から入手できます。

パワーMOSFETとD1の選択

LTC3727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チャネルMOSFET、およびボトム(同期)スイッチ用に1個のNチャネルMOSFETです。

ピーク・トゥ・ピークのドライブ・レベルは $INTV_{CC}$ 電圧で設定されます。この電圧は始動時には標準で7.5Vです(「EXTV_{CC}ピンの接続」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。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 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。LTC3727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。

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

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

最大出力電流でのMOSFETの消費電力は以下の式で与えられます。

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

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

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 損失は両方のMOSFETに共通していますが、上側の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。 $V_{IN} < 20V$ では大型MOSFETを使用すると高電流のときの効率が一般に向上しますが、 $V_{IN} > 20V$ では遷移損失が急激に上昇し、実際には C_{RSS} が小さくて $R_{DS(ON)}$ が大きなデバイスを使用する方が高い効率が得られるポイントにまで達します。同期MOSFETの損失は、トップ・スイッチのデューティ・ファクタが低くなる高入力電圧時、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。

アプリケーション情報

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 $\delta = 0.005/^{\circ}\text{C}$ 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2に示すショットキー・ダイオードD1は、2つのパワーMOSFETのそれぞれの導通期間の間隙に生じるデッドタイム中に導通します。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オンして電荷を蓄積するのを防止し、逆回復時間を不要にします。逆回復時間により、 V_{IN} が高いときに効率が最大3%低下することがあります。1A~3Aのショットキーは平均電流が比較的小さいので、両方の動作領域にとって一般に妥当な選択といえます。これより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。パルス・スキップ・モードまたはBurst Mode動作では、ショットキー・ダイオードを同期MOSFETと並列に接続します。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

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電流に対するマルチフェーズ・アーキテクチャの効果によって、 C_{IN} の選択は簡単になります。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4を参照)。位相をずらす方式では、1フェーズの電源ソリューションと比較すると、入力コンデンサのRMSリップル電流が一般に30%~70%ほど減少します。

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。250kHzで動作する25W出力の電源では、通常22 μF ~47 μF で十分です。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(RMSリップル電流・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、さらにスイッチャー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が非常に小さいので、20W~35W電源に最適で、22 μF なら1個、10 μF なら2~3個で十分です。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選択肢になります。また、ESRとバルク容量の両方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。大きな電圧トランジェントを防ぐには、1つのチャネルの最大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。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

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

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。コンデンサの製造元のリップル電流定格は多くの場合わずかに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イレートイングする、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。

アプリケーション情報

LTC3727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して上式を使用し、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は、入力コンデンサのESRを流れる電流パルスが交互に差し挟まれるので総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。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することに注意してください。マルチフェーズ・デザインの全体的利点は、電源/バッテリーのソース・インピーダンスを効率テストに含めるとき初めて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、 C_{IN} を共有するようにします。ドレインと C_{IN} を離すと、 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} は必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRに対する要求条件が満たされると、その容量はフィルタ機能として十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式で決まります。

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

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。以下の条件を仮定すると、 $\Delta I_L = 0.3I_{OUT(MAX)}$ のとき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} の推奨 $ESR < 2 R_{SENSE}$

および $C_{OUT} > 1/(8fR_{SENSE})$

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。

ニチコン、日本ケミコン、三洋電機などのメーカーの高性能スルーホール・コンデンサを検討することができます。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費用対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 TPSシリーズIIIまたはKEMET T510シリーズが最適で、ケース高さが1.2mm~4.1mm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、NECのNeocap、Cornell DubilierのESRE、およびSpragueの595Dシリーズがあります。その他の具体的な推奨品については製造元にお問い合わせください。

アプリケーション情報

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7.5Vを発生します。INTV_{CC}はLTC3727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50mA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。1μFセラミック・コンデンサをデバイスのINTV_{CC}ピンとPGNDピンに隣接して接続することを推奨します。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流の供給とチャネル間の相互反応の防止のために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、LTC3727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一般に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、消費電力の計算の際に考慮する必要があります。全INTV_{CC}電流は、7.5V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}ピンに与えられる電圧が7.3Vより低いときは、すべてのINTV_{CC}電流は内部7.5Vリニア・レギュレータによって供給されます。この場合のデバイスの電力消費は最大になり(V_{IN}・I_{INTVCC})、全体の効率が低下します。「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 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、LTC3727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。

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

EXTV_{CC}入力ピンを使用すると、接合部温度は次のように低下します。

$$T_J = 70^{\circ}\text{C} + (24\text{mA})(7.5\text{V})(95^{\circ}\text{C/W}) = 87^{\circ}\text{C}$$

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

EXTV_{CC}の接続

LTC3727のEXTV_{CC}ピンとINTV_{CC}ピンの間には内部PチャネルMOSFETスイッチが内蔵されています。EXTV_{CC}に印加された電圧が7.3Vを超えると内部レギュレータがオフし、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す。EXTV_{CC}に印加された電圧が7.0Vを超えている限り、スイッチは閉じたままです。これにより、MOSFETドライバと制御回路への電力は通常動作中(7.2V < V_{OUT} < 8.5V)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ー・ダイオードを追加することができます。EXTV_{CC}ピンには8.5V以上の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}に電力を供給すれば効率を大幅に改善できます。これは、7.5Vレギュレータの場合、EXTV_{CC}ピンを直接V_{OUT}に接続す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}を開放したままにします(または接地します)。こうすると、内部7.5V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}に直接接続します。これは7.5Vレギュレータでは通常の接続方法であり、効率が最も高くなります。
3. EXTV_{CC}を外部電源に接続します。7.5V～8.5Vの範囲の外部電源が利用でき、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。
4. EXTV_{CC}を出力から得られるブースト・ネットワークに接続します。3.3Vレギュレータや他の低電圧レギュレータでは、7.5V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。

3727fb

アプリケーション情報

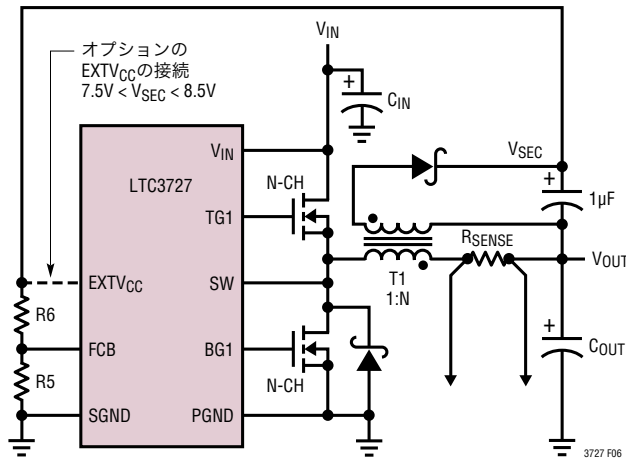


図6. 2次出力ループとEXTVCC接続

これは、図6に示されているような誘導性昇圧巻線を使っておこなうことができます。

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。機能図のコンデンサC_Bは、SWピンが“L”のとき、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})。ブースト・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イクダウン電圧はV_{IN(MAX)}より大きくなければなりません。ゲート・ドライブ・レベルは最終的にはレギュレータの総入力電流に基づいて調整します。何かを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。

出力電圧

LTC3727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、誤差アンプによって内蔵の高精度0.800V電圧リファレンスと比較されます。出力電圧は次式で与えられます。

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

ここで、R1とR2は図2で定義されています。

SENSE⁺ピン/SENSE⁻ピン

電流コンパレータのセンス・ピンの同相入力範囲は0V～14V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、0.8V～14Vの出力電圧を設定することができます。機能図に示されているように、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次のとおりです。

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

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。

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

V_{OUT} < 2.4Vの場合

アプリケーション情報

1.8Vの出力電圧を安定化するには、R1の最大値を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ます。

ソフトスタート/実行機能

RUN/SS1ピンとRUN/SS2ピンは多目的ピンであり、ソフトスタート機能とLTC3727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電流源が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45mV/R_{SENSE}から135mV/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がある起動サージ電流が減少します。RUN/SSがグラ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。

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

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

両方のRUN/SSピンを1Vより下に引き下げると、LTC3727は低消費電流(I_Q = 20μA)のシャットダウン状態になります。図7に示されているように、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てソフトスタート機能を実現することができます。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)。

フォールト状態: 過電流ラッチオフ (LTC3727のみ)

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。

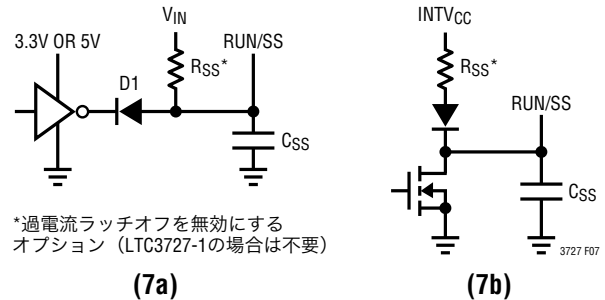


図7. RUN/SSピンのインタフェース

RUN/SSコンデンサC_{SS}は起動時にコントローラをオンし、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4.1Vに達した後レギュレータの出力電圧が公称値の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。

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

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。

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

図7に示されているように、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接続し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を介して接続すると、コントローラのシャットダウン時に余分な供給電流をなくすとともに、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。このプルアップ抵抗はLTC3727-1のデザインには不要です。

アプリケーション情報

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。設計の試作段階ではノイズのピックアップやレイアウトに問題が生じることがあり、そのため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。内部の短絡電流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。設計が完了した後、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。ラッチオフが不要であれば、LTC3727-1を使用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変更する必要があります。最小ソフトスタート容量は、次式で与えられます。

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

ほとんど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

LTC3727の電流コンパレータの最大センス電圧は135mVなので、最大MOSFET電流は $135mV/R_{SENSE}$ 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、このときトップMOSFETの消費電力が最大になります。

LTC3727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。出力が公称出力レベルの70%より下になると、最大センス電圧は135mVから45mV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、LTC3727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が大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。短絡時のリップル電流は、LTC3727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。

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

短絡電流は次式で与えられます。

$$I_{SC} = \frac{45mV}{R_{SENSE}} + \frac{1}{2} \Delta I_L(SC)$$

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公称レベルより大幅に高くなるとシステムの入力ヒューズを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。

ひとつのコンパレータが出力の過電圧状態をモニタします。コンパレータ(OV)は公称出力電圧より7.5%以上高い過電圧フォールトを検出します。この状態が検出されると、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETはオフし、ボトムMOSFETはオンします。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るので、設計のデバッグ中はPCレイアウトが良くないスイッチング・レギュレータ・システムでも動作させることができます。ボトムMOSFETはOV状態が続く限りオンしたままです。 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、システムのヒューズが切れます。トップMOSFETにリークが生じていても、スイッチング・レギュレータはリークに応じてデューティ・サイクルを調整して適切に出力を安定化します。

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3727には電圧制御発振器と位相検出器で構成されるフェーズロック・ループが内蔵されています。そのため、トップMOSFETのターンオンを外部ソースの立上りエッジにロックすることができます。電圧制御発振器の周波数範囲は中心周波数 f_0 の上下 $\pm 50\%$ です。PLLFLTRピンに加えられる1.2Vの電圧は約380kHzの周波数に対応します。LTC3727の公称動作周波数範囲は250kHz～550kHzです。

アプリケーション情報

使用されている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はゼロ度となります。このタイプの検出器はVCOの中心周波数の高調波に近い入力周波数にはロックしません。PLLのホールドイン範囲(Δf_H)はキャプチャ範囲(Δf_C)に等しくなります。

$$\Delta f_H = \Delta f_C = \pm 0.5 f_0 \text{ (250kHz-550kHz)}$$

位相検出器の出力は、PLLFLTRピンに接続された外部フィルタ・ネットワークを充放電する、相補的な一対の電流源です。

外部周波数(f_{PLLIN})が発振器周波数(f_{OSC})より大きいと電流はPLLFLTRピンから連続的にソースされ、PLLFLTRピンを引き上げます。外部周波数が f_{OSC} より小さいと電流は連続的にシンクされ、PLLFLTRピンを引き下げます。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。このように、PLLFLTRピンの電圧は、外部発振器と内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。この安定した動作点では位相コンパレータの出力はオープンになり、フィルタ・コンデンサ C_{LP} がその電圧を保持します。LTC3727のPLLINピンはピンの近くに配置されたロジック・ゲートなどの低インピーダンスのソースからドライブする必要があります。フェーズロック・システムに複数のLTC3727を使う場合、スレーブ発振器がマスタ発振器の周波数に確実にロックできる電圧でマスタ発振器のPLLFLTRピンをバイアスします。この必要条件を満たすため、0.7V～1.7VのDC電圧をマスタ発振器のPLLFLTRピンに印加することを推奨します。このとき動作周波数範囲は310kHz～470kHzになります。

ループ・フィルタの部品(C_{LP} 、 R_{LP})により位相検出器からの電流パルスが平滑化され、安定した入力が電圧制御発振器に与えられます。フィルタ部品の C_{LP} と R_{LP} により、ループがロックする速度が決定されます。一般に、 $R_{LP} = 10k\Omega$ 、 C_{LP} は $0.01\mu F \sim 0.1\mu F$ です。

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC3727がトップ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より低くなると、LTC3727はサイクル・スキップを開始します。出力電圧は引き続き安定化されますが、リップル電圧とリップル電流が増加します。

LTC3727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特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間のリミットより下に下がると、大きなサイクル・スキップが発生するおそれがあり、それに対応してインダクタ電流および出力電圧リップルが大きくなります。

FCBピンの動作

FCBピンは2次巻線の安定化のために使用でき、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より下に下がると両方のコントローラに対して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だけ電流を流します。1次負荷電流が少ないか、または V_{IN}/V_{OUT} の比が低いとき、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2次巻線がサポートされます。

アプリケーション情報

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1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であれば、主出力の負荷に関係なく、補助出力にわずかに負荷をかけることができます。

2次側出力電圧 V_{SEC} は、図6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場合コントローラがBurst Mode動作に入るとスイッチングが停止すると V_{SEC} は垂下します。 V_{SEC} からFCBピンに接続されている外部抵抗分割器によって最小電圧 $V_{SEC(MIN)}$ が設定されます。

$$V_{SEC(MIN)} \approx 0.8V \left(1 + \frac{R_6}{R_5} \right)$$

ここで、 R_5 と R_6 は図2に示されています。

V_{SEC} がこのレベルより下に下がると、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い場合の誤動作を防止するために、FCBピンにはこのピンを“H”にプルアップする0.18 μ Aの内部電流源があります。抵抗値 R_5 と R_6 を選択するときはこの電流を含めてください。

FCBピンによって可能な状態が下表にまとめてあります。

表1	
FCB ピン	条件
0V ~ 0.75V	強制連続の両コントローラ (電流反転を許容 - バーストは禁止)
$0.85V < V_{FCB} < 6.8V$	最少ピーク電流により Burst Mode 動作を起動 電流反転は禁止
帰還抵抗 >7.3V	2次巻線を制御 Burst Mode 動作をディスエーブル 固定周波数モードをイネーブル 電流反転は禁止 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・トゥ・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の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(つまり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)、LTC3727に電圧ポジショニングを簡単に追加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。出力電圧の最大変動幅を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。詳細は「デザイン・ソリューション10」で説明されています(www.linear-tech.co.jpをご覧ください)。

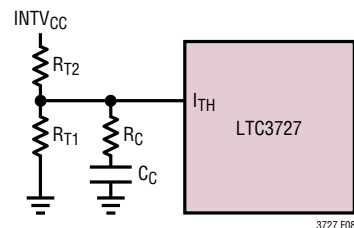


図8. LTC3727に適用したアクティブ電圧ポジショニング

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。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、LTC3727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) LTC3727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。

アプリケーション情報

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。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。

出力から得られるソースから $EXTV_{CC}$ スイッチ入力をして $INTV_{CC}$ 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)を比例係数にして減少します。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(ドライバが V_{IN} から直接電力を供給されている場合の)10%以上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、および入力と出力のコンデンサのESRの各DC抵抗から予測されます。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の間で「こま切れ」にされます。2個のMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合、片方のMOSFETの抵抗に 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、各 $R_{DS(ON)} = 30m\Omega$ 、 $R_L = 50m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 10m\Omega$ 、および $R_{ESR} = 40m\Omega$ (入力容量と出力容量の両方の損失の和)であれば、全抵抗は130m Ω です。この結果、5V出力では出力電流が1Aから5Aまで増加すると損失は3%~13%の範囲になり、3.3V出力では4%~20%の範囲になります。効率の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・システムでは要求される出力電圧は低下し、電流は増加していますので、その相乗効果により、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算できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7) V_{IN}^2 I_{O(MAX)} C_{RSS} f$$

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、スイッチング周波数において C_{IN} の電荷蓄積を適切にし、ESRを非常に低くすれば最小に抑えることができます。25W電源は一般にESRが最大20m Ω ~50m Ω の最小22 μF ~47 μF の容量を必要とします。LTC3727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ー・ダイオードの導通損失やインダクタ・コア損失などその他の損失は、一般に全追加損失の2%以下しか占めません。

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 $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ 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} の充放電が始まって帰還誤差信号を発生し、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、出力容量とESRの広い範囲の値に対して過渡応答を最適化することができます。 I_{TH} 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。

アプリケーション情報

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 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、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。立上り時間が $1\mu s \sim 10\mu s$ 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に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 を減少させるのと同じ比率で 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、電源の実際の全体的性能を表します。

次に、大容量の($1\mu F$ を超す)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷がスイッチを介して接続されると、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。したがって、 $10\mu F$ のコンデンサでは

$250\mu s$ の立上り時間が必要で、充電電流は約200mAに制限されます。

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

バッテリー駆動機器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やれたらと考えるのは当然です。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、負荷ダンブ、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ダンブが生じます。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・スタートできるよう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時に電流が流れるのを防止し、過渡電圧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。過渡電圧サプレッサはダブル・バッテリー動作時には導通してはなりませんが、それでも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する必要がありますことに注意してください。LTC3727の最大入力電圧は36Vですが、ほとんどのアプリケーションはMOSFETのBVDSによって30Vに制限されています。

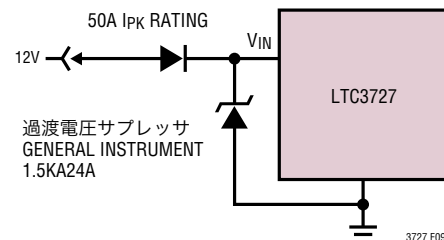


図9. 自動車用アプリケーションの保護

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、 $V_{IN}=24V$ (公称)、 $V_{IN}=30V$ (最大)、 $V_{OUT}=12V$ 、 $I_{MAX}=5A$ 、 $f=250kHz$ と仮定します。

40%のリップル電流を仮定して、まずインダクタンス値を選択します。リップル電流の最大値は最大入力電圧で発生します。250kHz動作の場合はPLLFLTRピンをSGNDピンに接続します。40%のリップル電流の場合、最小インダクタンスは次式のとおります。

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

14μHのインダクタだと、40%のリップル電流になります。インダクタ値が14μHでは、ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の半分を加えた値(つまり6A)になります。

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。

$$R_{SENSE} \leq \frac{90mV}{6A} \approx 0.015\Omega$$

$R1=20k$ と $R2=280k$ の1%抵抗を選択すると、12Vの出力電圧が発生します。

トップサイドMOSFETの電力消費は容易に推定できます。SiliconixのSi4412DYを選択した場合、 $R_{DS(ON)}=0.042\Omega$ 、 $C_{RSS}=100pF$ 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。

$$\begin{aligned} P_{MAIN} &= \frac{12V}{30V} (5)^2 [1 + (0.005)(50^\circ C - 25^\circ C)] \\ &\quad (0.042\Omega) + 1.7(30V)^2 (5A)(100pF)(250kHz) \\ &= 664mW \end{aligned}$$

グラウンドへの短絡によって、次のフォールドバック電流が流れます。

$$I_{SC} = \frac{45mV}{0.015\Omega} + \frac{1}{2} \left(\frac{200ns(30V)}{14\mu H} \right) = 3.2A$$

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

$$\begin{aligned} P_{SYNC} &= \frac{30V - 12V}{30V} (3.2A)^2 (1.1)(0.042\Omega) \\ &= 284mW \end{aligned}$$

これは最大負荷状態での値より小さい値です。

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。出力リップルを下げるために、ESRが 0.02Ω 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大になります。ESRによる出力電圧リップルはおおよ次のとおりです。

$$V_{ORIPPLE} = R_{ESR} (\Delta I_L) = 0.02\Omega(2A) = 40mV_{p-p}$$

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には以下のチェックリストを使用してLTC3727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示してあります。連続モードで動作している2フェーズ同期式レギュレータの枝分かれした各経路に現れる電流波形を図11に示します。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チャンネル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つのチャン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。

アプリケーション情報

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LTC3727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、ショットキー・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、また上記のショットキー・ループからは離して配置し、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。

3. LTC3727のV_{SENSE}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。R₂とR₄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デバイスに近づけて配置します。SENSE抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を保証します。

5. INTV_{CC}デカップリング・コンデンサはデバイスの近くで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。1μFセラミック・コンデンサを1個INTV_{CC}ピンとPGNDピンに隣接して追加すれば、ノイズ性能を大幅に改善できます。

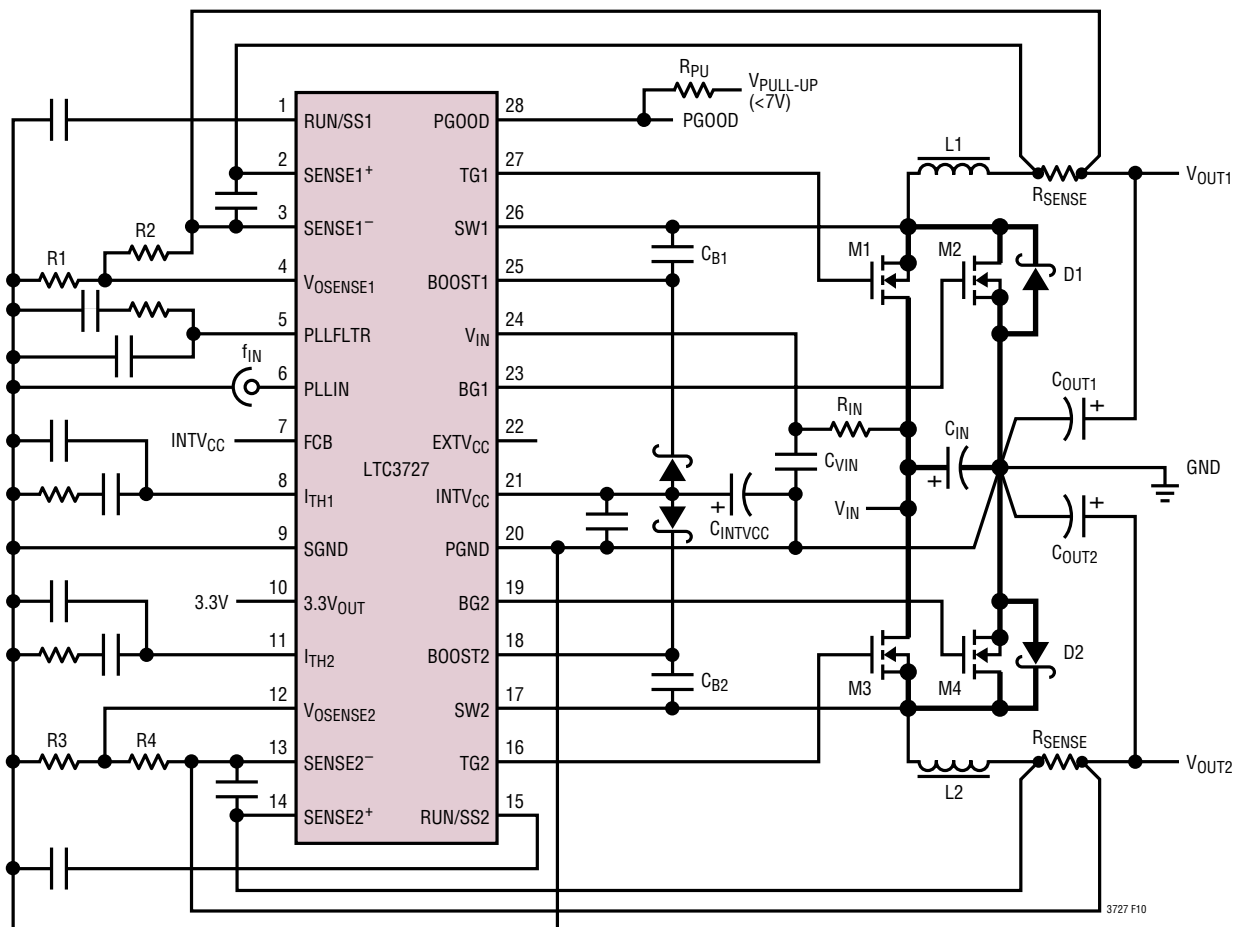


図10. LTC3727の推奨基板レイアウト図

アプリケーション情報

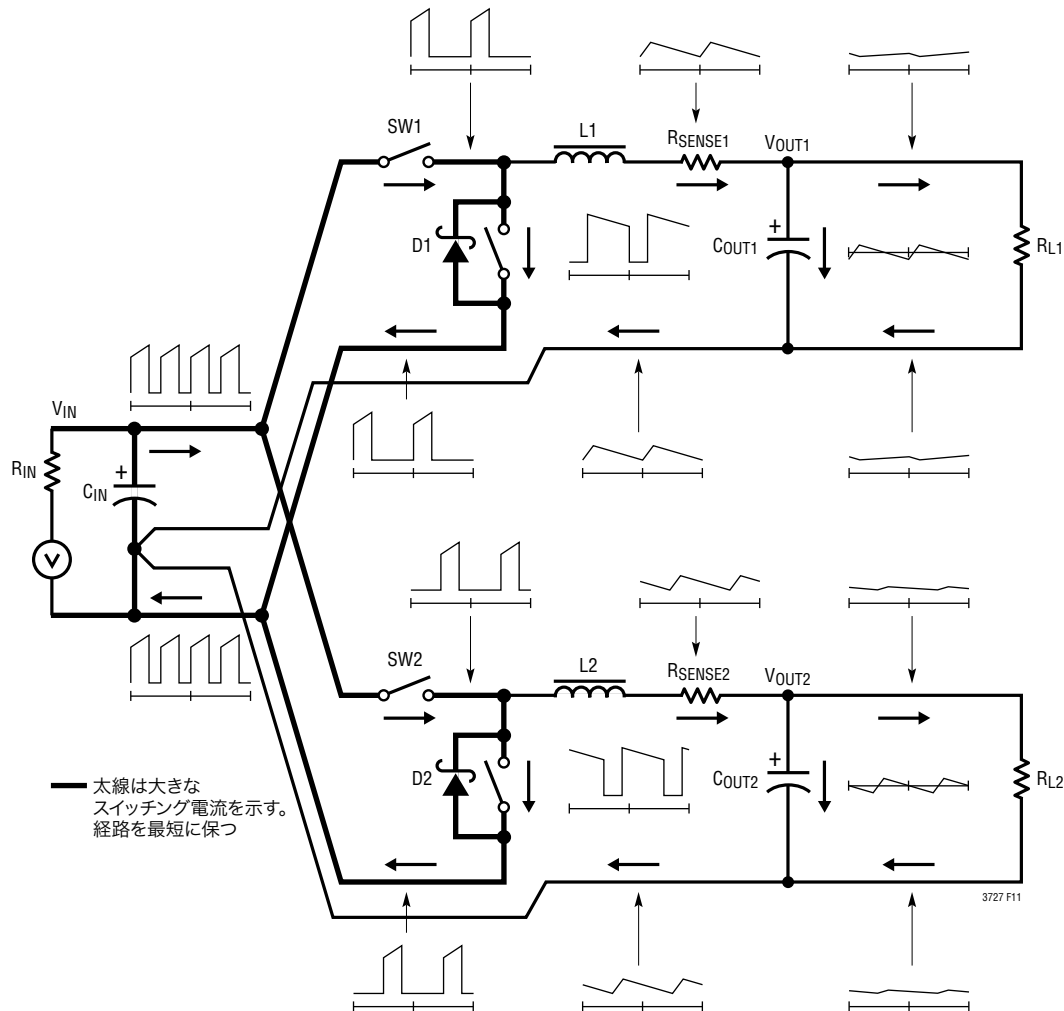


図11. ブランチ電流の波形

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センス帰還ピンおよび電流センス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、LTC3727の「出力側」に置き、基板のトレース面積を最小限にします。

7. 改良型の「スター・グランド」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、およびデバイスのSGNDピンを接続します。

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ーすると有益です。出力スイッチング・ノード (SWピン) をモニター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。

アプリケーション情報

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%~20%)より下に下が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、電流センス入力または電圧センス入力でのノイズを拾っているか、あるい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であれば、ループを過補償にしてPC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行ってください。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ネルがトップMOSFETをオンするときです。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。

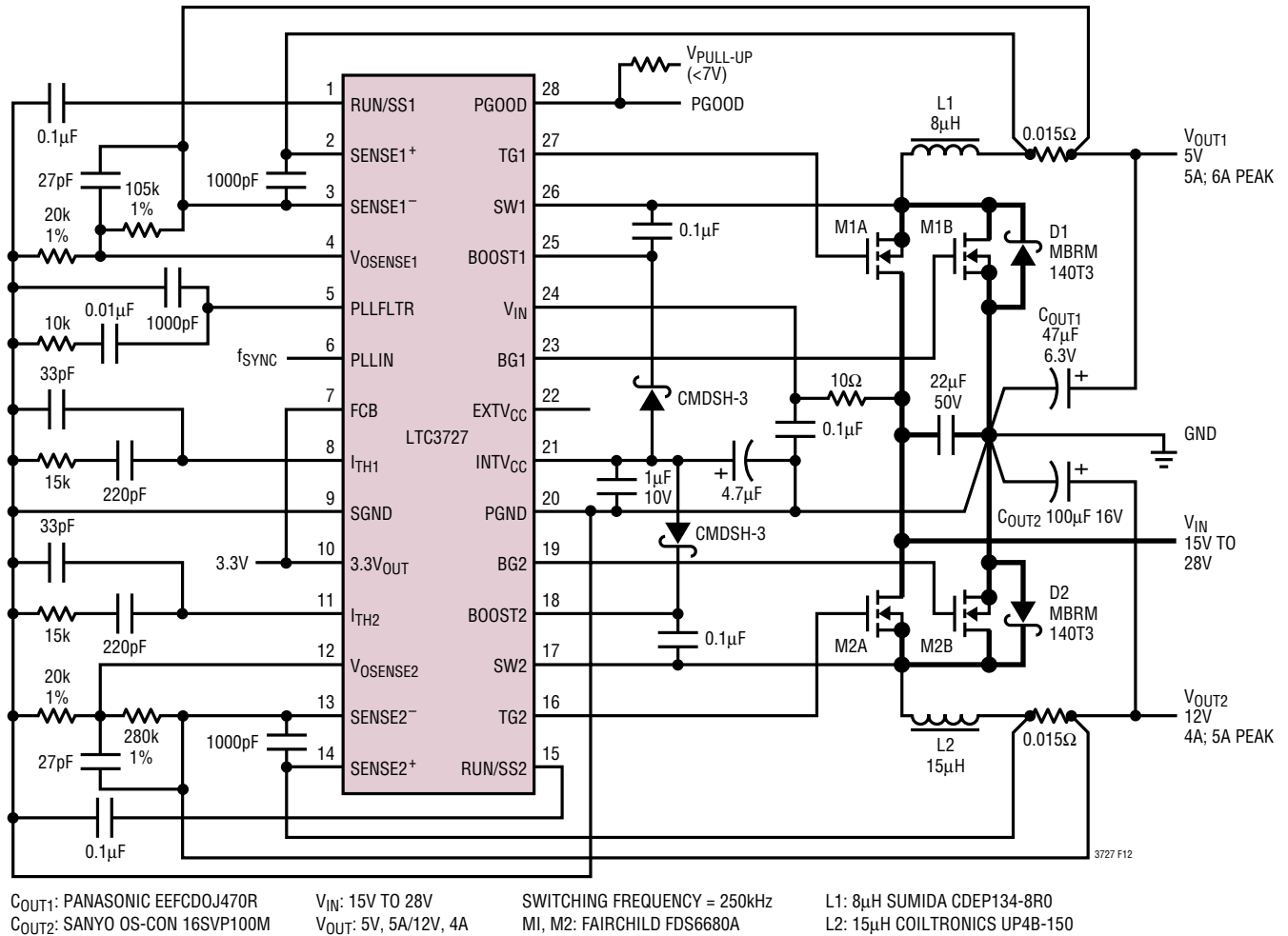
短絡テストを実施して適切な過電流ラッチオフを検証するか、あるいは抵抗を使って V_{IN} から5 μ AをRUN/SSピンに供給して短絡ラッチオフが起きないようにすることができます。

V_{IN} を公称レベルから下げて、ドロップアウト状態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、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。電流センス・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。入力電圧が低くかつ電流出力負荷が大きいときに問題が起きる場合は、 C_{IN} 、ショットキー・ダイオード、トップMOSFETなどの部品と、敏感な電流および電圧センス・トレースとの誘導性結合を調べます。さらに、これらの部品とデバイスのSGNDピンの間の共通グラ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、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しますので心配はいりません。

標準の応用例



LTC3727/LTC3727-1

標準の応用例

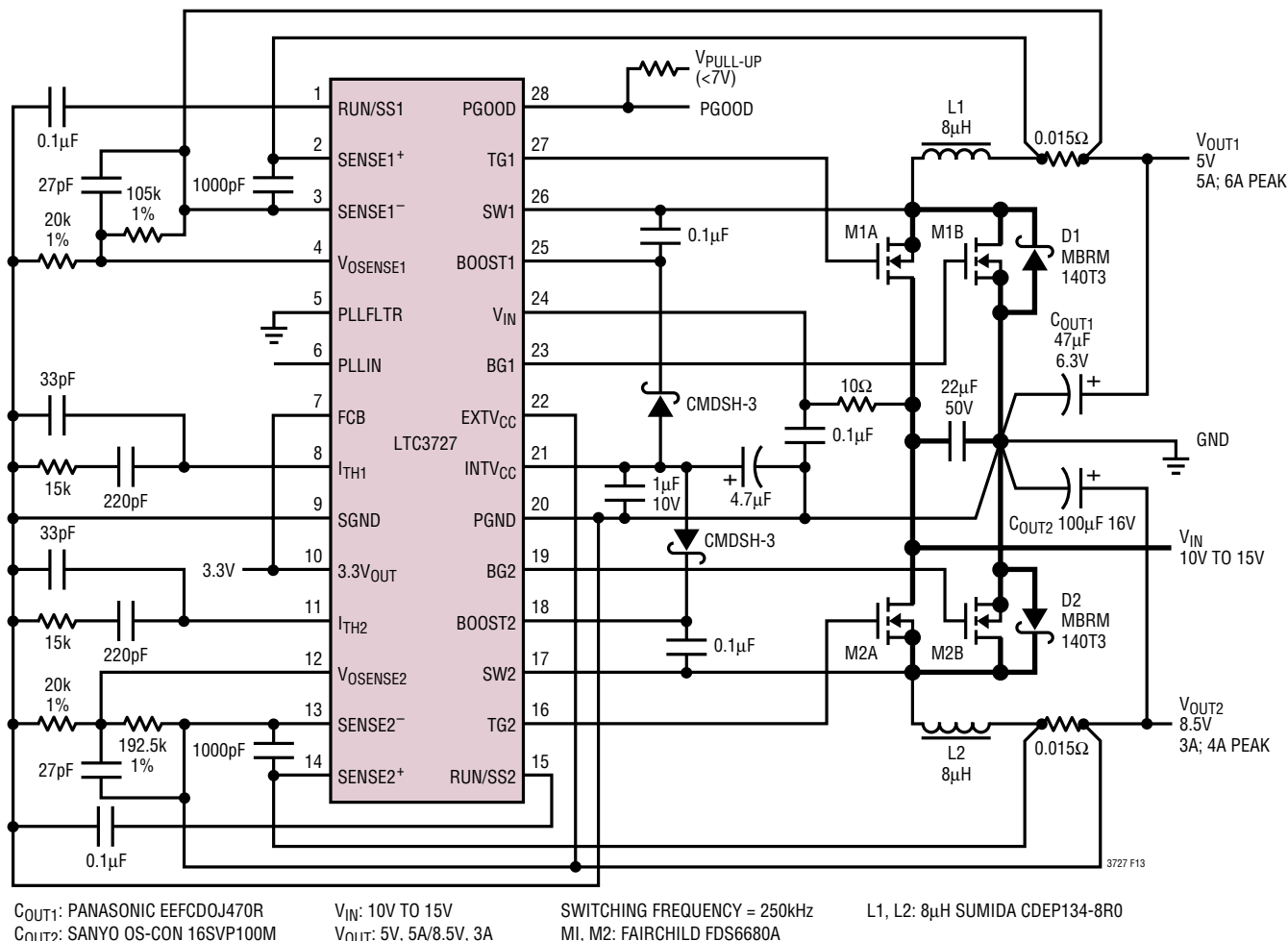
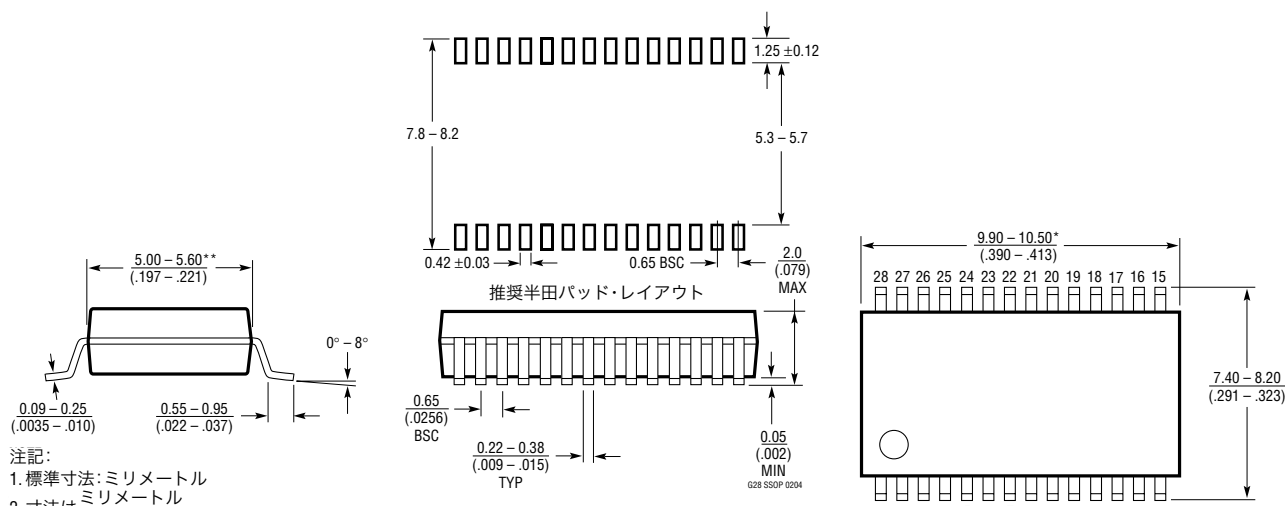


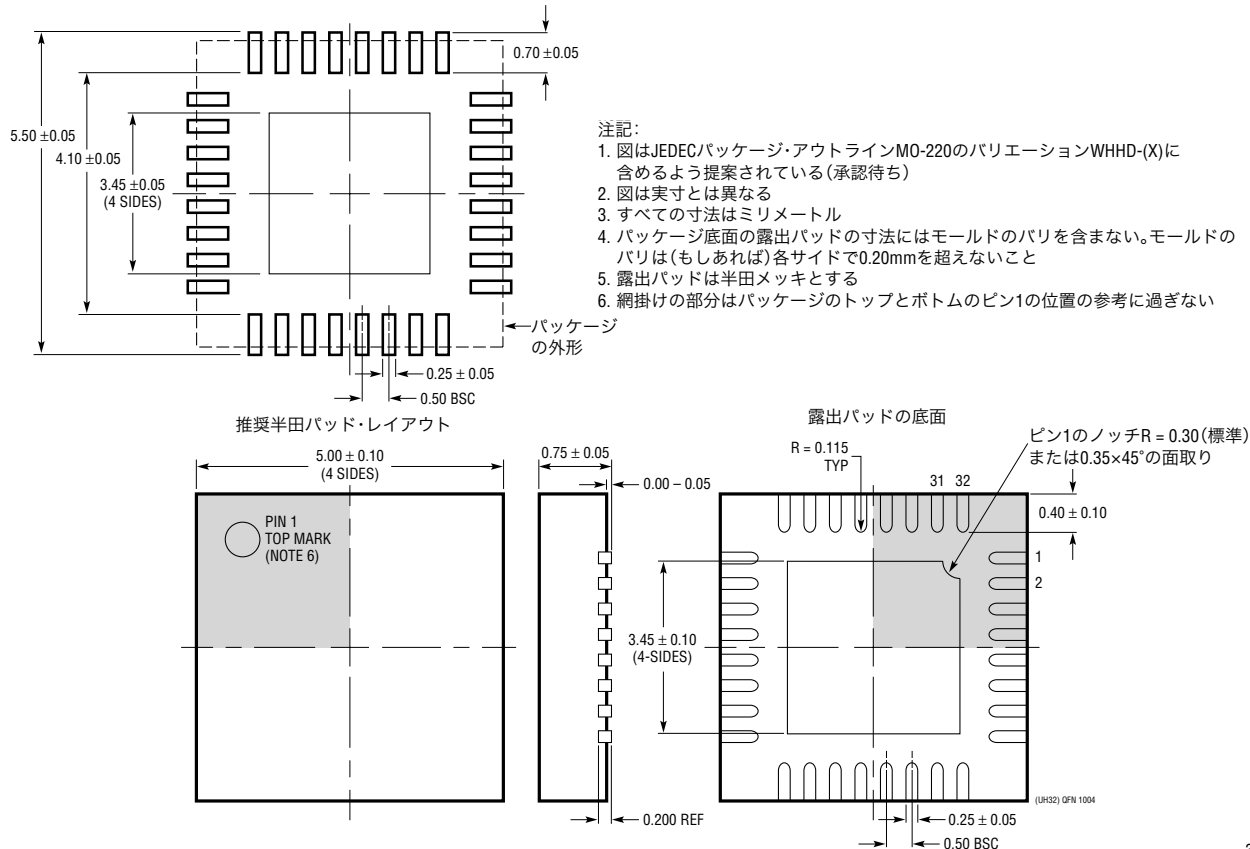
図13. LTC3727の8.5V/3A、5V/5Aレギュレータ

パッケージ寸法

Gパッケージ
28ピン・プラスチックSSOP (5.3mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1640)



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



3727fb

LTC3727/LTC3727-1

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1625/LTC1775	No R _{SENSE} TM 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
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制御付き	Mobile Pentium [®] IIIプロセッサ、550kHz、V _{IN} ≤ 7V
LTC1708-PG	2フェーズ、デュアル同期式コントローラ、Mobile VID付き	3.5V ≤ V _{IN} ≤ 36V、VIDによりV _{OUT1} を設定、PGOOD
LT1709/ LT1709-8	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、5ビットVID付き	1.3V ≤ V _{OUT} ≤ 3.5V、電流モードにより正確な電流分担を保証、3.5V ≤ V _{IN} ≤ 36V
LTC1735	高効率同期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	高効率同期式コントローラ、5ビットMobile VID制御付き	出力フォールト保護、24ピンSSOP、3.5V ≤ V _{IN} ≤ 36V
LTC1876	トリプル出力DC/DC同期式コントローラ	デュアル、2フェーズ昇降圧DC/DCコンバータ、2.6V ≤ V _{IN} ≤ 36V、150kHz~300kHzの固定周波数
LTC1778	No R _{SENSE} 、広い動作範囲の同期式降圧コントローラ	効率:最大97%、4V ≤ V _{IN} ≤ 36V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ (0.9)(V _{IN})、I _{OUT} :最大20A
LTC1929/ LTC1929-PG	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 ≤ V _{IN} ≤ 36V
LTC3727A-1	デュアル2フェーズ同期式コントローラ	非常に低いドロップアウト動作、V _{OUT} ≤ 14V
LTC3728	2フェーズ550kHz、デュアル同期式降圧コントローラ	QFNおよびSSOPパッケージ、小型のLおよびCのため高周波数
LTC3729	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
LTC3731	3フェーズ、600kHz同期式降圧コントローラ	0.6V ≤ V _{OUT} ≤ 6V、4.5V ≤ V _{IN} ≤ 32V、I _{OUT} ≤ 60A、内蔵MOSFETドライバ

PolyPhaseはリニアテクノロジー社の登録商標です。No R_{SENSE}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。

3727tb