

低入力電圧、高電力、 No R_{SENSE}TM 同期整流式 降圧DC/DCコントローラ

特長

- 非常に低いV_{IN(MIN)} : 1.5V
- 真の電流モード制御
- NチャネルMOSFET用5Vドライブにより、補助5V電源が不要
- センス抵抗が不要
- 標準5VロジックレベルのNチャネルMOSFETを使用
- 電流制限を調整可能
- 周波数を調整可能
- スイッチのt_{ON(MIN)} < 100ns
- 200kHzで2% ~ 90%のデューティ・サイクル
- ±1%精度の0.8Vリファレンス
- パワーグッド出力電圧モニタ
- プログラム可能なソフトスタート
- 出力過電圧保護
- オプションの短絡シャットダウン・タイマ
- 小型の24ピンSSOPパッケージ

アプリケーション

- テレコム・カード3.3V、2.5V、1.8V降圧
- バス終端(DDRメモリ、SSTL)
- 汎用昇圧付き同期整流式降圧
- 低V_{IN}同期整流式昇圧

概要

LTC®3713は非常に低い入力電源電圧での使用に最適化された、高電流で高効率の同期整流式降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。このデバイスは1.5Vという低い入力電圧まで動作し、0.8V ~ (0.9)V_{IN}までの安定化出力電圧を供給します。このコントローラは谷電流制御アーキテクチャを採用し、センス抵抗なしで高い動作周波数が可能です。動作周波数は外付け抵抗で選択され、V_{IN}およびV_{OUT}の変動に対して補償されています。 LTC3713は一対の外付けの標準5VロジックレベルNチャネルMOSFETを使用するので、高価なPチャネル・デバイスやスレッショルドの低いデバイスは不要です。

不連続モード動作により、軽負荷でも高い効率で動作します。強制連続制御ピンはノイズとRF干渉を減らし、メイン出力が軽負荷のときに不連続動作をディスエーブルすることによって、2次巻線の安定化を補うことができます。内部フォールドバック電流制限、出力過電圧コンバレータ、およびオプションの短絡シャットダウン・タイマによりフォールト保護をおこないます。

、LTC、LTI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。

標準的応用例

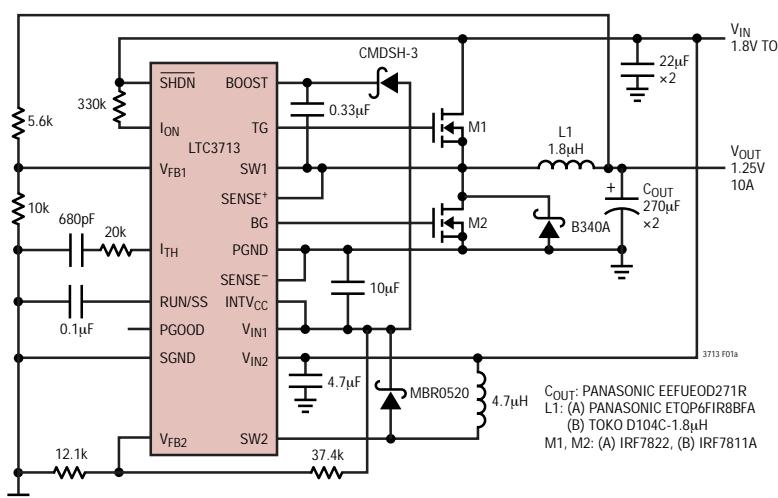
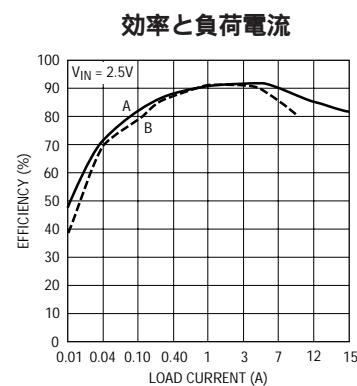


図1 . 1.8V ~ 3.3V入力の高効率降圧コンバータ



絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN2})	10V ~ - 0.3V
昇圧されたトップサイド・ドライバ電源電圧 (BOOST)	42V ~ - 0.3V
V_{IN1} 、 I_{ON} 、SW1、SENSE ⁺ の各電圧	36V ~ - 0.3V
RUN/SS電圧、PGOOD電圧	7V ~ - 0.3V
FCB、 V_{ON} 、 V_{RNG} の各電圧	($INTV_{CC}$ + 0.3V) ~ - 0.3V
I_{TH} 、 V_{FB1} 、SENSE ⁻ の各電圧	2.7V ~ - 0.3V
SW2電圧	36V ~ - 0.4V
V_{FB2} 電圧	V_{IN2} + 0.3V
SHDN電圧	10V
TG、BG、 $INTV_{CC}$ の各ピーク電流	2A
TG、BG、 $INTV_{CC}$ の各RMS電流	50mA
動作周囲温度範囲 (Note 4)	- 40 ~ 85
接合部温度 (Note 2)	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

TOP VIEW		ORDER PART NUMBER
RUN/SS	1	24 BOOST
V_{ON}	2	23 TG
PGOOD	3	22 SW1
V_{RNG}	4	21 SENSE ⁺
FCB	5	20 SENSE ⁻
I_{TH}	6	19 PGND1
SGND1	7	18 BG
I_{ON}	8	17 $INTV_{CC}$
V_{FB1}	9	16 V_{IN1}
SHDN	10	15 V_{IN2}
SGND2	11	14 PGND2
V_{FB2}	12	13 SW2
G PACKAGE 24-LEAD PLASTIC SSOP $T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 130^{\circ}\text{C}/\text{W}$		

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 $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN1} = 15\text{V}$ 、 $V_{IN2} = 1.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Buck Regulator						
$I_Q(VIN1)$	Input DC Supply Current (V_{IN1}) Normal Shutdown Supply Current			900 15	2000 30	μA μA
V_{FB1}	Feedback Reference Voltage	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 3)	●	0.792	0.800	0.808
I_{FB1}	Feedback Current	(Note 3)		-5	± 50	nA
$\Delta V_{FB1(LINEREG)}$	Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN1} = 4\text{V}$ to 30V , $I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 3)		0.002		%/V
$\Delta V_{FB1(LOADREG)}$	Feedback Voltage Load Regulation	$I_{TH} = 0.5\text{V}$ to 1.9V (Note 3)	●	-0.05	-0.3	%
$g_m(EA)$	Error Amplifier Transconductance	$I_{TH} = 1.2\text{V}$ (Note 3)	●	1.4	1.7	2
V_{FCB}	Forced Continuous Threshold		●	0.76	0.8	0.84
I_{FCB}	Forced Continuous Pin Current	$V_{FCB} = 0.8\text{V}$		-1	-2	μA
t_{ON}	On-Time	$I_{ON} = 60\mu\text{A}$, $V_{ON} = 1.5\text{V}$ $I_{ON} = 30\mu\text{A}$, $V_{ON} = 1.5\text{V}$		200 400	250 500	300 600
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	$I_{ON} = 180\mu\text{A}$			50	100
$t_{OFF(MIN)}$	Minimum Off-Time				250	400
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold $V_{PGND} - V_{SW}$	$V_{RNG} = 1\text{V}$, $V_{FB1} = 0.76\text{V}$ $V_{RNG} = 0\text{V}$, $V_{FB1} = 0.76\text{V}$ $V_{RNG} = INTV_{CC}$, $V_{FB1} = 0.76\text{V}$	● ● ●	113 79 158	133 93 186	153 107 214
$V_{SENSE(MIN)}$	Minimum Current Sense Threshold $V_{PGND} - V_{SW}$	$V_{RNG} = 1\text{V}$, $V_{FB1} = 0.84\text{V}$ $V_{RNG} = 0\text{V}$, $V_{FB1} = 0.84\text{V}$ $V_{RNG} = INTV_{CC}$, $V_{FB1} = 0.84\text{V}$			-67 -47 -93	mV mV mV
$\Delta V_{FB1(OV)}$	Output Overvoltage Fault Threshold			5.5	7.5	9.5
$\Delta V_{FB1(UV)}$	Output Undervoltage Fault Threshold			520	600	680
$V_{RUN/SS(ON)}$	RUN Pin Start Threshold		●	0.8	1.5	2
$V_{RUN/SS(LE)}$	RUN Pin Latchoff Enable Threshold	RUN/SS Pin Rising			4	4.5
$V_{RUN/SS(LT)}$	RUN Pin Latchoff Threshold	RUN/SS Pin Falling			3.5	4.2

3713fa

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、 $V_{IN1} = 15\text{V}$ 、 $V_{IN2} = 1.5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$I_{RUN/SS(C)}$	Soft-Start Charge Current	$V_{RUN/SS} = 0\text{V}$	-0.5	-1.2	-3	μA
$I_{RUN/SS(D)}$	Soft-Start Discharge Current	$V_{RUN/SS} = 4.5\text{V}$, $V_{FB} = 0\text{V}$	0.8	1.8	3	μA
UVLO	V_{IN1} Undervoltage Lockout	V_{IN1} Falling	●	3.4	3.9	V
UVLOR	V_{IN1} Undervoltage Lockout Release	V_{IN1} Rising	●	3.5	4	V
$TG R_{UP}$	TG Driver Pull-Up On Resistance	TG High		2	3	Ω
$TG R_{DOWN}$	TG Driver Pull-Down On Resistance	TG Low		2	3	Ω
$BG R_{UP}$	BG Driver Pull-Up On Resistance	BG High		3	4	Ω
$BG R_{DOWN}$	BG Driver Pull-Down On Resistance	BG Low		1	2	Ω
$TG t_r$	TG Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		20		ns
$TG t_f$	TG Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		20		ns
$BG t_r$	BG Rise Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		20		ns
$BG t_f$	BG Fall Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		20		ns

Internal V_{CC} Regulator

V_{INTVCC}	Internal V_{CC} Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$	●	4.7	5	5.3	V
$\Delta V_{LDO(LOADREG)}$	Internal V_{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 20mA			-0.1	± 2	%

PGOOD Output

ΔV_{FB1H}	PGOOD Upper Threshold	V_{FB1} Rising		5.5	7.5	9.5	%
ΔV_{FB1L}	PGOOD Lower Threshold	V_{FB1} Falling		-5.5	-7.5	-9.5	%
$\Delta V_{FB(HYS)}$	PGOOD Hysteresis	V_{FB1} Returning		1	2		%
V_{PGL}	PGOOD Low Voltage	$I_{PGOOD} = 5\text{mA}$		0.15	0.4		V

Boost Regulator

$V_{IN2(MIN)}$	Minimum Operating Voltage			0.9	1.5		V
$V_{IN2(MAX)}$	Maximum Operating Voltage				10		V
$I_Q(VIN2)$	Input DC Supply Current (V_{IN2}) Normal Shutdown			3 0.01	4.5 1		μA
V_{FB2}	V_{FB2} Feedback Voltage	$0^\circ\text{C} \text{ to } 70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \text{ to } 85^\circ\text{C}$	●	1.205 1.200	1.23 1.260		V
I_{VFB2}	V_{FB2} Pin Bias Current		●	27	80		nA
$\Delta V_{FB2(LINEREG)}$	BOOST Reference Line Regulation	$1.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 10\text{V}$		0.02	0.2		%/V
f_{BOOST}	BOOST Switching Frequency	$0^\circ\text{C} \text{ to } 70^\circ\text{C}$ $-40^\circ\text{C} \text{ to } 85^\circ\text{C}$	●	1.0 0.9	1.4 1.9		MHz MHz
$DC_{BOOST(MAX)}$	BOOST Maximum Duty Cycle			82	86		%
$I_{LIM(BOOST)}$	BOOST Switch Current Limit	(Note 5)		500	800		mA
$V_{CESAT(BOOST)}$	BOOST Switch V_{CESAT}	$I_{SW} = 300\text{mA}$		300	350		mV
$I_{SWLKG(BOOST)}$	BOOST Switch Leakage Current	$V_{SW} = 5\text{V}$		0.01	1		μA
$V_{SHDN(HIGH)}$	SHDN Input Voltage High			1			V
$V_{SHDN(LOW)}$	SHDN Input Voltage Low				0.3		V
I_{SHDN}	SHDN Pin Bias Current	$V_{SHDN} = 3\text{V}$ $V_{SHDN} = 0\text{V}$		25 0.01	50 0.1		μA

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

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

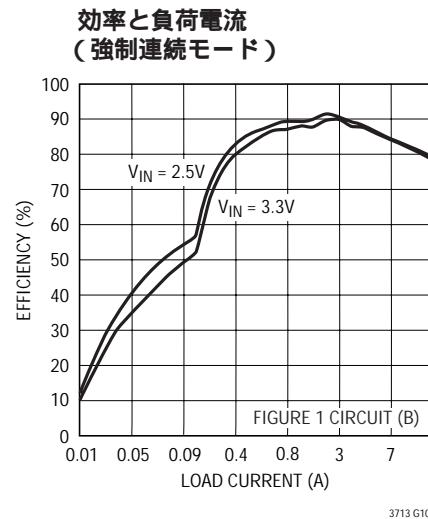
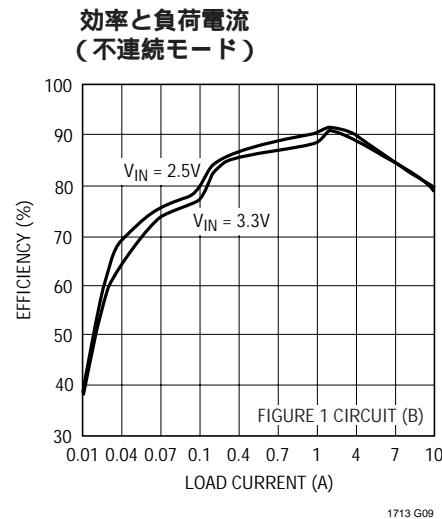
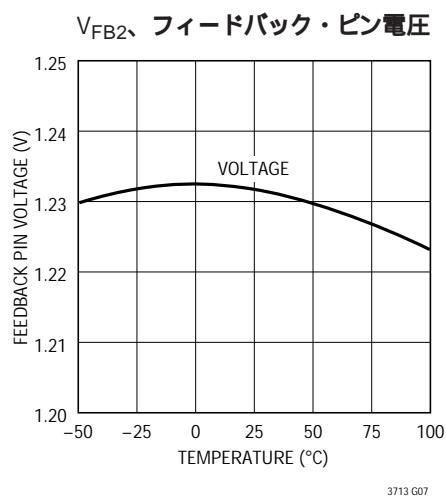
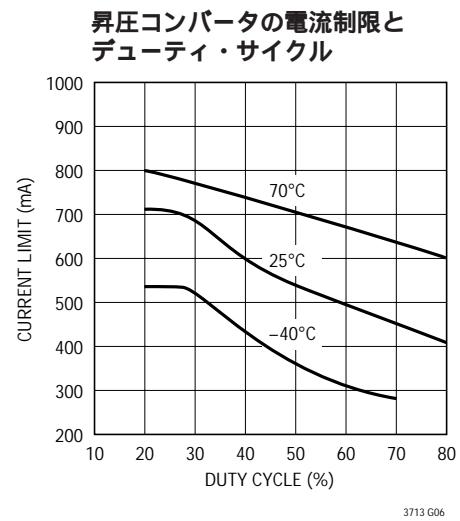
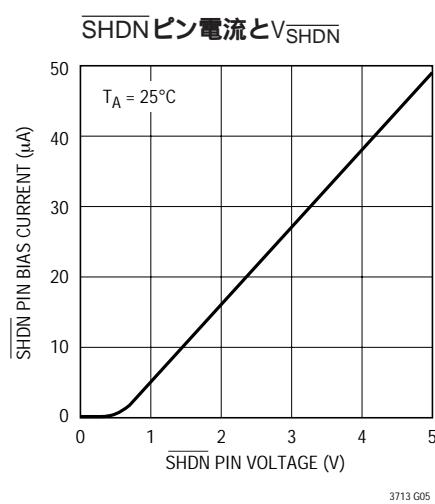
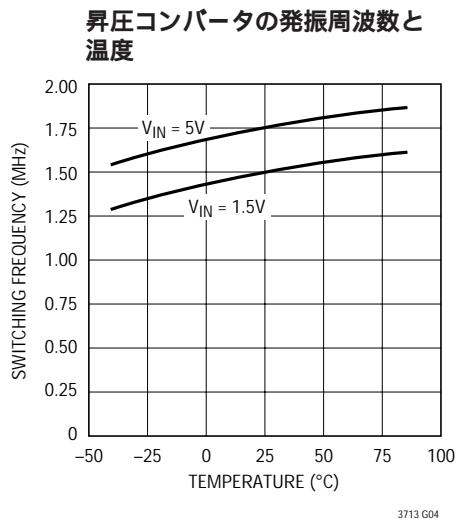
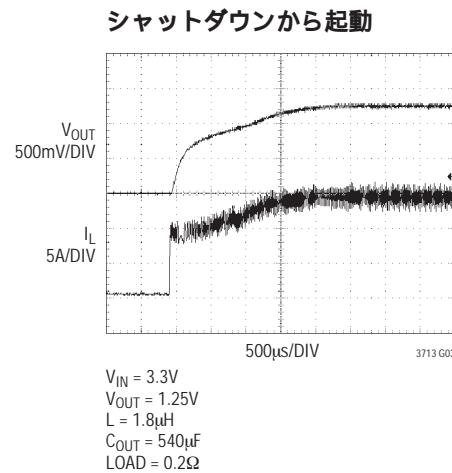
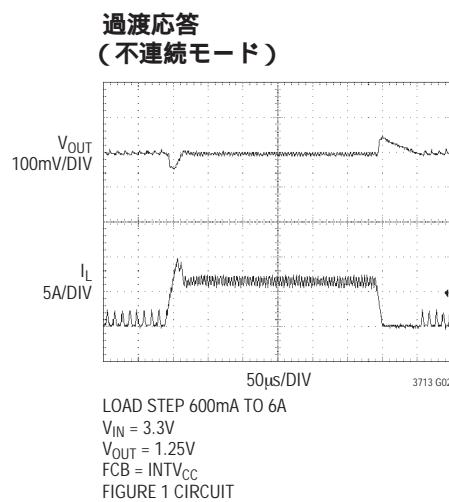
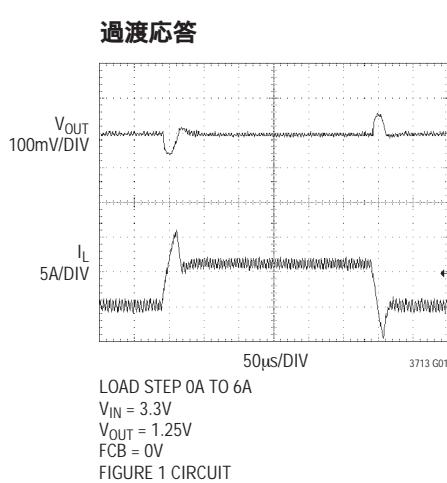
$$T_{J3713EG} = T_A + (P_D \cdot 130) / W$$

Note 3: LTC3713は、誤差アンプの出力が規定された電圧(I_{TH})になるように V_{FB} を調節する帰還ループでテストされている。

Note 4: LTC3713Eは、 $0^\circ\text{C} \text{ to } 70^\circ\text{C}$ 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。 $-40^\circ\text{C} \text{ to } 85^\circ\text{C}$ 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。

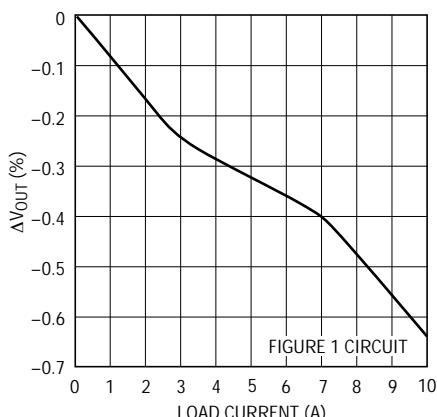
Note 5: 電流制限は設計および静的テストとの相関によって保証されている。

標準的性能特性

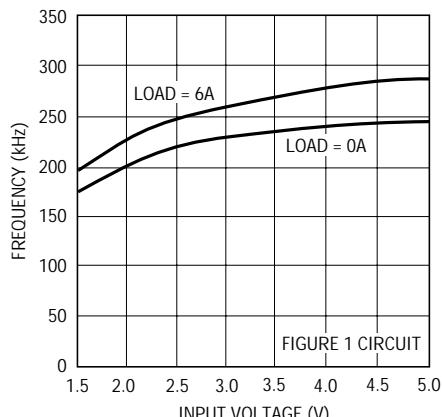


標準的性能特性

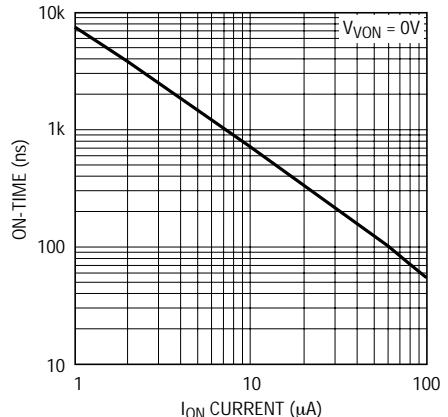
ロード・レギュレーション



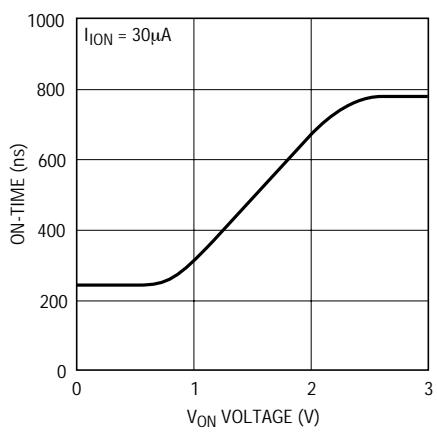
周波数と入力電圧



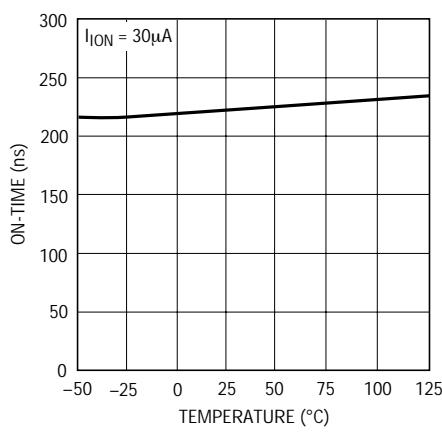
オン時間と I_{ON} 電流



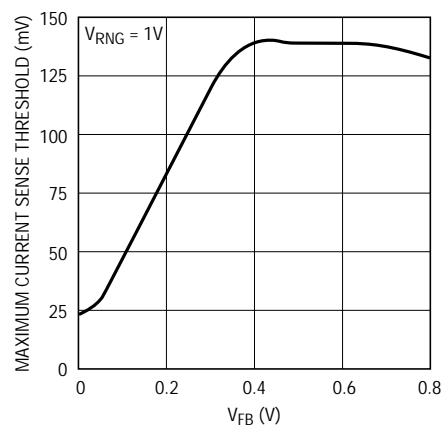
オン時間と V_{ON} 電圧



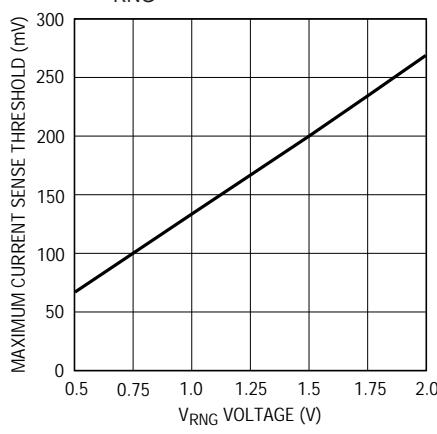
オン時間と温度



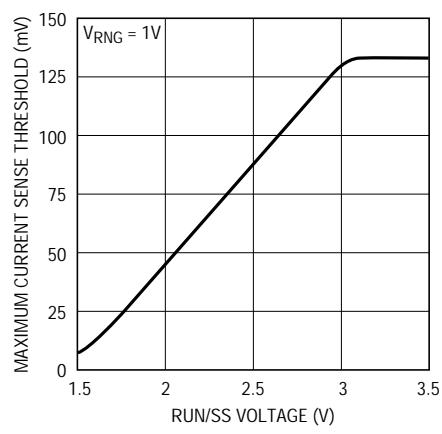
電流制限フォールドバック



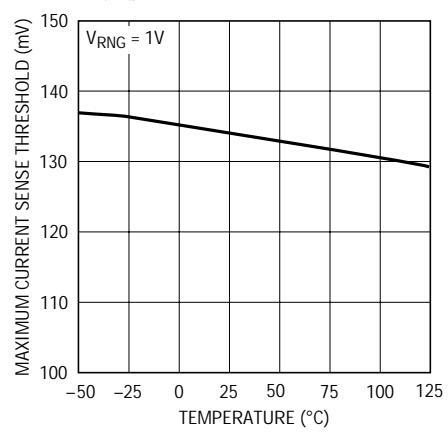
最大電流センス・スレッショルドと V_{RNG} 電圧



最大電流センス・スレッショルドとVRUN/SS電圧

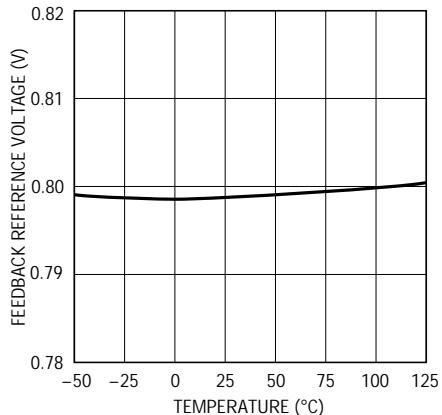


最大電流センス・スレッショルドと温度

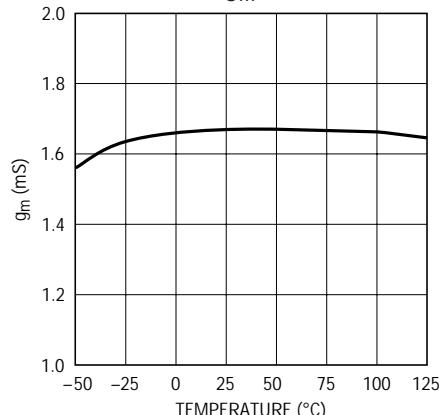


標準的性能特性

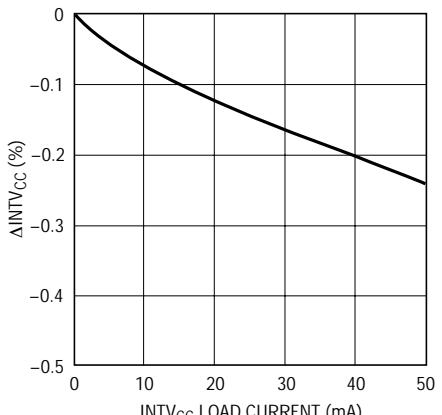
フィードバック・リファレンス
電圧と温度



誤差アンプの g_m と温度

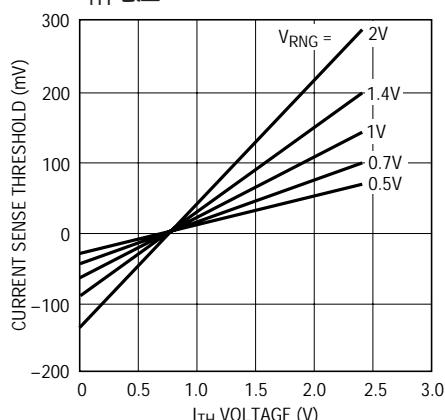


INTV_{CC}ロード・レギュレーション

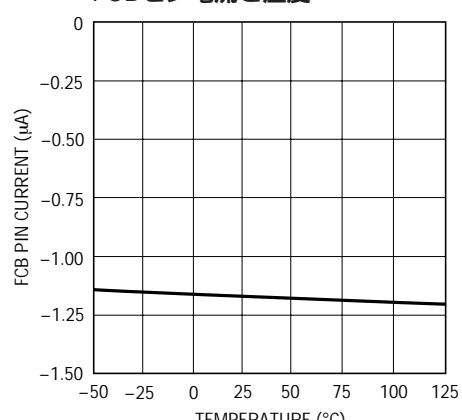


3713 G22

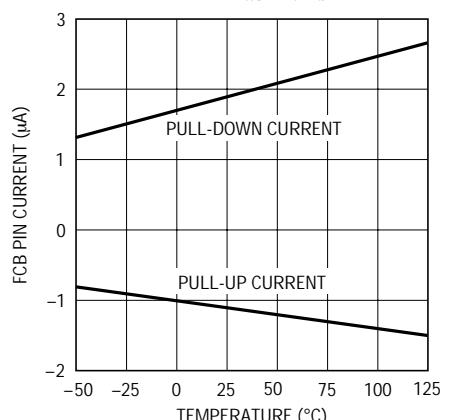
電流センス・スレッショルドと
 I_{TH} 電圧



FCB ピン電流と温度

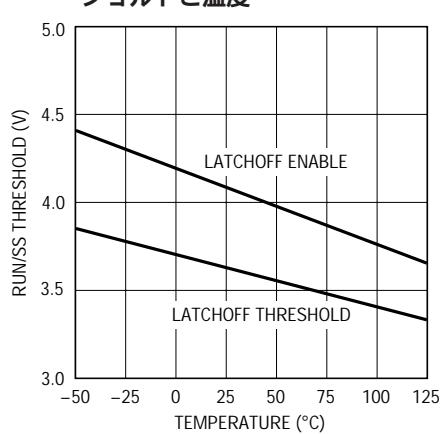


RUN/SS ピン電流と温度



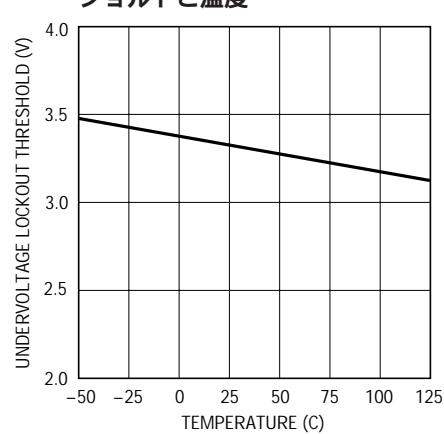
3713 G25

RUN/SS ラッチオフ・スレッショルドと温度



3713 G26

低電圧ロックアウト・スレッショルドと温度



3713 G27

3713fa

ピン機能

RUN/SS (ピン1) : 実行制御およびソフトスタートの入力。このピンからグランドに接続したコンデンサにより、フル出力電流までのランプ時間(約3秒/ μF)および過電流ラッチオフの遅延時間が設定されます(「アプリケーション情報」を参照)。このピンを0.8Vより低い電圧に強制すると、デバイスがシャットダウンします。

V_{ON} (ピン2) : オン時間電圧入力。オンタイム・コンパレータの電圧トリップ・ポイント。このピンを出力電圧に接続するとオン時間が V_{OUT} に比例します。このピンが接地されているとコンパレータ入力は既定で0.7Vになり、このピンがINTV_{CC}に接続されると2.4Vになります。

PGOOD (ピン3) : パワーグッド出力。オープン・ドレンのロジック出力で、出力電圧がレギュレーション・ポイントの±7.5%以内にないと、グランドへ引き下げられます。

V_{RNG} (ピン4) : センス電圧範囲入力。このピンの電圧は最大出力電流での公称センス電圧の10倍で、INTV_{CC}に接続した抵抗分割器により0.5V~2Vに設定することができます。公称センス電圧は、このピンがグランドに接続されると既定で70mVになり、INTV_{CC}に接続されると140mVになります。

FCB (ピン5) : 強制連続入力。軽負荷時に連続同期動作を強制するにはこのピンをグランドに接続し、軽負荷時に不連続モードの動作をイネーブルするにはINTV_{CC}に接続し、また2次巻線を使う場合は2次側出力から抵抗分割器に接続します。

I_{TH} (ピン6) : 電流制御スレッショルドおよび誤差アンプの補償点。電流コンパレータのスレッショルドはこの制御電圧に応じて上昇します。電圧範囲は0V~2.4Vで、0.8Vがゼロ・センス電圧(ゼロ電流)に対応します。

SGND (ピン7、11) : 信号グランド。すべての小信号部品と補償用部品はこのグランドに接続し、このグランド自身はPGNDに一点接続します。

I_{ON} (ピン8) : オン時間電流入力。 V_{IN} からこのピンに抵抗を接続してワンショット・タイマ電流を設定し、それによってスイッチング周波数を設定します。

V_{FB1} (ピン9) : 誤差アンプの帰還入力。このピンは、 V_{OUT} に接続された外部抵抗分割器に誤差アンプの入力を接続します。

SHDN (ピン10) : アクティブ"L"のシャットダウン・ピン。LTC3713の昇圧コンバータの部分をイネーブルするには1V以上の電圧に接続します。シャットダウンするにはグランドに接続します。

V_{FB2} (ピン12) : 升圧コンバータのフィードバック。 V_{FB2} ピンは抵抗分割器を通してINTV_{CC}に接続し、INTV_{CC}の電圧を設定します。INTV_{CC}電圧は次式にしたがって設定します。

$$V_{\text{INTVCC}} = 1.23V(1 + R_{F4}/R_{F3})$$

SW2 (ピン13) : 升圧コンバータのスイッチ・ピン。升圧コンバータ部分のインダクタ/ダイオードをここに接続します。このピンのトレース面積を小さくしてEMIを抑えます。

PGND (ピン14、19) : 電源グランド。これらのピンを、ボトムNチャネルMOSFETのソース、C_{VCC}(-)端子、およびC_{IN}(-)端子に近づけて接続します。

V_{IN2} (ピン15) : LTC3713の昇圧コンバータ部分の入力電源ピン。ローカルにバイパスする必要があります。

V_{IN1} (ピン16) : 主入力電源。このピンはRCフィルタ(1Ω、0.1μF)を使ってPGNDにデカップリングします。

INTV_{CC} (ピン17) : 内部レギュレータの出力。ドライバおよび制御回路はこの電圧から電力供給を受けます。最小4.7μFの低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使って、このピンを電源グランドにデカップリングします。

BG (ピン18) : ボトム・ゲート・ドライブ。グランドとINTV_{CC}の間で、ボトムNチャネルMOSFETのゲートをドライブします。

SENSE⁻ (ピン20) : 電流センス・コンパレータの負入力。INTV_{CC}に接続した抵抗分割器を使っていないかぎり、電流コンパレータの(-)入力は通常、電源グランドに接続されます(「アプリケーション情報」参照)。

SENSE⁺ (ピン21) : 電流センス・コンパレータの正入力。センス抵抗を使っていないかぎり、電流コンパレータの(+)入力は通常、SW1ノードに接続されます(「アプリケーション情報」参照)。

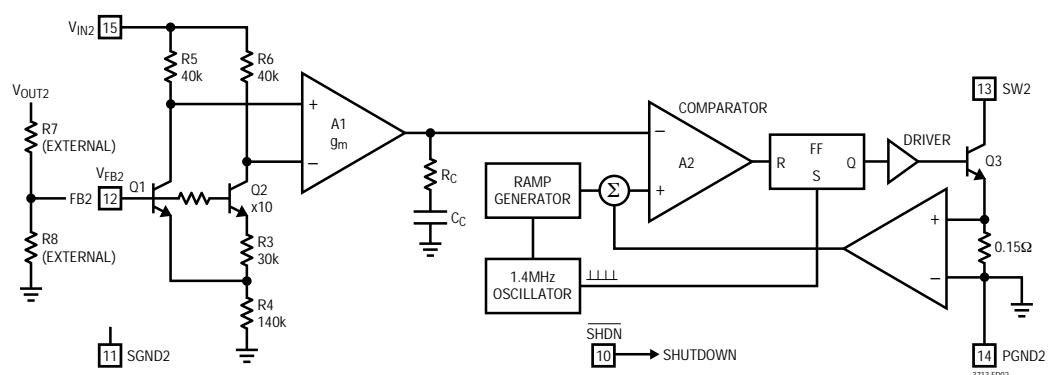
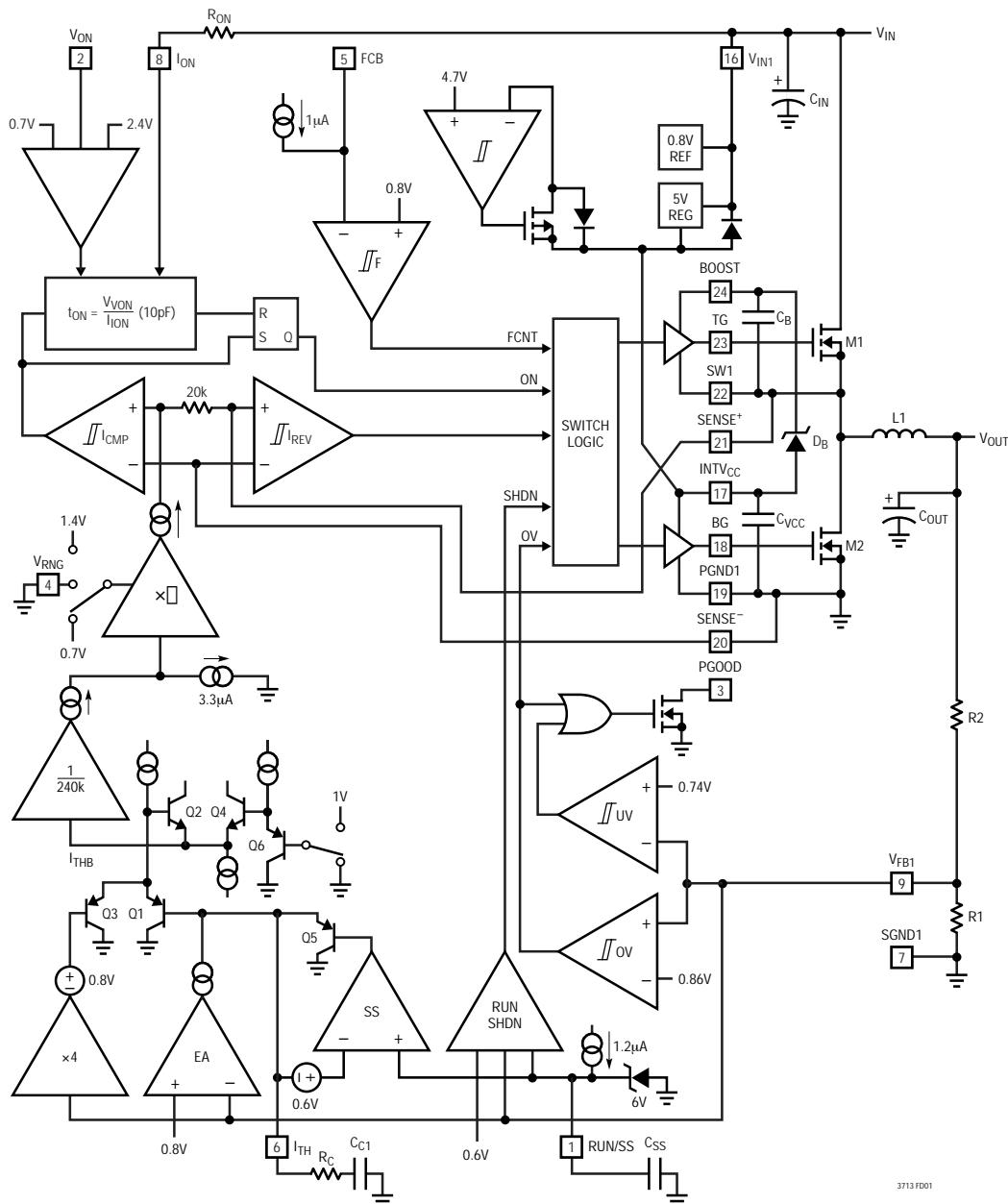
SW1 (ピン22) : スイッチ・ノード。ブーストトラップ・コンデンサC_B(-)端子をここに接続します。このピンは、グランドよりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から V_{IN} までスイングします。

TG (ピン23) : トップ・ゲート・ドライブ。スイッチ・ノード電圧SW1にINTV_{CC}を加えたものに等しい電圧振幅でトップNチャネルMOSFETをドライブします。

BOOST (ピン24) : 升圧されたフローティング・ドライバ電源。ブーストトラップ・コンデンサC_B(+)端子をここに接続します。このピンは、INTV_{CC}よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧から $V_{\text{IN}} + \text{INTV}_{\text{CC}}$ までスイングします。

3713fa

機能図



3713fa

動作

メイン制御ループ

LTC3713は低い入力電圧で動作するように設計されたDC/DC降圧コンバータ用の電流モード・コントローラです。降圧レギュレータ付き昇圧コンバータを内蔵しています。

降圧レギュレータの動作

通常動作では、トップMOSFETはワンショット・タイマOSTによって定まる一定時間、オンします。トップMOSFETがオフすると、ボトムMOSFETがオンします。このオン状態は、電流コンパレータ I_{CMP} がトリップしてワンショット・タイマが再始動し、次のサイクルが開始されるまで続きます。インダクタ電流は、ボトムMOSFETのオン抵抗を使って、SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピン間の電圧をセンスすることにより決定されます。 I_{TH} ピンの電圧により、インダクタの谷電流に対応したコンパレータ・スレッショルドが設定されます。誤差アンプEAは、出力電圧からの帰還信号 V_{FB1} を内部の0.8Vリファレンスと比較することによって、この I_{TH} ピンの電圧を調節します。負荷電流が増加すると、リファレンスに比べて帰還電圧が低下します。そのため、 I_{TH} 電圧は平均インダクタ電流が再び負荷電流に等しくなるまで上昇します。

低負荷電流では、インダクタ電流はゼロに低下し、負になることがあります。これは電流反転コンパレータ I_{REV} によって検出され、 I_{REV} が次にM2をシャットオフするので、デバイスは不連続動作に入ります。両方のスイッチはオフ状態に保たれ、 I_{TH} 電圧がゼロ電流レベル(0.8V)を超えて新しいサイクルが開始されるまで、出力コンデンサが負荷電流を供給します。FCBピンを0.8Vより低い電圧にすると、不連続モード動作はコンパレータFによってディスエーブルされ、連続同期動作が強制されます。

動作周波数は事実上、トップMOSFETのオン時間と、レギュレーションを維持するのに必要なデューティ・サイクルによって決まります。ワンショット・タイマは理想的なデューティ・サイクルに比例したオン時間を発生するので、 V_{IN} が変化しても周波数をほぼ一定に保ちます。公称周波数は、外部抵抗 R_{ON} を使って調節することができます。

過電圧コンパレータOVと低電圧コンパレータUVは、出力帰還電圧がレギュレーション・ポイントの±7.5%のウィンドウを外れると、PGOOD出力を "L" へ引き下げる。さらに、過電圧状態ではM1はオフし、M2はオンして、過電圧状態がなくなるまでオン

状態に保たれます。

出力がグランドに短絡されると、フォールドバック電流制限が作動します。 V_{FB1} が低下すると、バッファされた電流スレッショルド電圧 I_{THB} は、Q4とQ6によって設定された1VレベルへクランプQ3によって引き下げられます。このため、 V_{FB1} が0Vに近づくと、インダクタの谷部電流レベルはその最大値の1/6に低下します。

RUN/SSピンを "L" へ引き下げるとき、コントローラをシャットダウン状態に強制して、M1とM2の両方をオフします。ピンをリリースすると、内部の1.2 μ A電流源が外部のソフトスタート・コンデンサ C_{SS} を充電できます。この電圧が1.5Vに達すると、コントローラがオンしてスイッチングを開始しますが、 I_{TH} 電圧はRUN/SS電圧よりも約0.6V低い電圧にクランプされます。 C_{SS} が充電し続けると、ソフトスタートの電流制限は解除されます。

INTV_{CC}電源

トップとボトムのMOSFETドライバおよび大部分の内部制御回路への電力はINTV_{CC}ピンから得られます。トップMOSFETドライバには、フローティング・ブートストラップ・コンデンサ C_B から電力が供給されます。このコンデンサは、トップMOSFETがオフしているとき、外部ショットキ・ダイオード D_B を通してINTV_{CC}から再充電されます。

昇圧レギュレータの動作

INTV_{CC}の5V電源は、LTC3713に内蔵されている、内部補償された電流モード固定周波数昇圧スイッチング・レギュレータによって与えることができます。

機能図を参照すると、動作をよく理解できます。Q1とQ2はバンドギャップ・リファレンス・コアを形成し、そのループはレギュレータの出力の回りで閉じています。 V_{IN2} が1VのときでもQ1とQ2が飽和しないように、R5とR6の両端の電圧降下は十分小さくなります。無負荷時には V_{FB2} が1.23Vよりわずかに高くなり、 V_C (誤差アンプの出力)が低下します。コンパレータA2の出力が "H" に留まり、スイッチQ3をオフ状態に保ちます。出力負荷が増加すると V_{FB2} 電圧が低下するので、A1の出力が上昇します。スイッチ電流は、 V_C ノードによってサイクルごとに直接制御されます。フリップ・フロップは各スイッチ・サイクルの開始時にセットされ、スイッチをオンします。

動作

スイッチ電流を表す信号と(50%を超すデューティ・ファクタでの低調波発振を避けるために導入された)ランプ・ジェネレータの和が V_C 信号を超すと、コンパレータA2の状態が切り替わり、フリップ・フロップをリセットしてスイッチをオフします。スイッチ電流が増加するにつれ、さらに大きな電力が出力に供給されます。出力電圧が外部抵抗分割器のR7とR8によって減衰されて V_{FB2} ピンに現れ、全体のループを閉じます。周波数補償は内部で R_C と C_C によって与えられます。大きな値の出力コンデンサまたは低ESRの出力コンデンサを

使ったアプリケーションでは、R7と並列に位相リード・コンデンサ C_{PL} を追加して過渡応答を最適化することができます。

負荷電流が減少するにつれ、各サイクルでスイッチがオンする時間が短くなります。負荷電流がさらに減少すると、昇圧コンバータはサイクルをスキップして、出力電圧の安定化を維持します。 V_{FB2} ピンの電圧が1.23Vを大きく超えて上昇すると、昇圧コンバータは低電力状態に入ります。

アプリケーション情報

標準的なLTC3713のアプリケーション回路を図1に示します。外部部品の選択は主に最大負荷電流によって決まるので、センス抵抗とパワーMOSFETスイッチの選択から始めます。LTC3713は同期用パワーMOSFETのオン抵抗を使ってインダクタ電流を決めます。主に必要なリップル電流量と動作周波数によってインダクタ値が決まります。最後に、コンバータに流れ込む大きなRMS電流を扱う能力を考慮して C_{IN} を選択し、また出力リップルおよび過渡特性の仕様を満足させるのに十分に低いESRをもつ C_{OUT} を選択します。

最大センス電圧と V_{RNG} ピン

インダクタ電流はSENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンのあいだに現れるセンス抵抗両端の電圧を測定して決定されます。最大センス電圧は V_{RNG} ピンに印加される電圧によって設定され、ほぼ(0.133) V_{RNG} に等しくなります。電流モード制御ループにより、インダクタ電流の谷部が(0.133) V_{RNG}/R_{SENSE} を超えることはありません。実際には、LTC3713および外部部品の値のバラツキに対していくらか余裕をもたせ、次の目安にしたがってセンス抵抗を選択します。

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

INTV_{CC}に接続された外部抵抗分割器を使って V_{RNG} ピンの電圧を0.5V~2Vに設定すると、公称センス電圧を50mV~200mVにすることができます。さらに、 V_{RNG} ピ

ンをSGNDまたはINTV_{CC}に接続することができます。この場合、公称センス電圧は既定でそれぞれ70mVまたは140mVになります。最大許容センス電圧はこの公称値の約1.33倍です。

SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンの接続

LTC3713はセンス抵抗付きでも無しでも使えます。センス抵抗を使うときは、ボトムMOSFET(M2)のソースとグランドの間に接続します。SENSE⁺ピンとSENSE⁻ピンをセンス抵抗へのケルビン接続として接続します。SENSE⁺はボトムMOSFETのソースに、SENSE⁻はPGND1に接続します。センス抵抗を使うと電流制限が正確に定められますが、コストが増え、効率が下がります。代りに、SENSE⁺ピンをボトムMOSFETのドレインに、SENSE⁻ピンをソースに接続するだけで、センス抵抗を使わずにボトムMOSFETを電流センス素子として使うことができます。これにより効率が改善されますが、後のセクションで説明されているように、MOSFETのオン抵抗を慎重に選択する必要があります。

対称な電流制限を必要とするアプリケーション

I_{TH} 電圧の範囲は0V~2.4Vで、0.8Vが0Aに対応します。出力が電流をソースするだけのアプリケーションでは、これにより、最大ソース電流の3分の1を出力がシンクすることができます。出力が電流をソースしたり、シンクしたりするアプリケーションでは、ゼロ電流に関して対称な出力電流範囲が望ましいことがあります。

アプリケーション情報

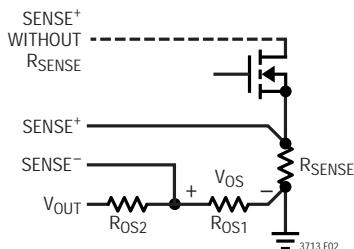


図2 . センス電圧オフセット

これは、図2に示されているように、センス電圧にオフセットを導入することによって実現することができます。

必要なオフセット電圧の大きさを計算するには、まず最大センス電圧を決定します。

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

おおよその目安として、最大ソース電流より30%大きな電流制限値に対して最大センス電圧を設定します。

V_{RNG} ピンの電圧は V_{SENSE} の値に基づいて設定します。

$$V_{RNG} = V_{SENSE}/0.133$$

V_{OS} は次式を使って計算することができます。

$$V_{OS} = 0.6V_{SENSE}$$

図2に示されているようにオフセット電圧を加え、 R_{OS1} と R_{OS2} の値を選んで設定することができます。

$$V_{OS} = \frac{V_{OUT} \cdot R_{OS1}}{R_{OS1} + R_{OS2}}$$

オフセット電圧は V_{OUT} に比例させて調節し、内部の電流制限フォールドバックに干渉しないようにします。

パワーMOSFETの選択

LTC3713には外部Nチャネル・パワーMOSFETが2個必要です。トップ(主)スイッチに1個、ボトム(同期)スイッチに1個です。パワーMOSFETの重要なパラメータは、ブレーカダウン電圧 $V_{(BR)DSS}$ 、スレッショルド電圧 $V_{(GS)TH}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} および最大電流 $I_{DS(Max)}$ です。

ゲート・ドライブ電圧は5V INTV_{CC}電源によって設定されます。したがって、LTC3713のアプリケーションにはロジック・レベル・スレッショルドのMOSFETを使う必要があります。

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

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

ρ_T の項は正規化係数(25°Cで1)で、温度によるオン抵抗の大きな変化を表しており、図3に示すように通常は0.4%/°Cです。100°Cの最大接合部温度の場合、 $\rho_T = 1.3$ の値を使うのが妥当です。

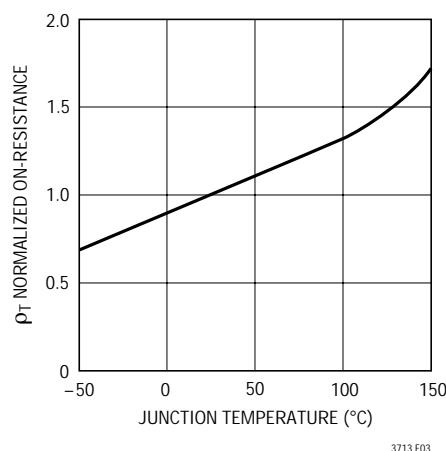


図3 . $R_{DS(ON)}$ と温度

トップとボトムのMOSFETによって消費される電力は、それぞれのデューティ・サイクルと負荷電流に強く依存します。LTC3713が連続モードで動作しているとき、MOSFETのデューティ・サイクルは次式で表されます。

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

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

アプリケーション情報

その結果、最大出力電流でMOSFETが消費する電力は次式で表されます。

$$P_{TOP} = D_{TOP} I_{OUT(MAX)}^2 \rho_{T(TOP)} R_{DS(ON)(MAX)} + k V_{IN}^2 I_{OUT(MAX)} C_{RSS} f$$

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

両方のMOSFETは I^2R 損失を生じ、トップMOSFETには遷移損失の追加項が含まれます。この遷移損失は高い入力電圧で最大になります。定数 $k = 1.7A^{-1}$ を使って遷移損失の大きさを推算することができます。ボトムMOSFETの損失は、短絡時あるいは高入力電圧で、ボトム・デューティ・サイクルが100%に近いときに最大になります。

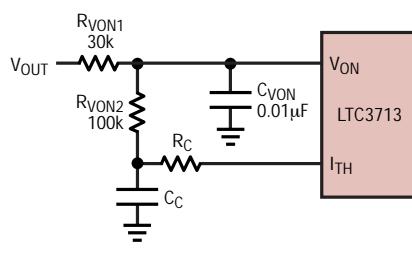
動作周波数

動作周波数の選択は、効率と部品サイズのあいだのトレードオフです。低周波数動作はMOSFETのスイッチング損失を減らして効率を上げますが、出力リップル電圧を低く押さえるには、大きなインダクタンスや容量が必要とします。

LTC3713のアプリケーションの動作周波数は、トップMOSFETスイッチのオン時間 t_{ON} を制御するワンショット・タイマによって事実上決定されます。オン時間は、次式にしたがって、 I_{ON} ピンへ流れ込む電流と V_{ON} ピンの電圧によって設定されます。

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

抵抗 R_{ON} を V_{IN} から I_{ON} ピンに接続すると、 V_{IN} に反比例するオン時間が得られます。このため、降圧コンバータの場合、入力電源が変化してもほぼ一定の周波数動作になります。



(4a)

$$f = \frac{V_{OUT}}{V_{ON} R_{ON} (10pF)} [Hz]$$

出力電圧が変化しても周波数を一定に保つには、 V_{ON} ピンを V_{OUT} に接続します。 V_{ON} ピンには内部クランプが備わっており、ワンショット・タイマへの入力を制限します。このピンが0.7Vより低い電圧に接続されると、ワンショットへの入力は0.7Vにクランプされます。同様に、このピンが2.4Vより高い電圧に接続されると、この入力は2.4Vにクランプされます。

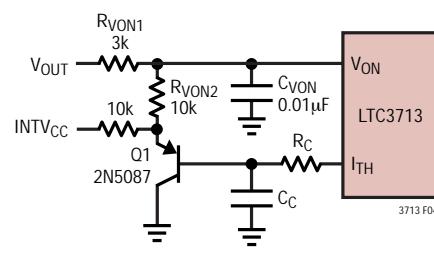
I_{ON} ピンの電圧は約0.7Vなので、このピンへ流れ込む電流は、(とくに入力電圧が低いアプリケーションでは) V_{IN} に正確に反比例することはありません。 I_{ON} ピンの0.7Vの電圧降下を考慮に入れて、次式を使って周波数を計算することができます。

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

この誤差を補正するため、 I_{ON} ピンから5V INTV_{CC}電源に追加抵抗 R_{ON2} を接続すると、周波数がさらに安定します。

$$R_{ON2} = \frac{5V}{0.7V} R_{ON}$$

負荷電流量の変化も周波数のずれを引き起こします。MOSFETスイッチとインダクタの寄生抵抗がインダクタンス両端の実効電圧を下げる所以、負荷電流が増加するにつれてデューティ・サイクルが増加します。電流の増加に応じてオン時間をわずかに長くすることにより、固定周波数動作を維持することができます。これは I_{TH} ピンから V_{ON} ピン、さらに V_{OUT} へと接続された抵抗分割器を使って実現されます。必要な値は特定のアプリケーションの寄生抵抗に依存します。



(4b)

図4. 負荷電流の変化にともなう周波数シフトの調整

アプリケーション情報

妥当な出発点としては、図4aに示されているように、 I_{TH} ピンの電圧変化の約25%を V_{ON} ピンに与えます。スイッチング周波数で生じる I_{TH} の変動をフィルタで除去するため、コンデンサを V_{ON} ピンに接続します。 I_{TH} の抵抗負荷により誤差アンプのDC利得が減少し、ロード・レギュレーションが劣化しますが、これは図4bのようにPNPエミッタ・フォロワを使って避けることができます。

インダクタL1の選択

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

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

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

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

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

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を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 Mu®のコアを使わざるをえません。高電流、低電圧アプリケーション用に設計された多種のインダクタが、スミダ電機、パナソニック、Coiltronics、Coilcraft、Tokoなどのメーカーから入手できます。

ショットキ・ダイオードD1の選択

図1に示すショットキ・ダイオードD1は、パワーMOSFETスイッチの導通期間の間隙に生じるデッドタイムに導通します。これは、デッドタイム中にボトムMOSFETのボディ・ダイオードがオンして電荷を蓄積するのを防ぐためです。この電荷蓄積はわずかな(約1%)

効率低下を引き起こす可能性があります。このダイオードはデューティ・サイクルのわずかな間だけオンしますから、全負荷電流の1/2から1/5の定格でかまいません。このダイオードが効果を発揮するには、このダイオードとボトムMOSFETのあいだのインダクタンスができるだけ小さくする必要がありますので、これらの部品は必ず近接して配置します。効率低下が許容できれば、このダイオードは省くことができます。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

入力コンデンサ C_{IN} は、トップMOSFETのドレインのところで方形波電流をフィルタするのに必要です。最大RMS電流を扱えるサイズの低ESRコンデンサを使います。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} / 2$ です。この簡単な最悪条件は、大きく外れてもたいして緩和されないので、一般に設計に使われています。コンデンサの製造元が規定するリップル電流定格は、多くの場合、2000時間だけの寿命試験に基づいているので、コンデンサをさらにディレーティングすることを推奨します。

C_{OUT} の選択は、電圧リップルおよび負荷ステップに対する過渡応答を小さくするために必要なESRによって主に決まります。出力リップル ΔV_{OUT} は、ほぼ次式のように抑えられます。

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

ΔI_L は入力電圧とともに増加するので、最大入力電圧のときに出力リップルは最大になります。通常、ESRの必要条件が満たされると、その容量はフィルタリングに関しても妥当であり、必要なRMS電流定格をもっています。

ESRおよびRMS電流処理の必要条件を満たすには、並列に配置した複数のコンデンサが必要になることがあります。乾式タンタル、特殊ポリマ、アルミ電解、およびセラミックの各コンデンサはすべて、表面実装パッケージで入手できます。特殊ポリマ・コンデンサはESRが非常に低いですが、他のタイプに比べて容量密度が低くなります。

Kool MuはMagnetics, Inc.の登録商標です。

アプリケーション情報

タンタル・コンデンサは最高の容量密度をもっていますが、スイッチング電源に使うためにはサージ試験されているタイプだけを使うことが重要です。アルミ電解コンデンサははるかに高いESRをもっていますが、リップル電流定格および長期信頼性に対して配慮すれば、コスト要求の厳しいアプリケーションに使うことができます。セラミック・コンデンサは優れたESR特性をもっていますが、電圧係数が高く、可聴の圧電効果を示すことがあります。寄生インダクタンスをともなったセラミック・コンデンサはQが高く、大きなリンギングを引き起こすことがあります。入力コンデンサとして使うときは、突入電流とスイッチングによるリンギングが、電源スイッチとコントローラに対して過電圧の危険を生じないように注意を払う必要があります。入力電圧の過渡現象を減衰するには、ESRが0.5 ~ 2 の範囲の、5μF ~ 50μFの小型アルミ電解コンデンサを追加します。高性能なスルーホール・コンデンサも使うことができますが、そのリード・インダクタンスの効果を抑えるため、セラミック・コンデンサを並列に追加することを推奨します。

トップMOSFETドライバの電源(C_B、D_B)

BOOSTピンに接続した外部ブーストストラップ・コンデンサC_Bは、トップ側のMOSFETのゲート・ドライブ電圧を供給します。このコンデンサは、スイッチ・ノードが"L"のとき、INTV_{CC}からダイオードD_Bを通して充電されます。トップMOSFETがオンすると、スイッチ・ノードはV_{IN}まで上昇し、BOOSTピンはおよそV_{IN} + INTV_{CC}まで上昇します。ブースト・コンデンサは、トップMOSFETが必要とするゲート電荷の約100倍の電荷を蓄積する必要があります。ほとんどのアプリケーションでは、0.1μF ~ 0.47μFのX5RまたはX7Rの誘電体コンデンサが適しています。

不連続モードの動作とFCBピン

FCBピンは、インダクタ電流が反転するときにボトムMOSFETがオン状態に留まるかどうかを決定します。このピンを0.8Vのスレッショルドよりも高い電圧に接続すると不連続動作がイネーブルされ、その場合、インダクタ電流が反転するとボトムMOSFETはオフします。電流が反転して不連続動作が始まると負荷電流の値はインダクタ・リップル電流量に依存し、V_{IN}の変動とともに変化します。FCBピンを0.8Vのスレッショルドよりも低い電圧に接続すると連続同期動作に強制され、軽負荷で電流が反転して高周波数動作を維持します。

フォールト状態：電流制限とフォールドバック

電流モード・コントローラの最大インダクタ電流は最大センス電圧によって本質的に制限されます。LTC3713では、最大センス電圧はV_{RNG}ピンの電圧によって制御されます。谷電流のコントロールでは、最大センス電圧およびセンス抵抗が最大許容インダクタ谷電流を決定します。相当する出力電流制限値は次式のとおりです。

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

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

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

グランドへの短絡が発生したときに電流をさらに制限するため、LTC3713にはフォールドバック電流制限機能が備わっています。出力が25%以上低下すると、最大センス電圧はその最大値の約1/6に次第に低下します。

最小オフ時間とドロップアウト動作

最小オフ時間t_{OFF(MIN)}は、LTC3713がボトムMOSFETをオンして電流コンパレータをトリップし、このMOSFETを再度オフするまでの最小時間です。この時間は通常、約250nsです。最小オフ時間の制約により、最大デューティ・サイクルはt_{ON}/(t_{ON} + t_{OFF(MIN)})に制限されます。

アプリケーション情報

たとえば入力電圧が低下したために最大デューティ・サイクルに達すると、出力はレギュレーション状態から外れてしまうでしょう。そのドロップアウトを避けるための最小入力電圧は次のとおりです。

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

出力電圧のプログラミング

V_{FB1} と V_{OUT} の間に接続された抵抗分割器は、次式にしたがって出力電圧を設定します。

$$V_{OUT} = 0.8V \left(1 + \frac{R_{F2}}{R_{F1}} \right)$$

外部ゲート・ドライブ・バッファ

LTC3713のドライバは、50mAのRMS電流で、MOSFETスイッチを約30nCまでドライブするのに適しています。もっと大きなMOSFETスイッチを使ったアプリケーション、またはもっと大きなRMS電流を必要とする周波数で動作するアプリケーションでは、LTC1693のような外部ゲート・ドライブ・バッファを使うと効果的です。代りに、図5に示す外部バッファ回路を使うこともできます。ただしバイポーラ・デバイスはMOSFETゲートの信号振幅を小さくすることに注意してください。

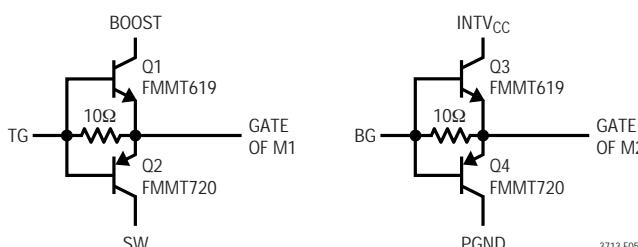


図5. オプションの外部ゲート・ドライバ

RUN/SSピンを使ったソフトスタートおよびラッチオフ
RUN/SSピンは、ソフトスタート用タイマおよび過電流ラッチオフだけでなく、LTC3713をシャットダウンする手段を与えます。RUN/SSピンを0.8Vより低い電圧に引き下げるとき、LTC3713を低消費電流($I_Q < 30\mu A$)のシャットダウン状態にします。このピンを解放すると、内部の1.2 μA 電流源が外部のタイミング・コンデンサ C_{SS} を充電することができます。RUN/SSを完全にグランドまで引き下げるとき、起動するまでの遅延がおよそ次のようにになります。

$$t_{DELAY} = \frac{1.5V}{1.2\mu A} C_{SS} = (1.3s/\mu F) C_{SS}$$

RUN/SSの電圧が1.5Vに達すると、 I_{TH} が約0.9Vにクランプされた状態で、LTC3713は動作を開始します。RUN/SS電圧が3Vまで上昇するにつれ、 I_{TH} に対するクランプはその2.4Vの全範囲が利用できるまで上昇します。これにはさらに1.3s/ μF を要します。その間、最大負荷電流が減少します。起動時、RUN/SSピンが3Vまで上昇するか、または出力が最終値の75%に達するまで、最大負荷電流は減少します。図6に示すように、このピンはロジックでドライブすることができます。ダイオードD1は起動遅延を短縮すると同時に、ソフトスタート機能のために C_{SS} がゆっくり充電できるようにします。

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た後、 C_{SS} は短絡タイマとして使われます。RUN/SSピンが4Vを超えるまで充電された後、出力電圧が安定化電圧の75%より低いところまで低下すると、短絡が発生したとみなされます。すると、1.8 μA の電流で C_{SS} を放電し始めます。RUN/SSピンが3.5Vに低下するまでフォールト状態が続くと、コントローラは両方のパワーMOSFETをオフし、コンバータを継続してシャットダウンし続けます。動作を再開するには、RUN/SSピンをアクティブにグランド電位まで引き下げる必要があります。

ソフトスタート・タイミング・コンデンサ C_{SS} を十分大きくして、 C_{SS} が4Vのスレッショルドに達するまでに出力が確実に安定化していることが、過電流保護タイマにとって必要です。これは一般に、出力容量、出力電圧、および負荷電流特性に依存します。

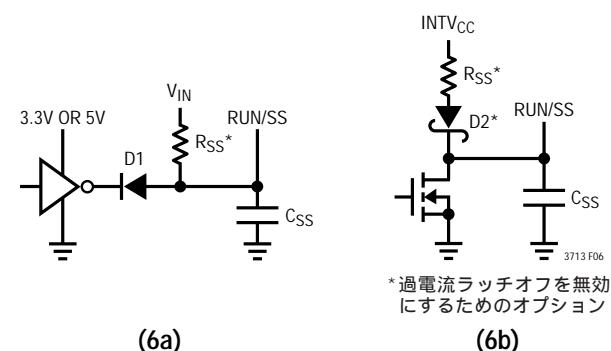


図6. ラッチオフを無効にしたRUN/SSピンのインターフェース

アプリケーション情報

最小ソフトスタート・コンデンサは次式から推算できます。

$$C_{SS} > C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot R_{SENSE} (10^{-4} [F/V s])$$

一般に0.1μFあれば十分過ぎるほどです。

過電流ラッチオフ動作は常に必要なわけではなく、望ましいわけでもありません。負荷電流は短絡時には電流フォールドバック回路によって既に制限されており、ラッチオフ動作はトラブルシューティング時に邪魔になることがあります。この機能は、5μAを超すブルアップ電流をRUN/SSピンに加えることによって無効にすることができます。この追加電流によってフォールト時の C_{SS} の放電を防ぎ、さらにソフトスタート時間を短縮します。図6aに示すように、 V_{IN} に抵抗を使うのは簡単ですが、シャットダウン電流がいくらか増加します。図6bに示すように、INTV_{CC}に抵抗を接続するとシャットダウン電流の増加は防げますが、 C_{SS} を分離するためにダイオードが必要になります。どのようなブルアップ・ネットワークでも、RUN/SSをラッチオフ回路の最大スレッショルド4.2Vよりも高い電圧に引き上げることができなければならず、また最大放電電流4μAよりも十分に大きくなければなりません。

INTV_{CC}電源

LTC3713内部のドライバと内部回路に電力を供給する5V電源は、 V_{IN} が5Vより大きければ内部Pチャネル低ドロップアウト・レギュレータから供給することができ、 V_{IN} が5Vより小さければ内部ブースト・レギュレータから供給することができます。INTV_{CC}ピンは50mA RMSまで供給することができ、最小4.7μFのタンタル・コンデンサあるいは他の低ESRコンデンサを使ってグランドへバイパスする必要があります。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きな過渡電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。大きなMOSFETを使った、高入力電圧、高動作周波数のアプリケーションでは、LTC3713の最大接合部温度定格またはRMS電流定格を超すそれがあります。連続モード動作では、この電流は $I_{GATECHG} = f(Q_{g(TOP)} + Q_{g(BOT)})$ です。接合部温度は電気的特性のNote 2で与えられている式から推定することができます。

昇圧コンバータのためのインダクタの選択

昇圧コンバータの場合、3.3Vより低い入力電圧ではインダクタンスを4.7μHにし、3.3Vを超す入力では10μHにします。インダクタは飽和電流定格が約0.5A以上のものにします。昇圧コンバータのインダクタの選択の目安として、

昇圧コンバータによって供給される電流の40%のリップル電流を選択します。リップル電流が規定された値を超えないようにするには、次式にしたがってインダクタンスを選択することができます。

$$L = \frac{V_{IN2(MIN)} \left(1 - \frac{V_{IN2(MAX)}}{V_{OUT(BOOST)}} \right)}{\Delta I \cdot f}$$

ダイオードD3の選択

昇圧コンバータの部分に使うダイオードにはショットキ・ダイオードを推奨します。モトローラのMBR0520が最適です。

昇圧コンバータの出力コンデンサ

LTC3713の昇圧コンバータは内部で補償されているので、出力コンデンサの選択に際してはループの安定性を注意深く考慮する必要があります。小型で安価なタンタル・コンデンサにはいくらかのESRがあり、安定性に寄与します。ただし、セラミック・コンデンサが普及ってきており、ゼロに近いESR、小型、および妥当な価格など、魅力的な特性を備えています。タンタルの出力コンデンサをセラミックで単純に置き換えると、位相マージンが減少し、場合によっては許容できないレベルになります。位相リード・コンデンサと分離抵抗を追加すると、LTC3713の昇圧コンバータの部分にセラミックの出力コンデンサを使うことができます。

効率の検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けたものに等しくなります。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何を変えれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3713の回路の損失の大部分は4つの主な要因によって生じます。

- DC的なI²R損失。これは、MOSFET、インダクタ、およびPCボード配線の各抵抗成分から生じ、大きな出力電流で効率を低下させます。連続モードでは、平均出力電流はLを通して流れますが、トップMOSFETとボトムMOSFETのあいだでは分流しています。2つのMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じなら、片方のMOSFETの抵抗値を単にLの抵抗値およびボード配線の抵抗値に加算するだけで、DC的なI²R損失を求めることができます。

3713fa

アプリケーション情報

たとえば、 $R_{DS(ON)}=0.01$ 、 $R_L=0.005$ であれば、1.5Vの出力の場合、出力電流が1Aから10Aまで変化するとき、損失は1%から10%の範囲で変化します。

2. 遷移損失。この損失は、スイッチ・ノードが遷移するときにトップMOSFETが飽和領域に短時間、留まることから生じます。これは、入力電圧、負荷電流、ドライバ強度、MOSFET容量などの要因に依存します。20Vを超す入力電圧ではこの損失が大きくなり、次式から推算できます。

$$\text{遷移損失} \approx (1.7\text{A}^{-1}) V_{IN}^2 I_{OUT} C_{RSS} f$$

3. INTV_{CC}電流。これはMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。

4. C_{IN} 損失。入力コンデンサはレギュレータへ流れる大きなRMS入力電流をフィルタリングするという困難な役目を担っています。AC的なI²R損失を最小にするために、このコンデンサはESRが非常に低くなければならず、またRMS電流が前段のヒューズや電池で追加損失を生じないように十分な容量を必要とします。

C_{OUT} のESR損失、デッドタイム時のショットキ・ダイオードD1の導通損失、インダクタのコア損失など、他の損失は一般に2%未満の追加損失です。

効率を改善するための調整をおこなうとき、効率の変化を見る上で入力電流は最良の指標です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷の過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流のステップに応答するのに数サイクルを要します。負荷にステップが生じると、 V_{OUT} が直ちに $\Delta I_{LOAD}(ESR)$ に等しい量だけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。 ΔI_{LOAD} はさらに C_{OUT} の充電あるいは放電を開始し、レギュレータが V_{OUT} をその定常値へ戻すために使う帰還誤差信号を発生します。この回復時間の間、安定性の問題を示すオーバーシュートやリンクギングを V_{OUT} でモニタすることができます。図1に示されている I_{TH} ピンの外部部品により、大部分のアプリケーションに対して適切な補償が実現されます。スイッチング制御ループ理論の詳細については、アプリケーションノート76を参照してください。

設計例

設計例として、次の仕様の電源を取り上げます。 $V_{IN}=1.8V \sim 3.3V$ 、 $V_{OUT}=1.25V \pm 100mV$ 、 $I_{OUT(MAX)}=6A$ 、 $f=300kHz$ です。最初に、 $V_{ON} = V_{OUT}$ でタイミング抵抗を計算します。

$$R_{ON} = \frac{(2.5V - 0.7V)}{(2.5V)(300kHz)(10pF)} = 240k$$

次に、237kの標準値を使い、最大 V_{IN} で約40%のリップル電流になるようにインダクタを選択します。

$$L = \frac{1.25V}{(300kHz)(0.4)(6A)} \left(1 - \frac{1.25V}{3.3V} \right) = 1.08\mu H$$

1μHの標準値を選択すると、最大リップル電流は次のようにになります。

$$\Delta I_L = \frac{1.25V}{(300kHz)(1\mu H)} \left(1 - \frac{1.25V}{3.3V} \right) = 2.6A$$

次に、同期MOSFETスイッチを選択します。IRF7811A ($R_{DS(ON)} = 0.013$ 、 $C_{RSS} = 60pF$ 、 $\theta_{JA} = 50^\circ/\text{W}$)を選ぶと、公称センス電圧は次のようになります。

$$V_{SNS(NOM)} = (6A)(1.3)(0.013\Omega) = 101.4mV$$

V_{RNG} を1Vに接続すると、公称値100mVの電流センス電圧範囲が設定され、電流制限は133mVで起動します。電流制限が許容できるかどうかチェックするには、 $\rho_{60} = 1.15$ で、50°Cの周囲温度より約10°C高い接合部温度を仮定します。

$$I_{LIMIT} \geq \frac{133mV}{(1.15)(0.013\Omega)} + \frac{1}{2}(2.6A) = 10.2A$$

さらに、MOSFETの仮定された T_J を二重にチェックします。

$$P_{BOT} = \frac{3.3V - 1.25V}{3.3V} \left(\frac{10.2A}{2} \right)^2 (1.15)(0.013\Omega) \\ = 0.24W$$

$$T_J = 50^\circ\text{C} + (0.24W)(50^\circ\text{C}/W) = 62^\circ\text{C}$$

$\rho_{80} = 1.3$ で、電流制限時のトップMOSFETの電力消費をチェックすると次のようにになります。

アプリケーション情報

$$\begin{aligned}
 P_{TOP} &= \frac{1.25V}{3.3V} (10.2A)^2 (1.3)(0.013\Omega) \\
 &\quad + (1.7)(3.3V)(10.2A)^2 (60\text{pF})(300\text{kHz}) \\
 &= 0.68\text{W}
 \end{aligned}$$

$$T_J = 50^\circ\text{C} + (0.68\text{W})(50^\circ\text{C}/\text{W}) = 84^\circ\text{C}$$

C_{IN} には全温度範囲で約6AのRMS電流定格のものが選ばれています。出力コンデンサは、インダクタ・リップル電流および負荷ステップによる出力電圧の変化を最小にするため、0.005の低ESRのものが選択されています。リップル電圧は次のように小さくなります。

$$\begin{aligned}
 \Delta V_{OUT(RIPPLE)} &= \Delta I_{L(MAX)} (\text{ESR}) \\
 &= (2.6\text{A}) (0.005\Omega) = 13\text{mV}
 \end{aligned}$$

ただし、0A～6Aの負荷ステップにより、出力は最大で次のように変化します。

$$\Delta V_{OUT(STEP)} = \Delta I_{LOAD} (\text{ESR}) = (6\text{A}) (0.005\Omega) = 30\text{mV}$$

昇圧コンバータのインダクタは、最初に許容できるリップル電流を選択してから選びます。昇圧コンバータは不連続モードで動作します。昇圧コンバータに対して170mAのリップル電流を選択すると、次のようにになります。

$$L = \frac{3.3V \left(1 - \frac{3.3V}{5V}\right)}{(170\text{mA})(1.4\text{MHz})} = 4.7\mu\text{H}$$

完全な回路を図7に示します。

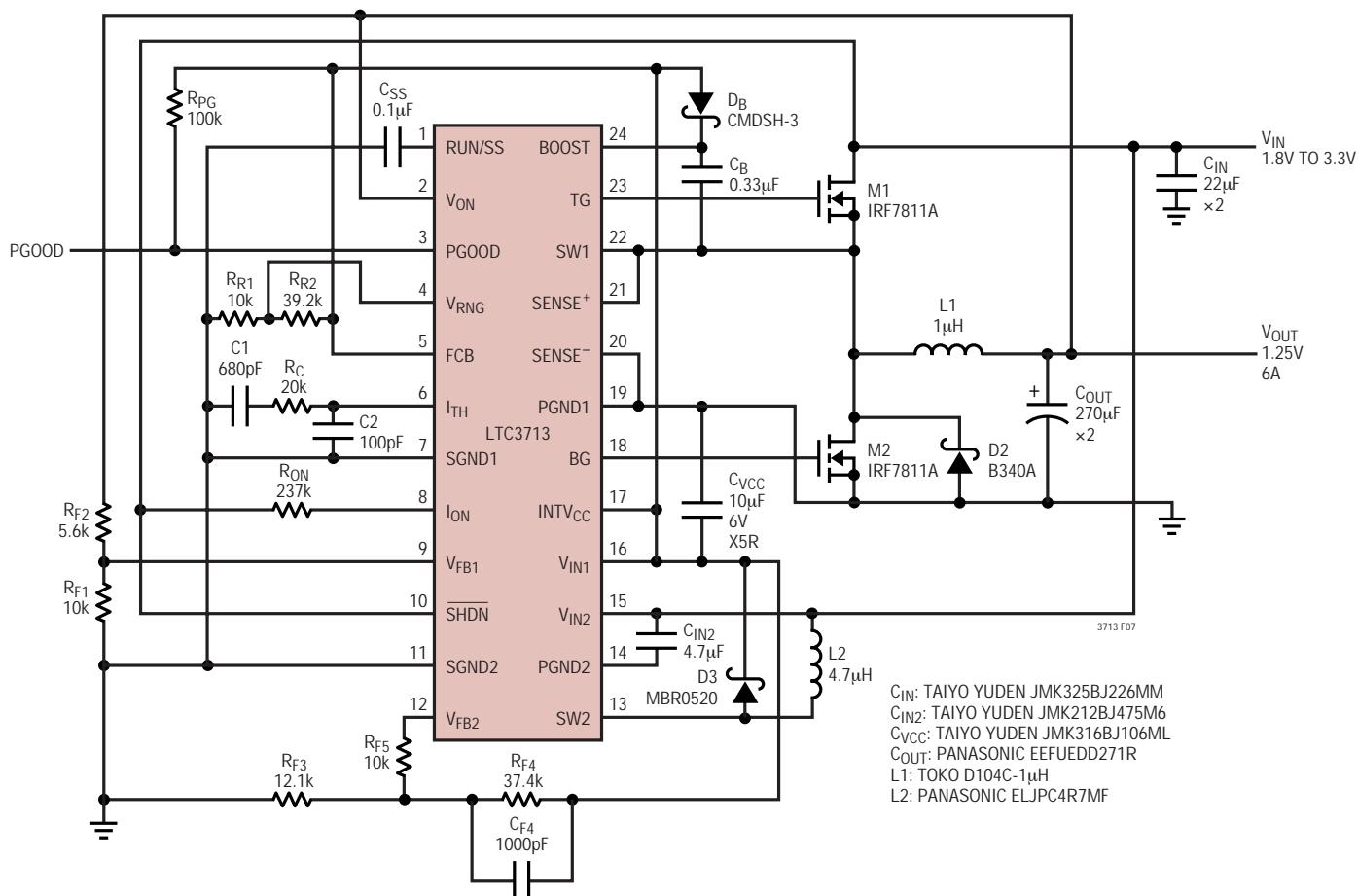


図7 . 設計例 : 1.8V～3.3Vの入力から300kHzで1.25V/6A

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ボードのレイアウトをおこなうときは、下に示されている2つの手法のどちらかに従ってください。簡単なPCボードのレイアウトには専用のグランド・プレーン層が必要です。さらに、高電流の場合、パワー部品の熱を逃がすのを助けるために多層基板を使用することを推奨します。

- グランド・プレーン層にはトレースがあつてはならず、パワーMOSFETの置かれている層にできるだけ近くします。
- C_{IN} 、 C_{OUT} 、MOSFET、D1およびインダクタのすべてを一箇所に密集させて配置します。いくつかの部品は基板のボトム側に配置するとうまく配置できることがあります。
- LTC3713チップは、13ピン～24ピンがパワー部品の方を向くように配置します。1ピン～12ピンに接続される部品(ノイズに敏感な部品)はLTC3713に近接して配置します。
- LTC3713のSGNDおよびPGNDを含むグランド・プレーンに部品を接続するにはすぐ近くのスルーホールを使います。パワー部品には大きな複数のスルーホールを使います。
- MOSFETの冷却力を改善し、EMIを低く抑えるためにスイッチ・ノード(SW)にはコンパクトなプレーンを使います。
- 十分な電圧フィルタリングを維持し、電力損失を低く

抑えるため、 V_{IN} と V_{OUT} にはプレーンを使用します。

- すべての層のすべての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うと、パワー部品の温度上昇を抑えます。これらの銅領域はDCネット(V_{IN} 、 V_{OUT} 、GNDまたはシステム内の他のDCレール)のどれにでも接続することができます。

グランド・プレーンなしでプリント基板をレイアウトするときは、コントローラの適切な動作を保証するため、次のチェックリストを使ってください。これらの項目は図8にも示されています。

- 信号グランドと電源グランドを分離します。すべての小信号部品は一点でSGNDピンに戻します。この一点はM2のソースに近づけてPGNDピンに接続します。
- M2はできるだけコントローラに近づけて配置し、PGND、BG、およびSWの各トレースを短くします。
- 入力コンデンサ C_{IN} はパワーMOSFETに近づけて接続します。このコンデンサはMOSFETのAC電流を担います。
- dV/dt が高いSW、BOOSTおよびTGの各ノードは敏感な小信号ノードから離します。
- INTV_{CC}デカップリング・コンデンサ C_{VCC} は、INTV_{CC}ピンおよびPGNDピンに近づけて接続します。
- トップ・ドライバのブースト・コンデンサ C_B は、BOOSTピンおよびSWピンに近づけて接続します。

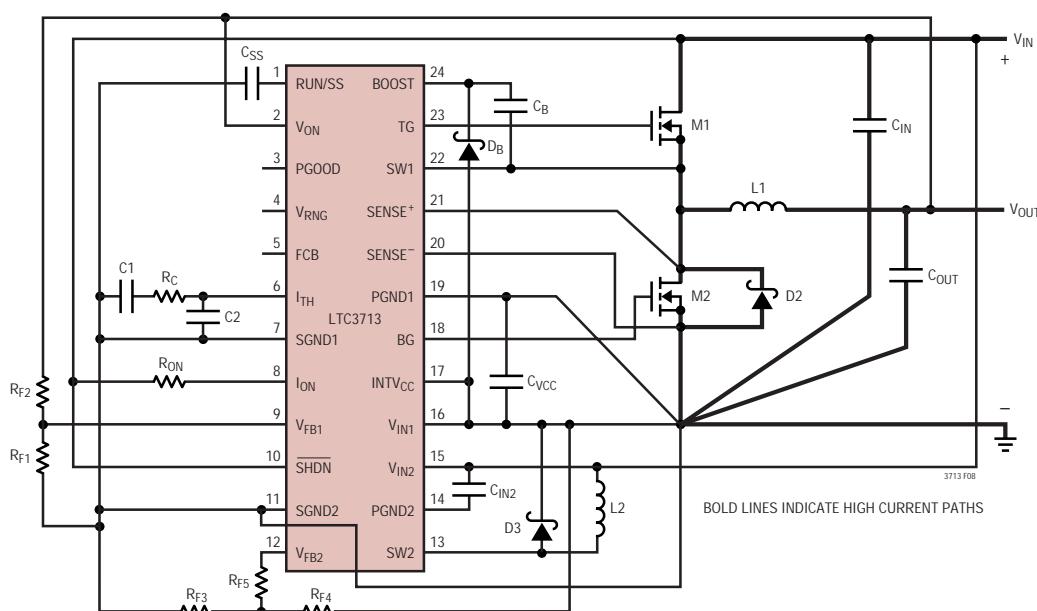
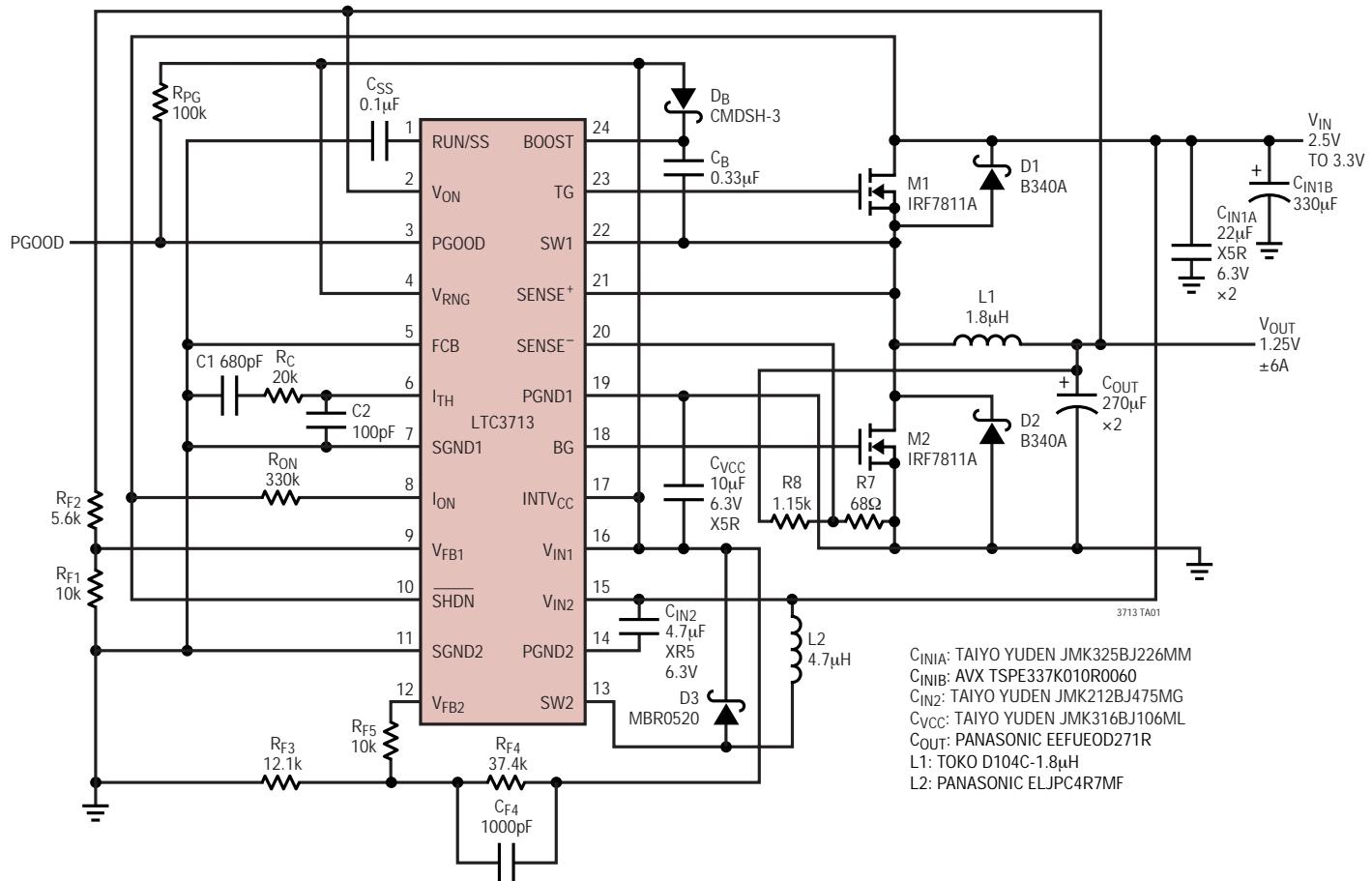


図8 . LTC3713のレイアウト図

3713f08

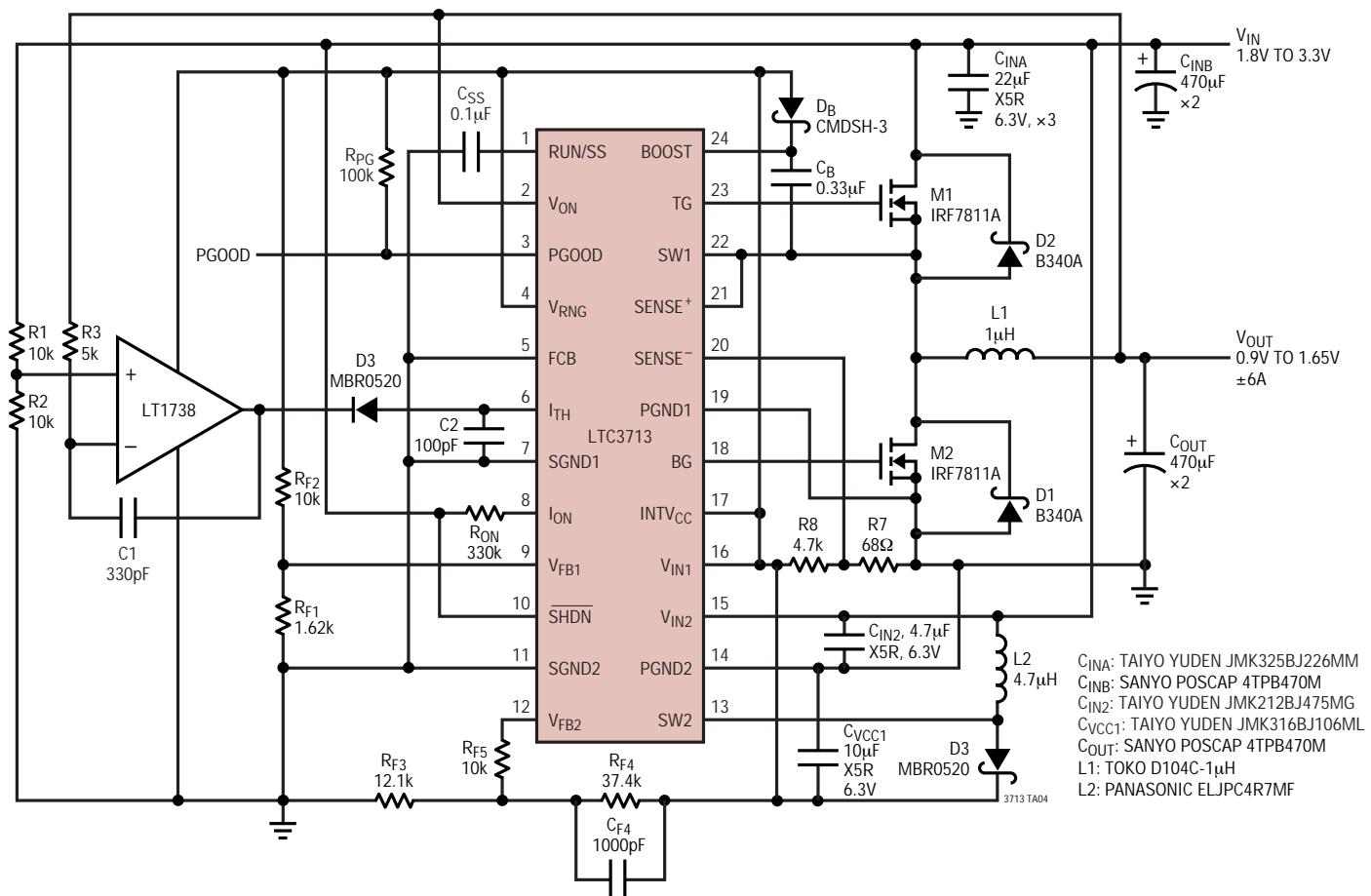
標準的応用例

1.25V/±6Aバス・ターミネータ



C_{IN1A}: TAIYO YUDEN JMK325BJ226MM
 C_{IN1B}: AVX TSPE337K010R0060
 C_{IN2}: TAIYO YUDEN JMK212BJ475MG
 C_{VCC}: TAIYO YUDEN JMK316BJ106ML
 C_{OUT}: PANASONIC EEFUE0D271R
 L1: TOKO D104C-1.8µH
 L2: PANASONIC ELJPC4R7MF

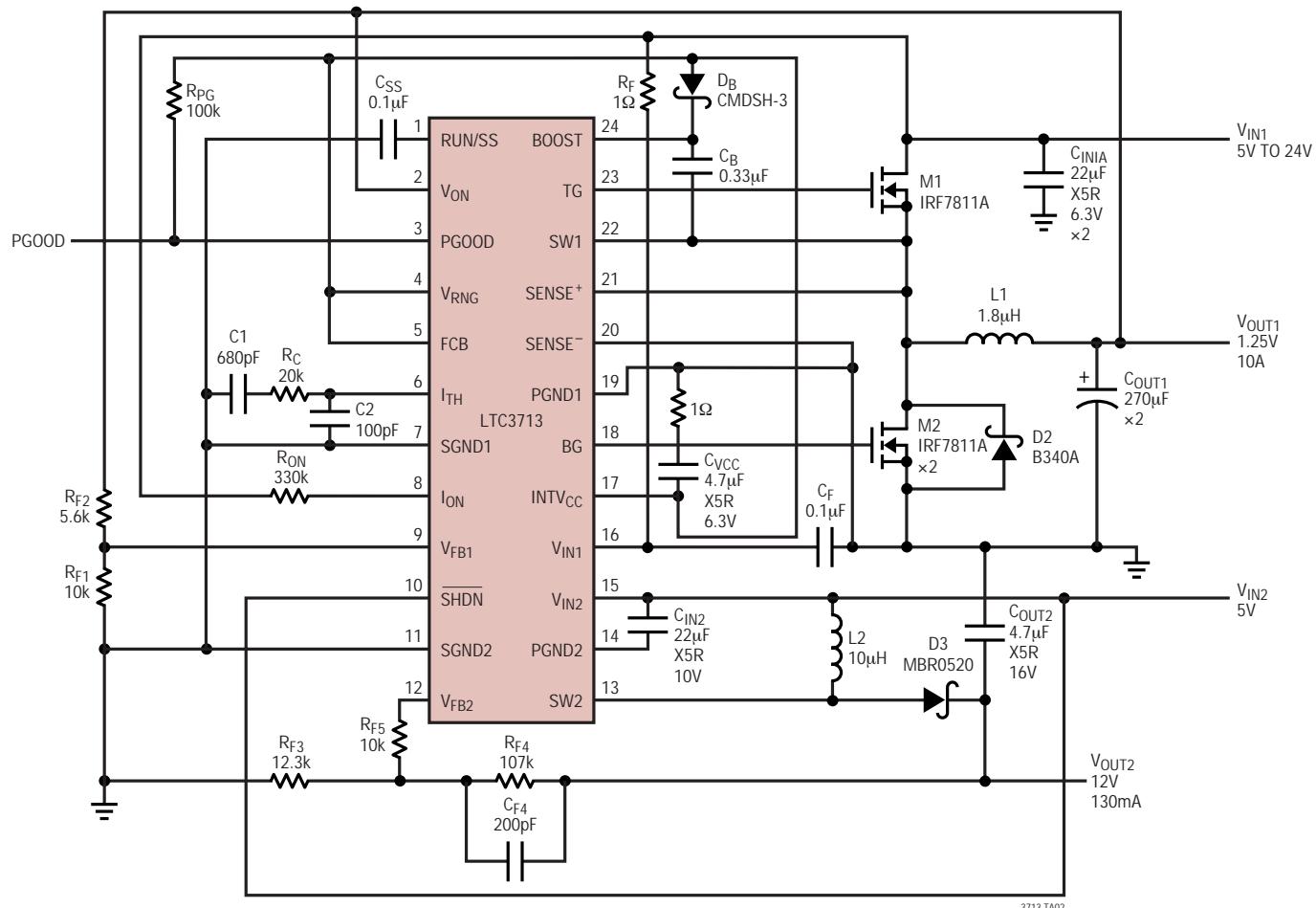
標準的応用例

(V_{IN}/2) ± 6Aバス・ターミネータ

3713fa

標準的応用例

1.25V/10Aの降圧コンバータと5Vから12V/130mAの昇圧コンバータのデュアル出力



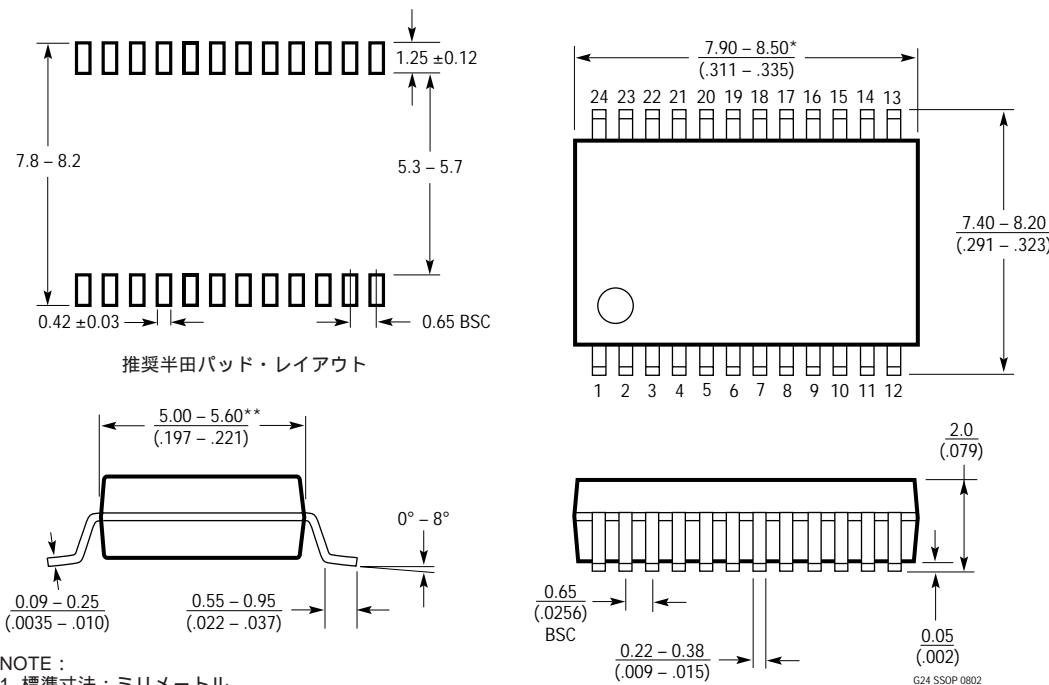
C_{IN1A}, C_{IN2}: TAIYO YUDEN JMK325BJ226MM
 C_{IN1B}: AVX TSPE337K010R0060
 C_{OUT1}: PANASONIC EEFUEOD271R
 C_{OUT2}: TAIYO YUDEN EMK316BJ475ML
 C_{VCC}: TAIYO YUDEN JMK212BJ475MG
 L1: TOKO D104C-1.8μH
 L2: PANASONIC ELJPC4R7MF

3713 TA02

3713fa

パッケージ寸法

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

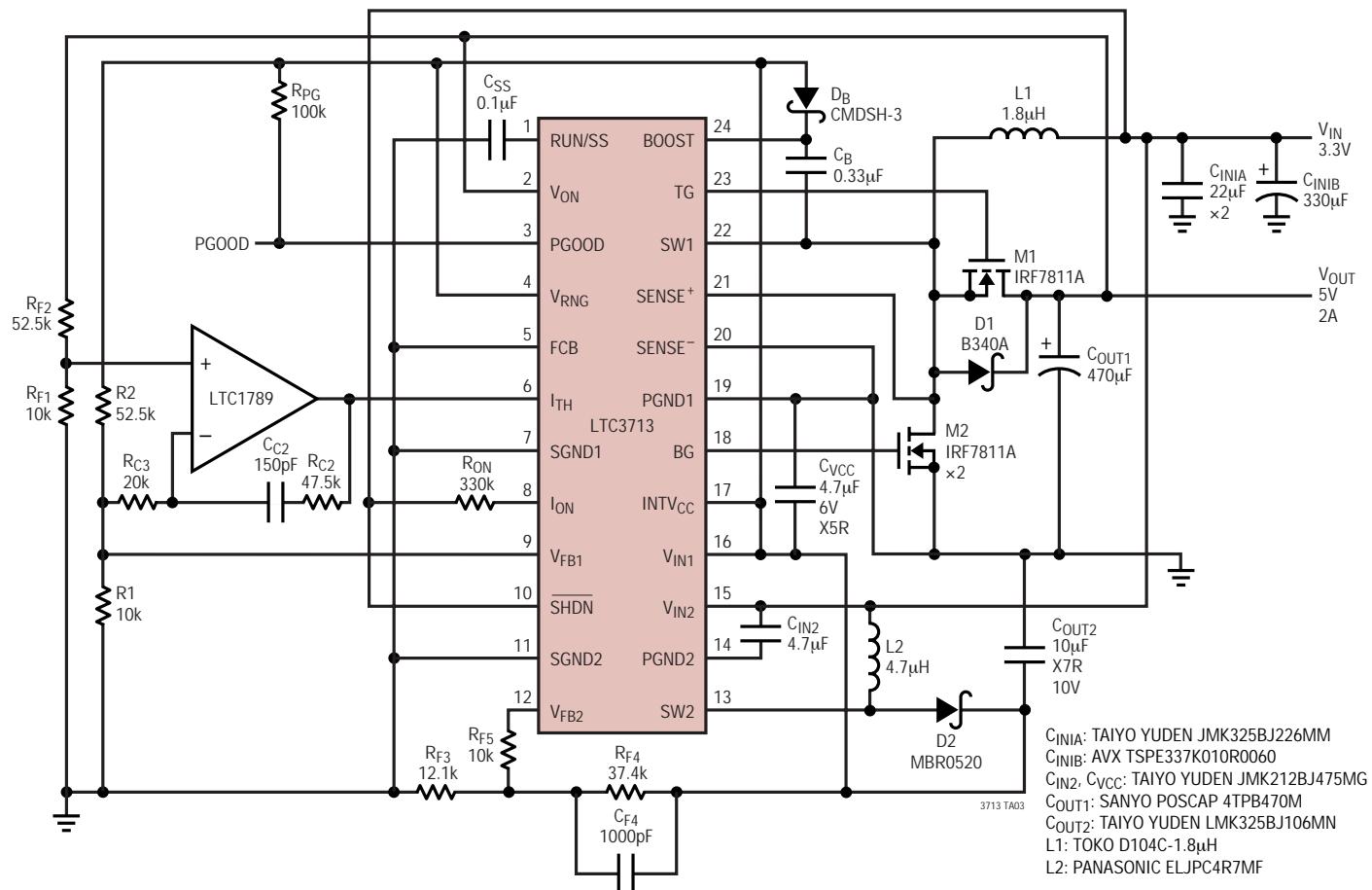


* 寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは各サイドで0.152mm(0.006")を超えないこと

** 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0.254mm(0.010")を超えないこと

標準的応用例

3.3Vから5Vへの同期式昇圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTI®1613	ThinSOT™昇圧DC/DCコンバータ	1.4MHz, 1.1V < V_{IN} < 10V
LTC1649	高電力同期整流式降圧コントローラ	3.3V入力、1.265V ≤ V_{OUT} ≤ 2.0V, I _{OUT} : 最大20A
LTC1735	高効率同期式スイッチング・レギュレータ	4V ≤ V_{IN} ≤ 36V, 0.8V ≤ V_{OUT} ≤ 6V, SSOP-16
LTC1772	ThinSOT電流モード降圧コントローラ	小型のソリューション、2.5V ≤ V_{IN} ≤ 9.8V, 0.8V ≤ V_{OUT} ≤ V_{IN}
LTC1773	同期式電流モード降圧コントローラ	2.65V ≤ V_{IN} ≤ 8.5V, 0.8V ≤ V_{OUT} ≤ V_{IN} , 550kHz動作、効率 > 90%
LTC1778	No R _{SENSE} 同期式降圧コントローラ	センス抵抗不要、4V ≤ V_{IN} ≤ 36V, 0.8V ≤ V_{OUT} ≤ V_{IN}
LTC1876	2相デュアル同期式降圧コントローラ、昇圧レギュレータ付き	2.6V ≤ V_{IN} ≤ 36V、デュアル出力: 0.8V ≤ V_{OUT} ≤ (0.9)V _{IN}
LTC3711	5ビット、可変、No R _{SENSE} 同期式降圧コントローラ	0.925V ≤ V_{OUT} ≤ 2V, 4V ≤ V_{IN} ≤ 36V
LTC3718	低V _{IN} 、DDRメモリおよびSSTL用終端電源	1.5V ≤ V_{IN} ≤ 3.3V, V_{OUT} = 1/2 V_{IN} , V_{OUT} は V_{IN} を追尾する 0.6V ≤ V_{OUT} (終端電圧)
LTC3778	No R _{SENSE} 同期式降圧コントローラ	センス抵抗はオプション、4V ≤ V_{IN} ≤ 36V, 0.6V ≤ V_{OUT} ≤ V_{IN}

ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。