

105V、2.3A、低EMI同期整流式降圧レギュレータ、 高速電流プログラミング機能内蔵

特長

- 広い V_{IN} 範囲: 4.4V~105V (絶対最大定格 110V)
- 超低EMI/EMC放射: CISPR 25 準拠
- I_Q : 2 μ A (48V V_{IN} から3.3V V_{OUT} へのレギュレーションの場合)
- 外部 R_{SENSE} が不要な高速かつ正確な出力電流のプログラミングおよびモニタリング
- ブリックウォール電流制限
- 短い最小オン時間: 40ns
- 広い V_{OUT} 範囲: 1V~ V_{IN}
- PassThru™/100% デューティ・サイクル可能
- プログラマブルな固定周波数: 200kHz~2MHz
- ピンで選択可能な8つの固定出力電圧 (1.2V~15V) または可変出力電圧
- 軽負荷時に、連続動作、パルス・スキッピング動作、低リップルBurst Mode®動作のいずれかを選択可能
- 外部クロックへのPLL同期
- EXT V_{CC} LDOが $V_{OUT} = 3.3V$ ~40Vの範囲でデバイスに電力を供給
- OPTI-LOOP®補償または固定の内部補償
- 入出力の過電圧保護
- 熱特性を改善した (5mm × 6mm) QFN パッケージ
- AEC-Q100 認定を申請中

アプリケーション

- バッテリ・チャージャおよびCC/CV電源
- オートモティブ・システム、防衛システム
- 産業用機器、アビオニクス (航空電子機器)、重機
- 医療機器、通信システム

概要

LTC®7103-1は、固定周波数の平均電流モード制御アーキテクチャを利用した、高効率のモノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータです。4.4V~105Vの入力電圧範囲で動作し、1V~ V_{IN} で調整可能なレギュレーション出力電圧、および最大2.3Aの出力電流を供給します。

LTC7103-1は高周波動作と短い最小オン時間を特長としており、これによってインダクタの小型化や、降圧比が非常に大きい場合でも固定周波数動作が可能となります。また、LTC7103-1では、100%デューティ・サイクル動作 (最大) でのドロップアウト電圧を最小限に抑えることができます。軽負荷動作時は、Burst Mode動作、パルス・スキッピング動作、または強制連続動作を選択することで、コンバータの効率と出力リップルを最適化できます。

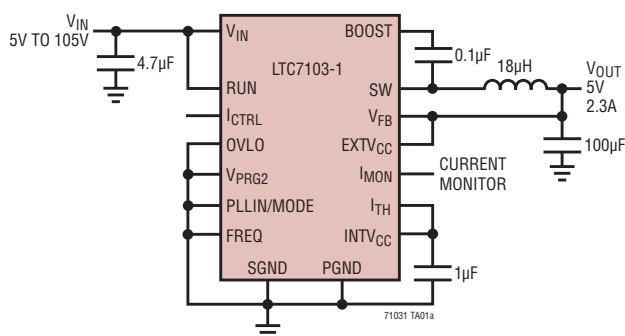
LTC7103-1には、高精度かつ高速な平均電流設定機能とモニタリング機能が備わっており、外部検出抵抗は不要です。その他の機能として、効率を最大限に高めるためのバイパスLDO、固定または可変の出力電圧とループ補償、信頼性を高めるための様々な保護機能などがあります。

LTC7103と比較すると、LTC7103-1はピン互換性がありますが、連続インダクタ電流モードも備えています。

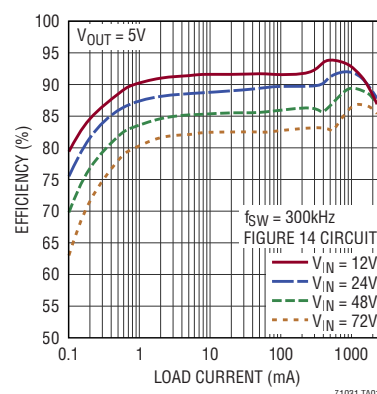
全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。

標準的応用例

5V~105V入力、5V/2.3A出力の降圧レギュレータ



効率と負荷電流の関係



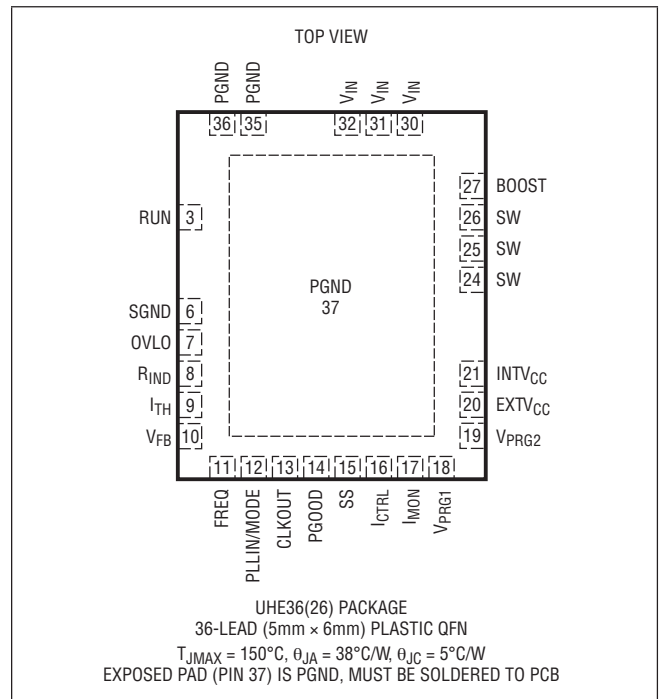
LTC7103-1

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 電源電圧	-0.3V~110V
INTV _{CC} 、(BOOST-SW) 電圧	-0.3V~6V
BOOST 電圧	-0.3V~110V
RUN 電圧	-0.3V~110V
V_{FB} 、PGOOD 電圧	-0.3V~16V
EXTV _{CC} 電圧	-0.3V~41V
R_{IND} 、 V_{PRG1} 、 V_{PRG2} 電圧	-0.3V~INTV _{CC}
ICTRL、SS 電圧	-0.3V~INTV _{CC}
FREQ、 I_{TH} 、PLLIN/MODE、OVLO 電圧	-0.3V~6V
動作ジャンクション温度		
範囲 (Note 2, 3, 4)	-40°C ~ 150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
最大ジャンクション温度	150°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕上げ	テープ&リール	製品マーキング*	パッケージの説明	温度範囲
LTC7103RUHE-1#PBF	LTC7103RUHE-1#TRPBF	71031	36ピン (5mm × 6mm) プラスチック QFN	-40°C~150°C

更に広い動作温度範囲で仕様規定されたデバイスについては弊社までお問い合わせください。*温度グレードは出荷容器のラベルに表示されています。

テープ&リールの仕様。一部のパッケージは指定された販売チャンネルを通じて500個単位のリールで供給され、製品番号末尾に「#TRMPBF」という記号が付いています。

電気的特性

●は、仕様規定されている全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、 $T_A = 25^{\circ}C$ でのものです (Note 2)。また特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12V$ での値です。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Main Regulator and Voltage Loop						
V_{IN}	Operating Input Voltage Range		4.4		105	V
$V_{IN(UVLO)}$	V_{IN} Undervoltage Lockout	V_{IN} Rising	● 4.32	4.50	4.70	V
		V_{IN} Falling	● 4.08	4.25	4.46	V
V_{OUT}	Operating Output Voltage Range	(Note 9)	1.0		V_{IN}	V

電氣的特性

●は、仕様規定されている全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ でのものです (Note 2)。また特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ での値です。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
I_Q	V_{IN} Input DC Supply Current	(Note 8)					
	Pulse-Skipping Mode	$V_{FB} = 1.04\text{V}$, $EXTV_{CC} = 3.4\text{V}$ $V_{FB} = 1.04\text{V}$, $EXTV_{CC} = 0\text{V}$			200 4.4		μA mA
	Sleep Mode	$V_{FB} = 1.04\text{V}$, $EXTV_{CC} = 5\text{V}$ $V_{FB} = 1.04\text{V}$, $EXTV_{CC} = 0\text{V}$			1.0 9.0		μA μA
	Shutdown	$RUN = 0\text{V}$			0.7		μA
	V_{IN} Input Current In Regulation	Figure 13 Circuit, $V_{IN} = 48\text{V}$, $I_{OUT} = 500\mu\text{A}$ Figure 15 Circuit, $V_{IN} = 48\text{V}$, $I_{OUT} = 0\mu\text{A}$			64 2	75	μA μA
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	(Note 5) I_{TH} Voltage = 0.5V to 1.2V, $V_{IN} = 4.5\text{V}$ to 105V $V_{PRG1} = V_{PRG2} = \text{FLOAT}$ $V_{PRG1} = V_{PRG2} = \text{INTV}_{CC}$ $V_{PRG1} = \text{FLOAT}$, $V_{PRG2} = \text{INTV}_{CC}$ $V_{PRG1} = V_{PRG2} = \text{SGND}$ $V_{PRG1} = \text{SGND}$, $V_{PRG2} = \text{FLOAT}$ $V_{PRG1} = \text{SGND}$, $V_{PRG2} = \text{INTV}_{CC}$ $V_{PRG1} = \text{FLOAT}$, $V_{PRG2} = \text{SGND}$ $V_{PRG1} = \text{INTV}_{CC}$, $V_{PRG2} = \text{FLOAT}$ $V_{PRG1} = \text{INTV}_{CC}$, $V_{PRG2} = \text{SGND}$	● ● ● ● ● ● ● ● ● ●	0.990 1.182 1.770 2.455 3.234 3.528 4.900 11.75 14.70	1.000 1.200 1.800 2.500 3.300 3.600 5.000 12.00 15.00	1.010 1.218 1.827 2.537 3.350 3.654 5.075 12.25 15.35	V V V V V V V V V V
		Feedback Input Bias Current	$V_{PRG1} = V_{PRG2} = \text{FLOAT}$ V_{PRG1} or V_{PRG2} Tied to SGND or INTV_{CC}		± 2 1.25	± 10 1.7	nA μA
g_m	Error Amplifier g_m	$I_{TH} = 1\text{V}$, Sink/Source = $5\mu\text{A}$ (Note 5)			1.52		mS
$t_{ON,MIN}$	Minimum Controllable ON-Time	(Note 7)	●		40	60	ns
$R_{DS(ON)TOP}$	Top Switch On-Resistance				265		m Ω
$R_{DS(ON)BOT}$	Bottom Switch On-Resistance				142		m Ω

Current Control and Monitoring

$I_{LIM(AVG)}$	Average Output Current Limit	(Note 6) $I_{CTRL} = \text{FLOAT}$ $I_{CTRL} = 0.58\text{V}$		2.25 0.36	2.50 0.5	2.75 0.64	A A
I_{PK}	Top Switch Peak Current Limit	$I_{CTRL} = \text{FLOAT}$ $I_{CTRL} = 0.58\text{V}$	● ●	3.26 1.40	3.70 1.70	4.30 2.22	A A
V_{IMON}	Current Monitor Output Voltage	(Note 6) $I_{SW} = 2\text{A}$ $I_{SW} = 0.5\text{A}$		1.03 0.51	1.12 0.58	1.21 0.65	V V
	I_{CTRL} Pin Pull-Up Current	$V_{ICTRL} = 1\text{V}$	●	18	20	22	μA

Start-Up and Shutdown

I_{SS}	Soft-Start Charge Current	$SS = 0\text{V}$	●	7.7	11	14.5	μA
$t_{SS(INT)}$	Internal Soft-Start Ramp Time	$SS = \text{FLOAT}$			1.2		ms
$V_{FB(OV)}$	Feedback Overvoltage Protection	Relative to Regulated V_{FB}		7	10	13	%
$V_{RUN(ON)}$	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising V_{RUN} Falling	● ●	1.16 1.06	1.21 1.11	1.26 1.16	V V
	RUN Pin Hysteresis				100		mV
	RUN Pin Leakage Current	$RUN = 1.5\text{V}$		-10	0	10	nA
$V_{OV(R)}$	OVLO Pin Rising Threshold	V_{OVLO} Rising	●	1.16	1.21	1.26	V
	OVLO Pin Hysteresis				65		mV
	OVLO Pin Leakage Current	$OVLO = 1.5\text{V}$		-10	0	10	nA

電氣的特性

●は、仕様規定されている全動作ジャンクション温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ でのものです (Note 2)。また特に指定のない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ での値です。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Bias Regulators and Housekeeping							
	INTV _{CC} Undervoltage Lockout	INTV _{CC} Rising INTV _{CC} Falling			3.00 2.80		V V
V _{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	EXTV _{CC} Rising	I	3.02	3.10	3.17	V
		EXTV _{CC} Falling	I	2.92	3.00	3.07	V
	Regulated INTV _{CC} Voltage from V _{IN}			3.34	3.5	3.68	V
	Regulated INTV _{CC} Voltage from EXTV _{CC}			3.34	3.5	3.68	V
Oscillator and Phase-Locked Loop							
	Programmable Frequency Accuracy	PLLIN/MODE = 0V, R _{FREQ} = 12.5k (200kHz) PLLIN/MODE = 0V, R _{FREQ} = 20k (500kHz) PLLIN/MODE = 0V, R _{FREQ} = 57.5k (2MHz)	I I I	-26 -17 -15		18 15 15	% % %
f _{LOW}	Low Preset Frequency	V _{FREQ} = 0V; PLLIN/MODE = 0V	I	265	300	335	kHz
f _{HIGH}	High Preset Frequency	V _{FREQ} = INTV _{CC} ; PLLIN/MODE = 0V	I	0.9	1.0	1.1	MHz
	Synchronizable Frequency	PLLIN/MODE = External Clock	I	200		2000	kHz
	PLLIN/MODE Input High Level for Clocking	PLLIN/MODE = External Clock	I	2.0			V
	PLLIN/MODE Input Low Level for Clocking	PLLIN/MODE = External Clock	I			0.8	V
PGOOD Output							
	PGOOD Voltage Low	I _{PGOOD} = 1mA			0.3	0.5	V
	PGOOD Leakage Current	V _{PGOOD} = 12V		-1		1	μA
	PGOOD Trip Level	V _{FB} with Respect to Set Regulated Voltage					
		V _{FB} Ramping Positive		7	10	13	%
		Hysteresis			2.5		%
		V _{FB} Ramping Negative		-13	-10	-7	%
		Hysteresis			2.5		%
T _{PG}	Delay for Reporting a Fault				24		μs

Note 1: 上記の絶対最大定格を超えるストレスを加えるとデバイスに恒久的な損傷を与えることがあります。デバイスを長時間絶対最大定格状態に置くと、デバイスの信頼性と寿命に影響を与えることがあります。

Note 2: LTC7103R-1は、 $-40^\circ\text{C} \sim 150^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲での動作が仕様化されています。ジャンクション温度が高い場合は動作寿命が低下します。ここに示す仕様に見合った最大周囲温度は、具体的な動作条件と、ボード・レイアウト、パッケージの熱インピーダンス定格値、およびその他の環境条件の組み合わせによって決まります。

Note 3: T_J は、次式を使って周囲温度 T_A と消費電力 P_D から計算されます。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA} / W)$$

Note 4: このICには一時的な過負荷からデバイスを保護するための過熱保護機能が内蔵されています。この保護機能が動作するときは、ジャンクション温度が最大定格を超えています。仕様に規定された絶対最大動作ジャンクション温度を超える温度での連続動作は、デバイスの信頼性を損なったり、デバイスに恒久的な損傷を生じさせたりする可能性があります。過熱保護レベルは、出荷テストを行っていません。

Note 5: LTC7103-1は、仕様規定されているI_{TH}電圧を得るためにV_{FB}を内部リファレンス電圧に近い電圧にサーボ制御する、帰還ループでテストしています。

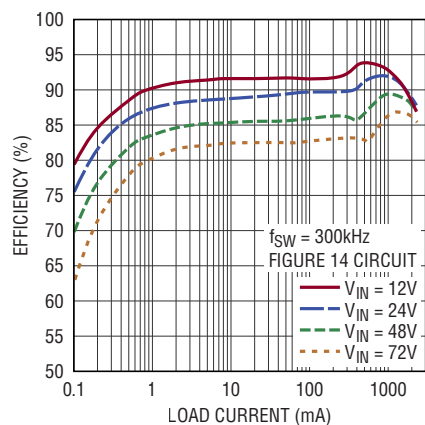
Note 6: 平均出力電流制限値、トップ・スイッチのピーク電流制限値、電流モニタ出力電圧は、一般的なアプリケーションでの動作をシミュレートしたテスト回路で測定しています。

Note 7: 制御可能な最小オン時間は、テスト・モードで測定しています。(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考慮事項を参照)。

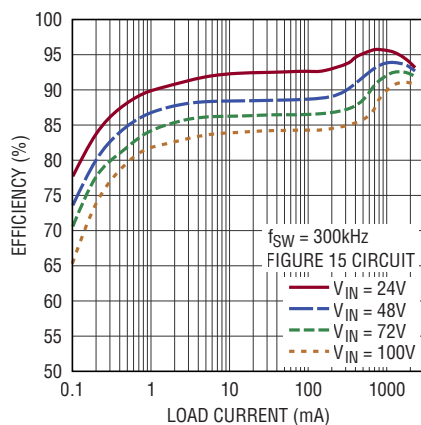
Note 8: 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給される内部ゲート電荷のために大きくなります。

Note 9: 適用される他の設計制約の詳細については、アプリケーション情報のセクションのV_{OUT} > 16Vでの動作を参照してください。

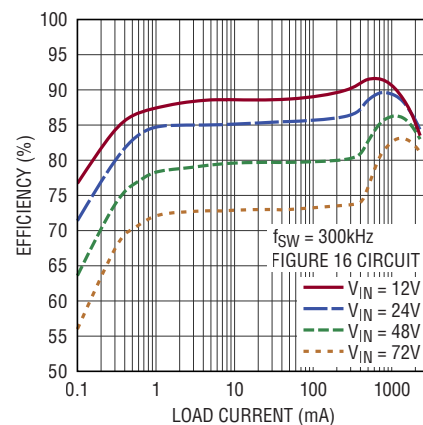
代表的な性能特性

特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。Burst Mode 効率 (5V_{OUT})

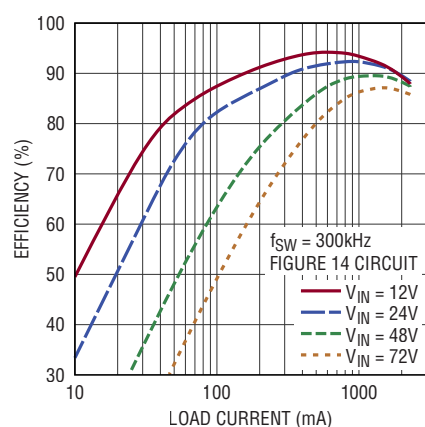
71031 G01

Burst Mode 効率 (12V_{OUT})

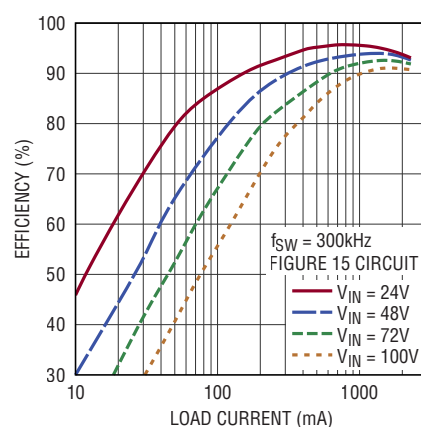
71031 G02

Burst Mode 効率 (3.3V_{OUT})

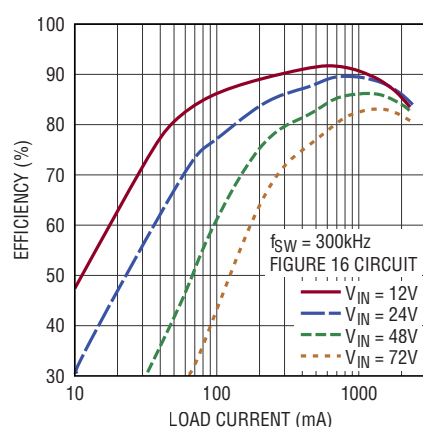
71031 G03

パルス・スキッピング・モード効率 (5V_{OUT})

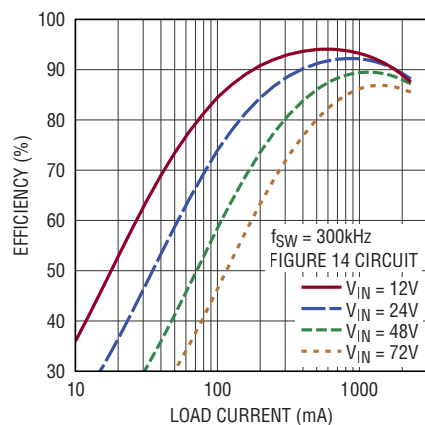
71031 G04

パルス・スキッピング・モード効率 (12V_{OUT})

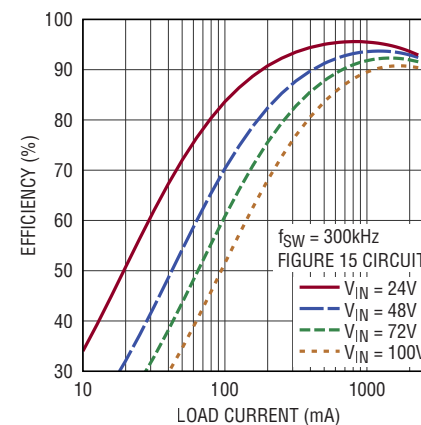
71031 G05

パルス・スキッピング・モード効率 (3.3V_{OUT})

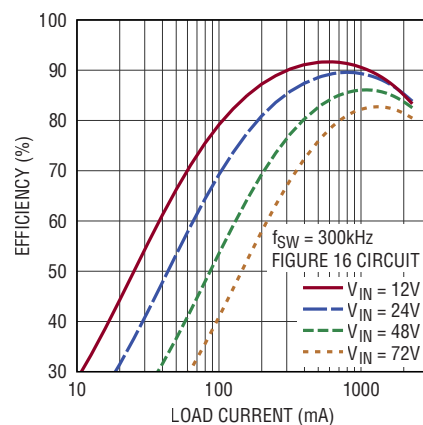
71031 G06

強制連続モード効率 (5V_{OUT})

71031 G07

強制連続モード効率 (12V_{OUT})

71031 G08

強制連続モード効率 (3.3V_{OUT})

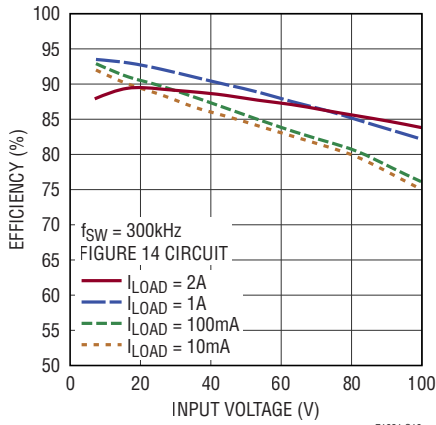
71031 G09

代表的な性能特性

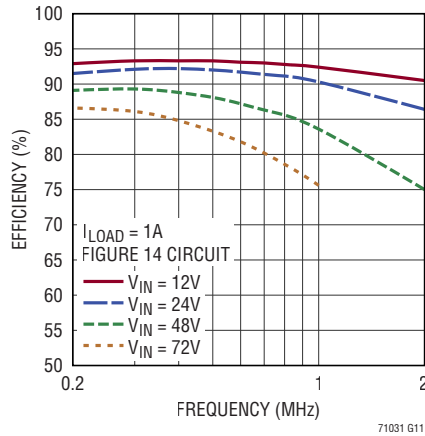
特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率と入力電圧の関係

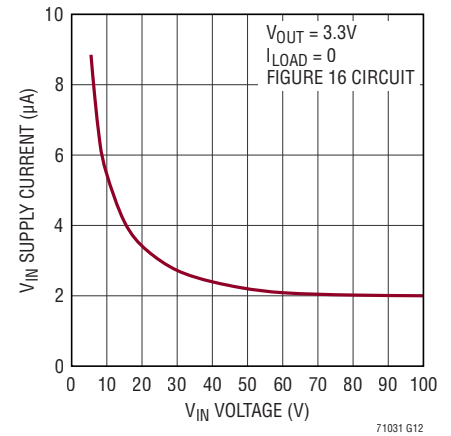
$V_{OUT} = 5V$ 、Burst Mode 動作時



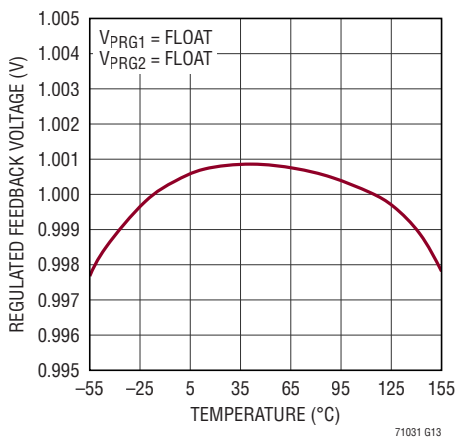
効率の周波数特性 (1A)



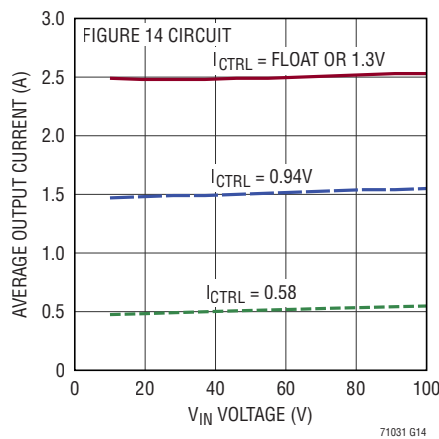
レギュレーション時のVIN入力電流と入力電圧の関係



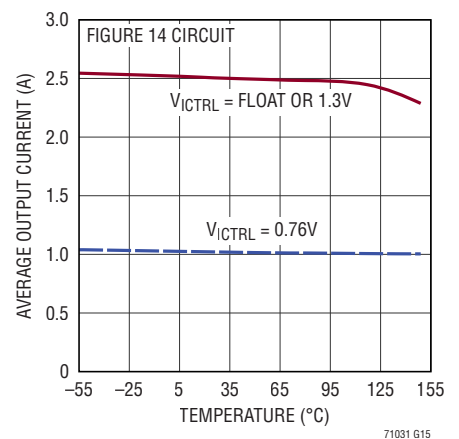
レギュレーション帰還電圧の温度特性



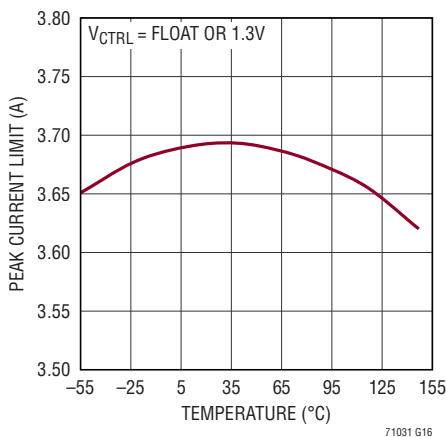
平均出力電流とVIN、ICTRLの関係



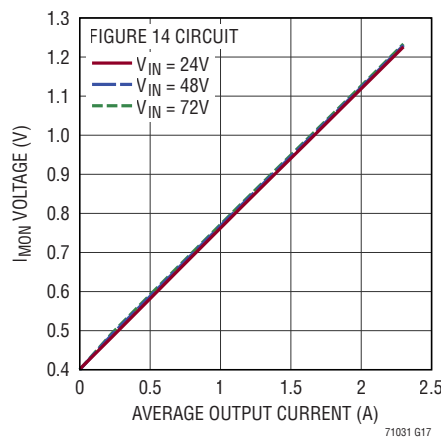
平均出力電流の温度特性



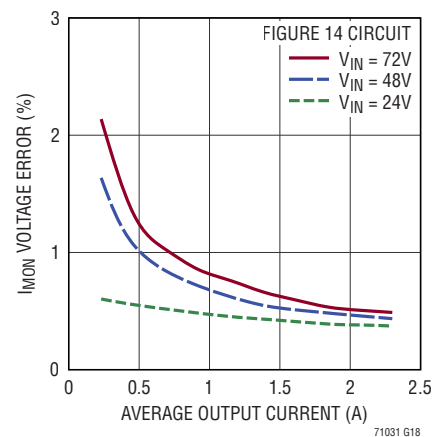
ピーク電流制限値の温度特性



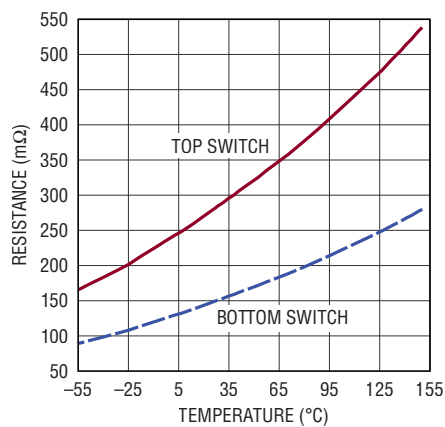
出力電流モニタと平均出力電流の関係



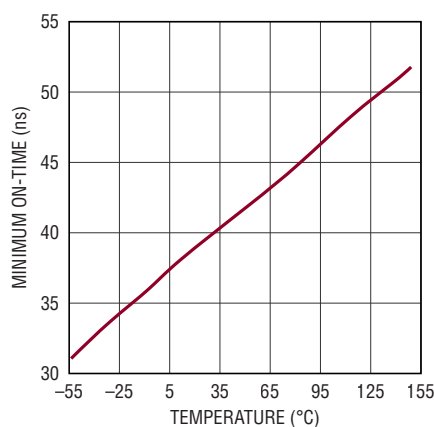
出力電流モニタ誤差と平均出力電流の関係



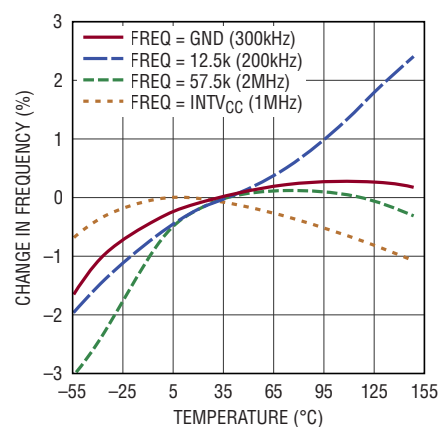
代表的な性能特性

特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。トップおよびボトム・スイッチ抵抗の
温度特性

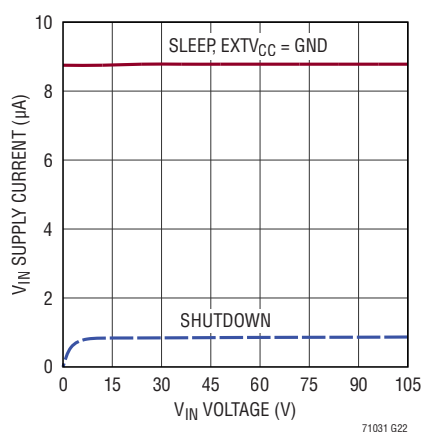
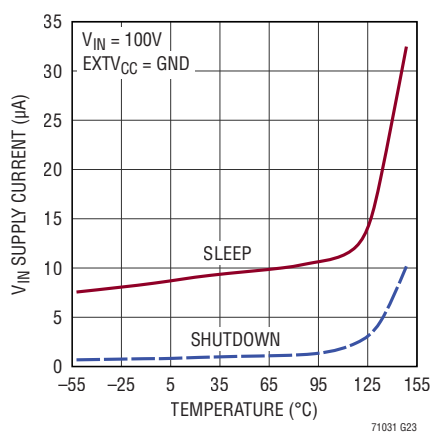
最小オン時間の温度特性



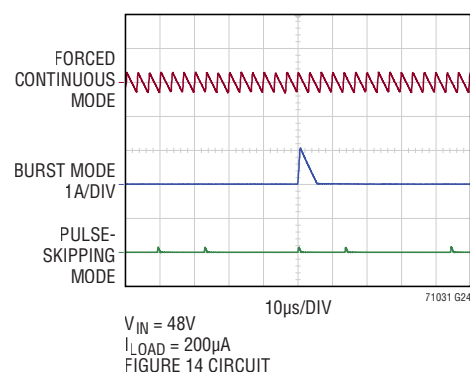
発振周波数の温度特性



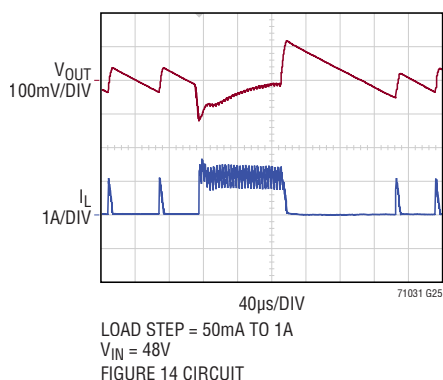
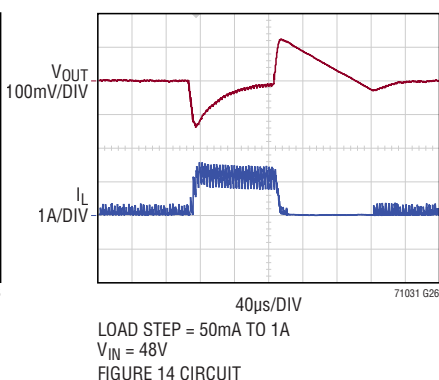
静止入力電流と入力電圧の関係

 V_{IN} 静止電流の温度特性

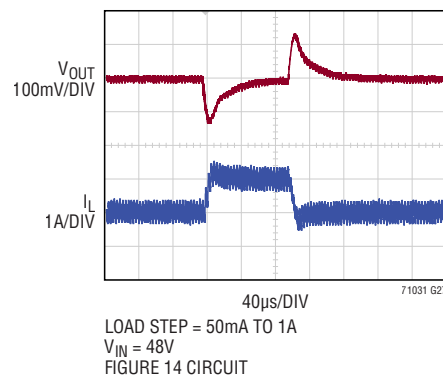
軽負荷時のインダクタ電流



負荷ステップ (Burst Mode 動作)

負荷ステップ
(パルス・スキッピング・モード)

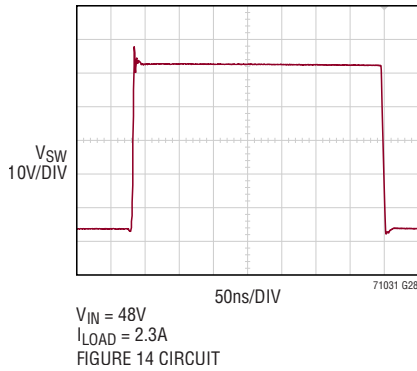
負荷ステップ (強制連続モード)



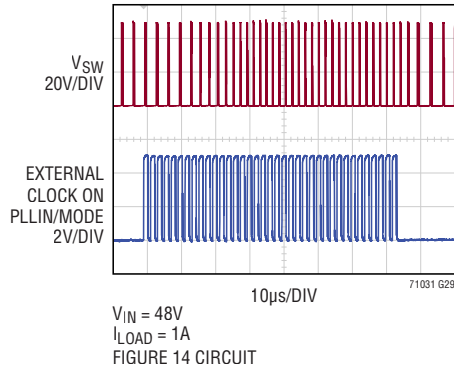
代表的な性能特性

特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

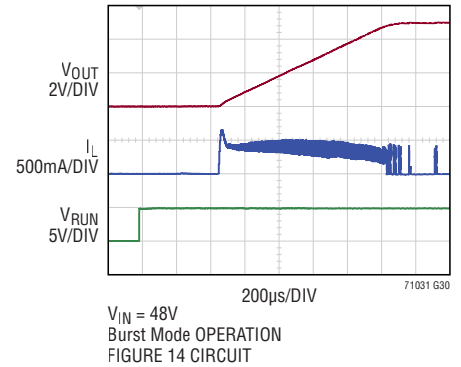
SW ノード波形 (全負荷時)



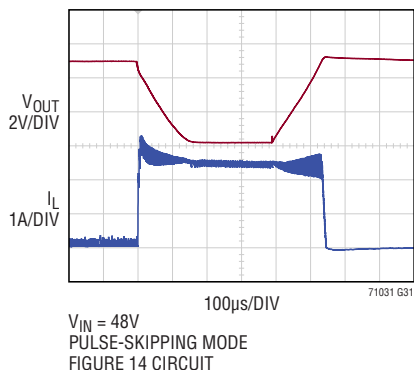
外部クロックへの同期



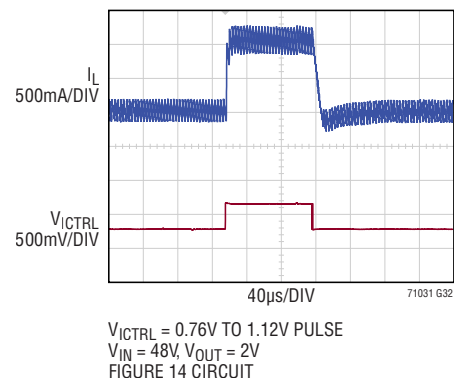
シャットダウンからの起動



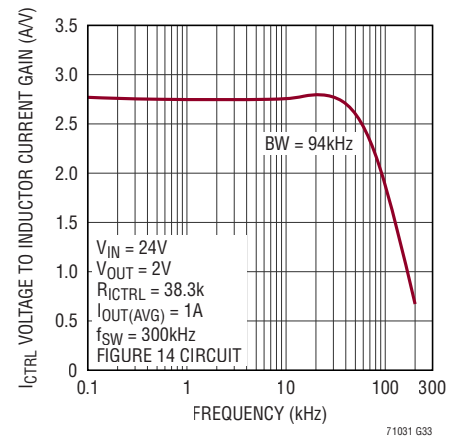
短絡とリカバリ



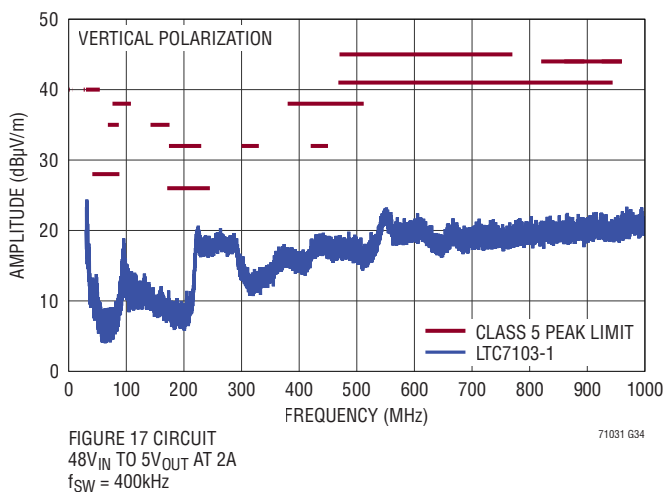
出力電流プログラミング電流ループのステップ応答



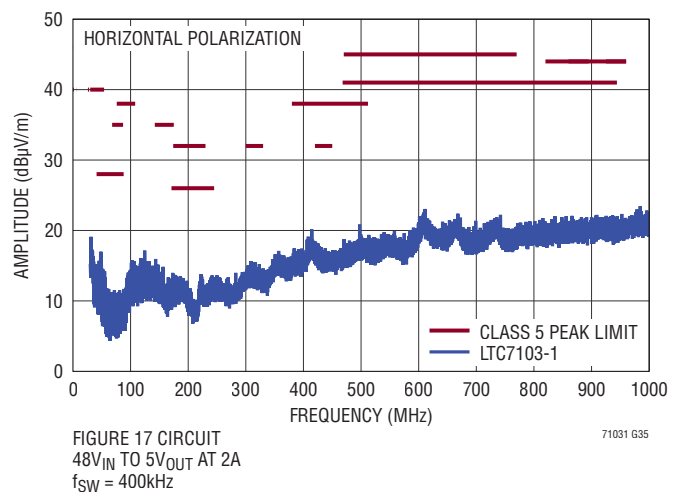
I_{CTRL} 電圧からインダクタ電流へのゲインの周波数特性



放射EMI性能 (CISPR25 放射妨害波テスト、Class 5 ピーク限界値)



放射EMI性能 (CISPR25 放射妨害波テスト、Class 5 ピーク限界値)



ピン機能

RUN (ピン3) : 実行制御入力。このピンを1.1V未満に保持すると、スイッチング・レギュレータが停止します。このピンを0.7V未満に保持すると、静止電流が約0.7 μ Aに減少します。低電圧ロックアウトとして使用するには、 V_{IN} とこのピンの間に抵抗分圧器を接続します。このピンを V_{IN} に接続すると、LTC7103-1は常時イネーブルされます。

SGND (ピン6) : 信号グラウンド。

OVLO (ピン7) : 過電圧シャットダウン入力。このピンの電圧が1.21Vを超えると、スイッチング・レギュレータがシャットダウンし、SSピンが内部で接地されます。このピンをSGNDに接続すると、 V_{IN} が最大105Vまで動作できるようになります。

R_{IND} (ピン8) : 内部ランプの生成に使用される電流を設定します。このランプは、低デューティ・サイクル動作時にインダクタ電流の正の傾きを再現します。このピンは、スイッチング周波数に応じて変化する電圧を生成します。このピンからSGNDに $1/(7.5 \cdot L)$ の値の抵抗を接続することで、内部ランプ電流を設定します。 V_{PRG1} ピンと V_{PRG2} ピンで固定出力電圧モードを選択している場合、このピンはフロート状態にすることができます。 V_{PRG1} と V_{PRG2} の両方がフロート状態の場合は、 R_{IND} からSGNDに抵抗を接続する必要があります。

I_{TH} (ピン9) : エラー・アンプ出力およびスイッチング・レギュレータの補償ポイント。 I_{TH} ピンとSGNDの間に補償部品を配置します。このピンをINTV_{CC}に接続すると、固定の内部補償になります。

V_{FB} (ピン10) : レギュレータの帰還入力。可変モードに設定している場合、レギュレータ出力電圧と V_{FB} ピンの間に外付けの抵抗分圧器を接続します。出力電圧固定モードの場合は、 V_{FB} を直接レギュレータ出力に接続します。

FREQ (ピン11) : 内部VCO用の周波数制御ピン。このピンは、300kHz動作の場合はSGNDに、1MHz動作の場合はINTV_{CC}に接続します。動作周波数を200kHz～2MHzに設定するには、このピンからSGNDに抵抗を接続します。Burst Modeで動作させる場合は、このピンの容量を最小限に抑えます。このピンは40 μ Aを供給します。

PLLIN/MODE (ピン12) : 位相検出器への外部同期入力およびBurst Mode制御入力。このピンに外部クロックを印加すると、フェーズ・ロック・ループによってSW信号の立上がりエッジが外部クロックの立上がりエッジと同期され、LTC7103-1は強制連続モードで動作します。外部クロックに同期させない場合、この入力は軽負荷時でのLTC7103-1の動作を決定します。このピンをSGNDに接続するかフロート状態にす

るとBurst Mode動作になり、INTV_{CC}に接続すると連続インダクタ電流動作になります。このピンを100k抵抗を介してINTV_{CC}に接続すると、パルス・スキッピング動作が選択されます。このピンは10 μ AをSGNDにシンクします。

CLKOUT (ピン13) : 並列動作として追加のレギュレータを同期させるのに使用可能な出力クロック信号です。CLKOUTの立上がりエッジは、SWピンの立上がりエッジに対して180°位相がずれます。出力レベルはSGNDからINTV_{CC}までシングします。

PGOOD (ピン14) : オープンドレインのパワー・グッド出力。 V_{FB} ピンがモニタされ、出力がレギュレーション状態にあるか確認できます。出力がレギュレーション状態にない場合、PGOODピンはローになります。

SS (ピン15) : ソフトスタートおよびレギュレータのタイムアウト入力。SSピンの電圧が1V未満の場合、その電圧によってレギュレーション出力電圧が制限されます。このピンには11 μ Aの内部プルアップ電流源が接続されています。このピンからグラウンドに接続するコンデンサにより、最終的なレギュレーション出力電圧までのランプ時間が設定されます。内部ソフトスタートのランプ時間である1.2msを使用するには、このピンをフロート状態にします。SSピンは、EXTV_{CC}電圧が低すぎる場合にスイッチングをディスエーブルするタイムアウトとしても機能します。レギュレータのタイムアウト機能が無効化するには、SSとINTV_{CC}の間に75kの抵抗を接続します。[アプリケーション情報の](#)ソフトスタートとLDOレギュレータのタイムアウトのセクションを参照してください。

I_{CTRL} (ピン16) : 定電流モードでの平均出力電流を設定します。このピンの電圧により I_{TH} の最大電圧が決定され、それにより定電流モードでの平均出力電流が設定されます。ピーク電流制限は、平均電流制限の設定値より1.2A大きい値を追跡します。このピンを0.4V～1.3Vの電圧に接続すると、平均出力電流が0A～2.5Aの値に設定されます。このピンの内部20 μ Aプルアップにより、SGNDへ接続する抵抗1つで電圧を設定できます。このピンをフロート状態にすると、平均出力電流が2.5Aに設定され、ピーク電流制限値が3.7Aに設定されます。

I_{MON} (ピン17) : 平均出力電流モニタ。このピンは、0A～2.5Aの平均出力電流に対応して、0.4V～1.3Vの電圧を生成します。

ピン機能

VPRG1、VPRG2 (ピン 18、19) : 出力電圧の設定ピン。これらのピンは、レギュレータを可変出力モードまたは固定出力モードに設定します。両方のピンをフロート状態にすると、V_{FB} ピンに外付け抵抗を接続することによって出力を設定できます。その場合、V_{FB} の電圧は 1V のリファレンス電圧にレギュレーションされます。これらのピンの 1 つを SGND または INTV_{CC} に接続し、もう 1 つを SGND または INTV_{CC} に接続するかフロート状態にすると、出力が 8 つの固定出力電圧の 1 つに設定されます。[アプリケーション情報](#)の出力電圧の設定のセクションを参照してください。

EXTV_{CC} (ピン 20) : INTV_{CC} を生成する内部 LDO への外部電源入力。EXTV_{CC} が 3.1V ~ 40V の場合、この LDO が EXTV_{CC} から INTV_{CC} 電力を供給し、V_{IN} から電力が供給される内部 LDO はバイパスされます。EXTV_{CC} を使用しない場合は、SS と INTV_{CC} の間に 75k の抵抗を接続して、レギュレータのタイムアウト機能を無効化する必要があります。[アプリケーション情報](#)の INTV_{CC} レギュレーションのセクションを参照してください。

INTV_{CC} (ピン 21) : 内部 LDO レギュレータの出力。ドライバ回路と制御回路にはこの電源から電力が供給されます。1μF ~ 4.7μF のセラミック・コンデンサを使用して、PGND にデカップリングする必要があります

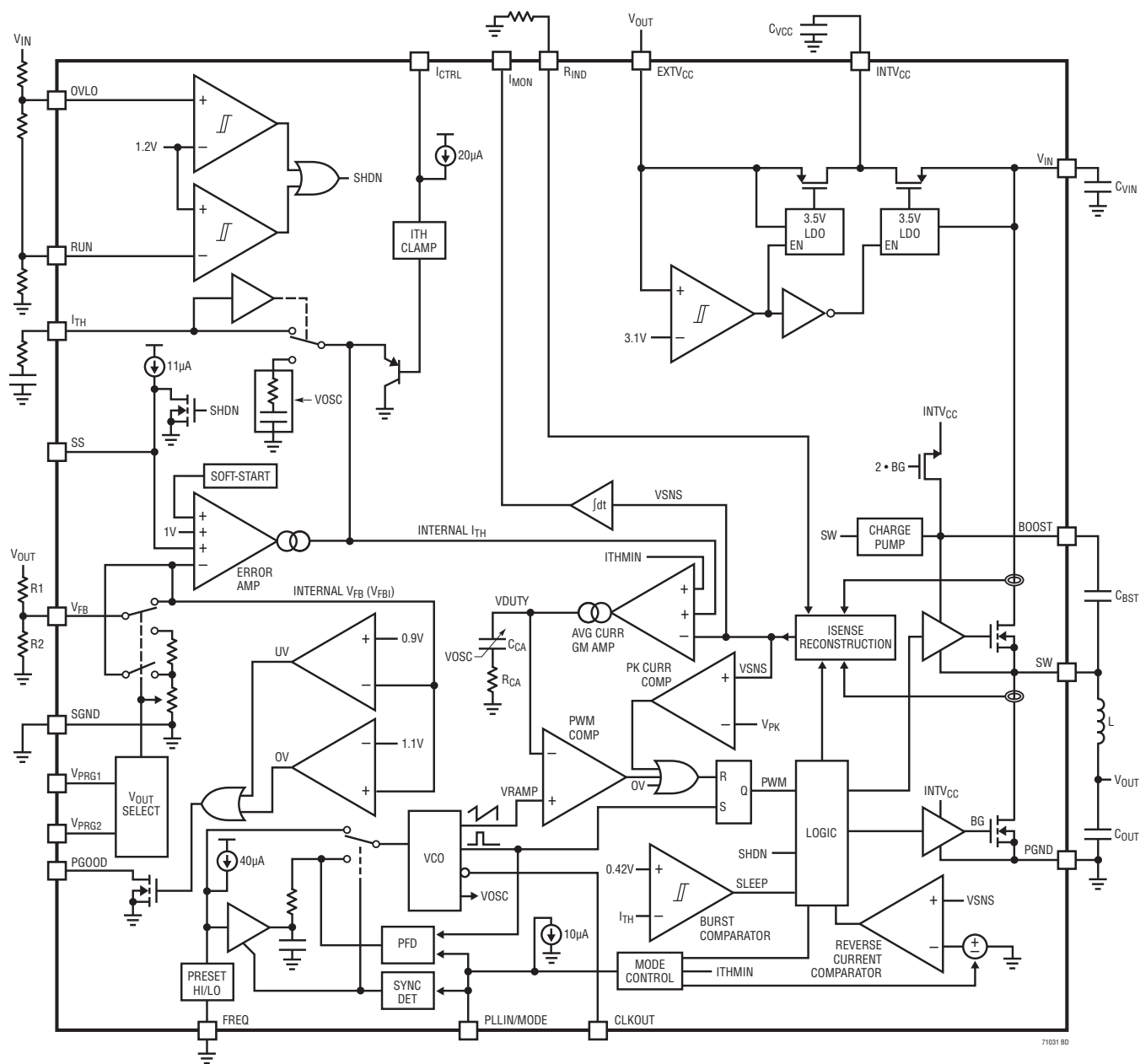
SW (ピン 24、25、26) : 内部 MOSFET パワー・スイッチから出力インダクタへの SW ノード接続。

BOOST (ピン 27) : ハイ・サイドのフローティング・ゲート・ドライバに供給されるブートストラップされた電源。BOOST ピンと SW ピンの間に 0.1μF セラミック・コンデンサを接続します。

V_{IN} (ピン 30、31、32) : 電源入力。内蔵ハイ・サイド MOSFET スイッチへの電源入力、および INTV_{CC} 電圧を生成する内部 LDO への入力。このピンは PGND にコンデンサでデカップリングします。

PGND / 露出パッド (ピン 35、36、37) : 電源グラウンド。電源グラウンド・プレーンに接続します。定格の電気的性能および熱性能を得るため、露出パッドは PCB のグラウンドに接続する必要があります。

機能図



動作

メイン制御ループ

LTC7103-1は、固定周波数の平均電流モード制御アーキテクチャを採用した、高効率のモノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータです。平均電流モード制御により、外付けの検出抵抗や電流センス・アンプを必要とせずに、出力電流を高速かつ正確に制御できます。代わりに、インダクタ電流は、トップとボトムのパワー・スイッチの電流を無損失でモニタすることによって内部で検出されます。また、LTC7103-1には、トップ・スイッチがオンになった直後にインダクタ電流を再現し、これを検出されたスイッチ電流と組み合わせてインダクタ電流信号を内部で完全に再構成する独自の回路が搭載されています。この手法により、平均出力電流の直接制御とモニタ、および非常に低いデューティ・サイクルでのクリーンな動作が可能になります。

通常動作時は、各クロック・サイクルの開始で内部のトップ・パワー・スイッチ(NチャンネルMOSFET)がオンになり、インダクタ電流が増加します。次に、検出されたインダクタ電流が平均電流アンプに送られ、その出力(VDUTY)が鋸歯状ランプ(VRAMP)と比較されます。VRAMP電圧がVDUTY電圧を超えると、PWMコンパレータがトリップし、トップ・パワー・MOSFETをオフにします。

トップ・パワー・MOSFETがオフになった後、同期パワー・スイッチ(NチャンネルMOSFET)がオンになり、インダクタ電流が減少します。逆電流制限値に達して逆電流コンパレータがトリップしない限り、ボトム・スイッチは次のクロック・サイクルの開始までオンのままです。逆電流制限値は、強制連続モードの場合は0.9A、Burst Modeとパルス・スキップ・モードの場合は0Aです。

クローズドループ動作では、平均電流アンプが平均電流ループを生成し、検出した平均電流信号を内部の I_{TH} 電圧に等しくなるようにします。なお、この平均電流ループのDCゲインと補償は、最適な電流ループ応答を維持するために自動的に調整されます。エラー・アンプは、分圧後の出力電圧(V_{FB1})を1.0Vのリファレンス電圧と比較することにより、 I_{TH} 電圧を調整します。負荷電流が変化すると、エラー・アンプは必要に応じて平均インダクタ電流を調整して、出力電圧をレギュレーション状態に維持します。

LTC7103-1は、平均電流ループを可能な限り最速にするように最適化されています。このため、平均電流アンプ出力(C_{CA} 、 R_{CA})のフィルタは、高いDCゲイン(積分器コンデンサ C_{CA} による)を確保しつつ、インダクタ電流信号をフィルタなしで通過させるよう設定されています。これは抵抗 R_{CA} によって実現され、スイッチング周波数よりかなり低いゼロが生じます。その結果生じる代表的なPWMコンパレータの波形を図1に示します。なお、VDUTY信号は、インダクタ電流信号の反転した信号であり、高速平均電流ループを得るには不可欠です。

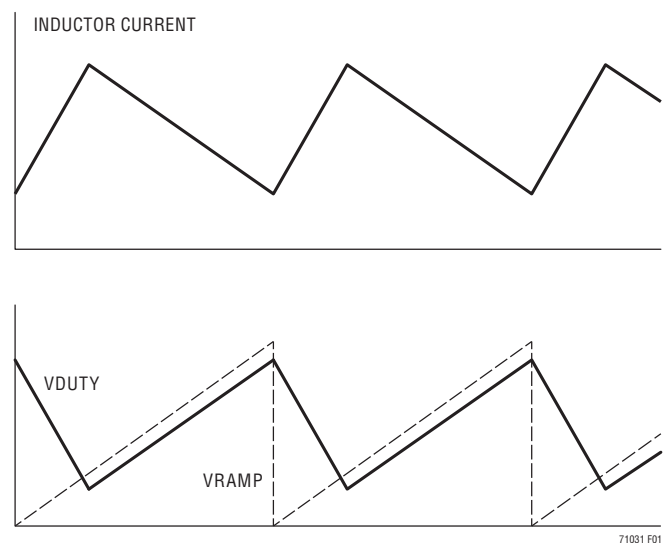


図1. 電流ループの代表的な動作波形

電圧ループ補償は、 I_{TH} ピンで外部から設定することができ、OPTI-LOOP補償を利用してループ応答を最適化できます。電圧ループの補償は、基本的にピーク電流モード制御の場合と同じです。また、 I_{TH} ピンをINTV_{CC}に接続することで、内部の電圧ループ補償を選択することもできます。内部電圧ループ補償を選択した場合、LTC7103-1はスイッチング周波数に基づいて内部補償を自動的に調整し、高速かつ安定した電圧ループを維持します。

電源およびバイアス電源 (V_{IN} 、SW、BOOST、INTV_{CC}、EXTV_{CC}ピン)

LTC7103-1の V_{IN} ピンは、内部ハイ・サイドNチャンネルMOSFETのドレイン端子に電圧を供給するのに使用されます。これらのピンは、INTV_{CC}で3.5Vを生成する内部LDOレギュレータ(V_{IN} LDO)にもバイアス電圧を供給します。こ

動作

のINTV_{CC}の電圧は、内部チップ・バイアスとボトム・パワー MOSFET のゲート・ドライブに使用されます。トップ・パワー MOSFET のゲート・ドライブは、BOOSTピンとSWピンの間のフローティング電源(C_{BST})によって供給され、INTV_{CC}からの内部同期ダイオードによって充電されます。更に、内部チャージ・ポンプは、トップ MOSFET が継続的にオンになっている時にBOOSTからSWへの電圧を維持することにより、100%のデューティ・サイクル動作を可能にします。

V_{IN} LDOレギュレータの効率を改善し、消費電力を制限するために、2番目のLDOレギュレータ(EXTV_{CC} LDO)により、INTV_{CC}電圧を低電圧EXTV_{CC}ピンから取り出すことができます。ほとんどのアプリケーションでは、EXTV_{CC}ピンをDC/DCコンバータのレギュレーション出力電圧に直接接続するだけで、高効率のブートストラップ構成での動作が可能になります。内部V_{IN} LDOの消費電力を安全なレベルに制限するために、LTC7103-1では特別なレギュレータ・タイムアウト機能がソフトスタート・ピンに組み込まれています。

起動とシャットダウン(RUN、SS、OVLOピン)

RUNピンが0.7Vを下回ると、LTC7103-1は低電流シャットダウン状態になり、DC電源電流が0.7μAに減少します。RUNピンが0.7Vを超え、V_{IN}ピンが4.55Vの内部低電圧閾値(V_{IN(UVLO)})を超えると、INTV_{CC} LDOレギュレータがイネーブルになります。ただし、RUNピンがV_{RUN(ON)} = 1.21Vより大きくなるまで、スイッチングは阻止されます。これにより、ユーザ調整可能なレベル以下では電源が動作しないように、RUNピンを用いてV_{IN}低電圧ロックアウト機能を実現できます。更に、OVLOピンの電圧がV_{OV(R)} = 1.21Vを超えた場合も、スイッチングが阻止されます。この機能により、入力過電圧ロックアウト機能の実現可能となり、入力電源の過電圧状態での電源動作を防止できます。

V_{IN}、RUN、およびOVLOピンに適切な電圧が存在する場合、LTC7103-1はスイッチングを開始し、出力電圧のソフトスタート・ランプを開始します。1.2msという内部ソフトスタート・ランプによって、出力電圧の上昇率が制限され、起動中の過剰な入力電流を防ぎます。立上がり時間を長くしたい場合は、SSピンからグラウンドにコンデンサを接続します。SSピンから供給される10μAの電流によって、コンデンサには滑らかな電圧ランプが生成されます。この外部の上昇率が1.2msの内部ソフトスタートよりも遅い場合、出力電圧は

代わりにSSピンの上昇率によって制限されます。外部と内部の両方のソフトスタート・ランプが1Vを超えると、出力電圧はレギュレーション状態になります。内部および外部のソフトスタート機能は、初期起動時、および入力電源の低電圧または過電圧状態の後にリセットされます。

ソフトスタート・ピンは、レギュレータのタイムアウト機能を実行するためにも使用されます。この機能は、EXTV_{CC}電圧がなくなると、タイムアウト後にトップとボトムのパワー MOSFET をデイスエーブルすることによって、内部V_{IN} LDOレギュレータの消費電力によるダイ温度の上昇を制限します。例えば、EXTV_{CC}がDC/DCコンバータの出力に接続されているが、コンバータの出力がグラウンドに短絡したような場合に役立ちます。起動時、内部および外部の両方のソフトスタート・ランプが1Vを超え、EXTV_{CC}が3V未満になった後、レギュレータのタイムアウトが開始します。この状態が一定期間(通常のソフトスタート時間の約1.4倍)続くと、レギュレータのタイムアウト・フォールトが発生し、全てのスイッチングが停止します。長い再起動遅延(通常のソフトスタート時間の約46倍)の後、再起動が開始します。レギュレータのタイムアウト機能が不要な場合は、SSピンを75k抵抗を介してINTV_{CC}に接続する必要があります。詳細については、アプリケーションのソフトスタートとLDOレギュレータのタイムアウトのセクションを参照してください。

出力電圧の設定(V_{PRG1}、V_{PRG2}、V_{FB}ピン)

V_{PRG1}ピンとV_{PRG2}ピンにより、電源の出力電圧設定が非常に柔軟なものになります。両方のピンをフロート状態にすると、可変V_{OUT}モードが選択されます。このモードでは、出力はV_{FB}ピンの外付け抵抗で設定し、V_{FB}電圧は1Vのリファレンスにレギュレーションします。これらのピンの1つをSGNDまたはINTV_{CC}のいずれかに接続した場合、固定出力電圧モードが選択されます。このモードでは、高精度の内部抵抗分圧器を用いて、出力電圧を8つの固定電圧レベルのいずれかに設定します。[アプリケーション情報](#)の出力電圧の設定のセクションを参照してください。

インダクタ電流の再現(R_{IND}ピン)

LTC7103-1には、トップ・スイッチがオンになった直後にインダクタ電流を再現し、これを検出されたスイッチ電流と組み合わせてインダクタ電流信号を内部で完全に再構成する独自の回路を内蔵しています。この手法により、平均出力電流

動作

の直接制御とモニタ、およびトップ・スイッチの非常に短いオン時間でのクリーンな動作が可能になります。インダクタ電流を再現するためには、LTC7103-1はインダクタのおおよその値を知る必要があります。これは、 $1/(7.5 \cdot L)$ の値の抵抗をR_{IND}ピンに接続することによって実現します。LTC7103-1は、R_{IND}抵抗の電流をV_{IN}ピンおよびSWピンの電圧と組み合わせ、インダクタ電流信号を再現、生成します。更に、R_{IND}ピン電流がV_{IN}およびSWの電圧と組み合わせられて、平均電流アンプのDCゲインも設定されます。これは、全動作条件で最適な電流ループ性能を維持するために行われます。

なお、V_{PRG1}ピンとV_{PRG2}ピンで固定出力電圧モードを選択した場合、R_{IND}ピンはフロート状態にできます。この場合、LTC7103-1は出力電圧とスイッチング周波数に基づいて特定のインダクタ値を想定します。[アプリケーション情報](#)のインダクタ値とR_{IND}抵抗の選択のセクションを参照してください。

軽負荷時の動作：強制連続モード、Burst Mode、およびパルス・スキップ・モード(PLLIN/MODEピン)

LTC7103-1は、低負荷電流時に、高効率のBurst Mode動作、固定周波数パルス・スキッピング・モード、または強制連続モードになるように設定できます。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンを接地します。強制連続動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルス・スキッピング・モードを選択するには、PLLIN/MODEピンを100k Ω の抵抗を介してINTV_{CC}に接続します。

LTC7103-1をBurst Mode動作に設定している場合、I_{TH}ピンの電圧が低い値を示している場合でも、最小出力電流は約200mAに設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より大きい場合、エラー・アンプはI_{TH}ピンの電圧を低下させます。I_{TH}電圧が0.4Vを下回ると、内部スリープ信号がハイになり(スリープ・モードが有効化され)、両方のMOSFETがオフになります。すると、I_{TH}ピンがエラー・アンプの出力から遮断され、0.43Vを維持します。

スリープ・モードでは、内部回路の多くがオフになり、LTC7103-1に流れる総静止電流が9 μ Aに減少します。EXTV_{CC}が存在する場合、この静止電流の大部分(8 μ A)はEXTV_{CC}電源から流れ、V_{IN}電源からはわずか1 μ Aしか流れません。これにより、ブートストラップ・アプリケーションで

のスリープ・モード時のV_{IN}電源電流が大幅に減少します。このアプリケーションでは、EXTV_{CC}がV_{OUT}に接続され、V_{IN} >> V_{OUT}となっています。スリープ・モードでは、負荷電流が出力コンデンサから供給されます。出力電圧V_{OUT}が低下すると、エラー・アンプ出力が上昇し始めます。V_{OUT}電圧が十分に低下すると、I_{TH}ピンがエラー・アンプの出力に再接続されて、スリープ信号がローになり、内部発振器の次のサイクルでトップMOSFETをオンにすることで通常の動作が再開されます。

LTC7103-1でBurst Mode動作を設定している場合、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータがボトムMOSFETをオフにし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コンバータは不連続インダクタ電流(DCM)で動作します。

強制連続動作では、軽負荷時または大きなトランジェント状態でインダクタ電流は反転できません。これにより、連続インダクタ電流動作(CCM)が無負荷まで維持され、平均インダクタ電流は常にI_{TH}ピンの電圧によって決定されます。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合よりも低下します。ただし、連続動作には出力電圧リップルが小さく、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。強制連続モードでは、出力リップルは負荷電流に依存しません。

パルス・スキッピング・モードになるようにPLLIN/MODEピンを接続した場合、LTC7103-1は軽負荷時にPWMパルス・スキッピング・モードで動作します。このモードでは、設計された最大出力電流の約1%まで固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷時には、PWMコンパレータは数サイクル間トリップされた状態を維持し、同じサイクル数の間トップMOSFETをオフにしたままにする(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。インダクタ電流は反転できません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減少します。低電流での効率が強制連続動作より高くなりますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。

動作

Burst Mode または パルス・スキッピング・モードのいずれかで不連続インダクタ電流 (DCM) で動作する場合、LTC7103-1 は平均電流からピーク電流制御にスムーズに移行します。この機能により、平均電流ループに関連する極が除去されるため、軽負荷 DCM 動作での電圧ループの補償が容易になります。

動作モードが誤って変更されないように、LTC7103-1 には、あるモードから別のモードに変更する前に 20 μ s の遅延が組み込まれています。これは、PLLIN/MODE ピンを、初期動作モードの選択に使用した後、同期用の外部クロックの受信に使用できるため、特に役立ちます。20 μ s の遅延により、同期信号を認識している間のモード変更が回避されます。同期中、LTC7103-1 は強制連続モードで動作します。

周波数選択およびフェーズ・ロック・ループ (FREQ、PLLIN/MODE ピン)

LTC7103-1 のスイッチング周波数は、FREQ ピンで選択できます。このピンは、SGND に接続するか、INTV_{CC} に接続するか、外付け抵抗を介して設定できます。FREQ を SGND に接続すると 300kHz が選択され、FREQ を INTV_{CC} に接続すると 1MHz が選択されます。FREQ と SGND の間に抵抗を接続すると、FREQ ピンの電圧が電圧制御発振器 (VCO) の入力に送られ、周波数を 200kHz ~ 2MHz で設定できます。

LTC7103-1 にはフェーズ・ロック・ループ (PLL) が備わっており、PLLIN/MODE ピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。LTC7103-1 の位相検出器 (PFD) とローパス・フィルタは、VCO 入力の電圧を調整して、トップ MOSFET のターンオンを同期信号の立上がりエッジに合わせます。

外部クロックが検出されると、PFD ローパス・フィルタが FREQ ピンで設定された動作周波数に素早くプリバイアスされてから、PLL が VCO を引き継ぎます。外部クロック周波数付近でプリバイアスされている場合、PLL ループは、外部クロックの立上がりエッジをトップ MOSFET のターンオンに同期させるために、VCO 入力をわずかに変化させるだけで済みます。ループ・フィルタをプリバイアスする機能により、PLL は目的の周波数から大きく外れることなく、直ちにロックインできます。

フェーズ・ロック・ループの一般的なキャプチャ範囲は約 160kHz ~ 2.3MHz であり、全ての製造バリエーションで 200kHz ~ 2MHz であることが確保されています。つまり、LTC7103-1 の PLL は、周波数が 200kHz ~ 2MHz の外部クロック源に確実にロックできるようになっています。

PLL が外部クロックにロックされた後に外部クロックが停止すると、LTC7103-1 はこの状態を即座に検出し、PFD がループを調整するのを防いで、内部発振器が外部クロック周波数で動作し続けるようにします。約 9 μ s 後、LTC7103-1 は SYNC の喪失を検出し、発振器の動作周波数は FREQ ピンで設定されたレベルに戻ります。この機能は、外部クロックが停止した時に発振器周波数が瞬間的に低下するのを防ぎ、同期/非同期のスムーズな移行を可能にします。

PLLIN/MODE ピンの代表的な入力クロック閾値は立上がり 1.5V で立下がり 1.1V であり、この入力は TTL 互換です。

CLKOUT ピンは、他のスイッチング回路を LTC7103-1 スwitchング周波数に同期させるのに役立つリファレンス・クロックを供給します。この信号出力のハイ・レベルは INTV_{CC} (代表値 3.5V) に等しく、CLKOUT 信号の立上がりエッジはトップ MOSFET のターンオンに対して 180° 位相がずれます。これにより、2つの LTC7103-1 コンバータを同期させ、かつ位相をずらして動作させることによって、入力電流を最小限に抑えたり、2つの LTC7103-1 を一緒に使用して大電流の 2 相コンバータとしたりすることが容易になります。[アプリケーション情報](#)の 2 相動作のセクションを参照してください。

出力電流の設定とモニタ (I_{CTRL}、I_{MON} ピン)

LTC7103-1 は、I_{TH} 電圧が平均出力電流に比例する平均電流モード制御を採用しているため、平均出力電流の設定とモニタが容易です。

平均出力電流制限値は、I_{CTRL} ピンで設定します。このピンの電圧によって、I_{TH} 電圧が最大レベルに直接クランプされます。このピンを 0.4V ~ 1.3V の電圧に接続すると、平均出力電流が 0A ~ 2.5A の値に設定されます。このピンの内部 20 μ A ブルアップにより、SGND へ接続する抵抗 1 つで電圧

動作

を設定できます。このピンをフロート状態にすると、平均出力電流が2.5Aに設定され、ピーク電流制限値が3.7Aに設定されます。

全動作条件で電流ループを高速かつ最適化することにより、LTC7103-1は I_{CTRL} ピン電圧の変化に可能な限り最高の速度で応答します。これは、低速の平均電流ループを電圧レギュレーション・ループの外側に配置しているほとんどの競合ソリューションよりも桁違いに高速です。平均電流ループを電圧レギュレーション・ループ内に配置することにより、LTC7103-1ではほぼサイクルごとに電流設定が可能です。

平均出力電流は、 I_{MON} ピンでモニタできます。再構成されたインダクタ電流信号(V_{SNS})は、ローパス・フィルタ($f_c = 10\text{kHz}$)を通過し、バッファリングされてから I_{MON} ピンに送られます。 I_{MON} の電圧は通常0.4V~1.3Vで変化し、0A~2.5Aの平均出力電流に対応します。 I_{MON} 電圧は、一時的に0.4Vより小さくなったり、1.3Vより大きくなったりしますが、平均電流ループによって最終的にはこれらのレベルに制限されます。スリープの間、このピンは0.4Vに保持されます。

短絡保護と最小オン時間

LTC7103-1のアーキテクチャは短絡状態に対する保護を備えていて、出力電流や発振周波数をフォールドバックする必要がありません。これが可能になるのは、PWMコンパレータが平均電流アンプからインダクタ電流情報を継続的に受信するためです。このため、トップ・スイッチの最小オン時間が長すぎて全スイッチング周波数でインダクタ電流の制御を維持できないというわけではない場合、短絡状態で自動的にサイクルがスキップされます。高速平均電流ループを満たす必要がある場合にのみスイッチング・サイクルをスキップするため、 $V_{OUT} = 0\text{V}$ までの動作においてフォールドバックやヒックアップを生じないブリックウォール型の電流制限が実現されます。図2は、このブリックウォール電流制限の代表的な動作を示しています。

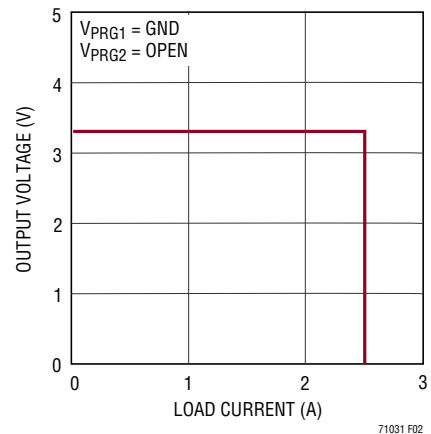


図2. 代表的な電流制限動作

平均電流ループは非常に高速ですが、フェイルセーフのピーク電流制限(I_{PK})コンパレータも内蔵しており、インダクタ電流が瞬間的にでも安全レベルを超えないようにしています。ピーク電流制限値は、内部で平均電流制限値より1.2A高い値に設定されており、 I_{CTRL} ピンの電圧で設定される平均電流制限値に追従します。実際には、平均電流アンプ出力フィルタの異常電圧と短絡が同時に発生した場合のみ、このピーク電流制限コンパレータが必要となります。この場合、平均電流アンプ・フィルタが落ち着くまでの数サイクルは、ピーク電流制限コンパレータが必要となる場合があります。

V_{IN} から V_{OUT} への降圧比が高い場合、最小オン時間での動作を避けるように、スイッチング周波数を十分低くする注意が必要です。アプリケーション情報の動作周波数の設定のセクションを参照してください。

こうした保護に加えて、別の出力過電圧コンパレータが V_{FB} 電圧をモニタし、過電圧状態が存在する場合(V_{FB} が $V_{FB(OV)}$ を超える場合)、トップMOSFETのターンオンを防ぎます。

動作

昇圧電源とドロップアウト動作

LTC7103-1は、内蔵のチャージ・ポンプにより、100%のデューティ・サイクルで動作し、ドロップアウト時の電圧を可能な限り低く抑え、ゼロ・スイッチング・ノイズとすることが可能です。このチャージ・ポンプは、ドロップアウト動作時に、トップMOSFETスイッチのスタティック・ゲート電圧を維持するために必要な小電流を供給します。ドロップアウト動作をしていない時、トップMOSFETスイッチのスイッチングに必要なゲート駆動電圧は、BOOSTコンデンサ(C_{BST})、ボトムMOSFETスイッチ、およびINTV_{CC}からBOOSTへの内部スイッチで形成されるチャージ・ポンプで供給されます。ドロップアウトに近づくと、必要に応じてボトムMOSFETスイッチのオン時間を長くして、BOOSTとSWの間のフローティング・ゲート・ドライバに十分な供給ができるようにします。

パワー・グッド(PGOODピン)

PGOODピンは内部NチャンネルMOSFETのオープンドレインに接続されています。内部帰還電圧(V_{FBI})が1Vリファレンス電圧の±10%以内でない場合、MOSFETがオンになり、PGOODピンをローにします。また、RUNピンがロー(シャットダウン)の時も、PGOODピンはローになります。V_{FBI}が

±10%の条件内にある場合、MOSFETがオフになります。このピンは外付け抵抗によって16V以下のソースにプルアップできます。V_{FBI}電圧が±10%のウィンドウから外れると、PGOODピンがローになるまでに24μsの遅延(TPG)が生じます。

過熱保護と過電圧保護

LTC7103-1は、V_{IN}過電圧に対してユーザ調整可能な保護を提供するOVLOピンに加え、V_{IN}過電圧シャットダウン機能を内蔵しています。V_{IN}ピンの電圧が立上がりで118.5V(立下がりで112V)を超えると、トップとボトムのMOSFETがオフになり、全てのスイッチングが停止します。同様に、内部ダイ温度が立上がりで171°C(立下がりで155°C)を超えると、LTC7103-1は温度が低下するまでスイッチングを停止します。内部の過電圧および過熱保護機能は、絶対最大動作範囲外で動作するため、これに頼って使用することのないよう注意してください。これらの機能は、単にシステム全体の信頼性と安全性を向上させるための2次的なフェイルセーフとして意図されているものです。

アプリケーション情報

LTC7103-1の一般的なアプリケーション回路の1つを、このデータシートの最初のページに示します。外付け部品の選択は主に負荷条件によって決まるため、まず動作周波数と軽負荷動作モードを選択します。次に、インダクタLを選択します。これにより、抵抗 R_{IND} の値も決まります。インダクタの選択後、入力コンデンサ C_{IN} 、出力コンデンサ C_{OUT} 、内部レギュレータ・コンデンサ C_{VCC} 、および昇圧コンデンサ C_{BST} を選択します。次に、固定出力電圧または帰還抵抗のいずれかを選択して、目的の出力電圧を設定します。最後に、 V_{IN} 低電圧／過電圧ロックアウト、外部ソフトスタート、LDOレギュレータのタイムアウト、外部ループ補償、平均出力電流のモニタおよび制限、およびPGOODなどの機能に対して、残りの外部部品を適宜選択できます。

動作周波数の設定

動作周波数の選択は、効率と部品サイズの兼ね合いによって決まります。動作周波数が高いと、小型のインダクタと値の小さいコンデンサを使用できます。低周波数での動作は、内部ゲート電荷と遷移損失が減少するので効率が改善されますが、出力リップル電圧を低く維持するには、インダクタンスの値や出力容量を大きくする必要があります。

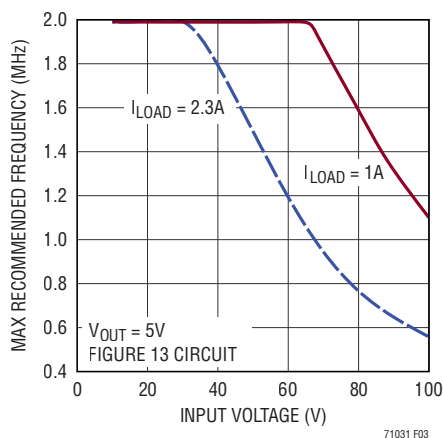


図3. 最大推奨周波数と入力電圧の関係

ほとんどのLTC7103-1アプリケーションでは、300kHz～750kHzのスイッチング周波数で、サイズと効率の良好なバランスが得られます。2MHzまでの高いスイッチング周波数での動作も可能ですが、一般にスイッチング損失により入力電圧は低レベルに制限されます。これを図3に示します。この図は、図14に示すアプリケーション回路における、1Aおよび2.3A負荷での最大推奨スイッチング周波数と入力電圧の

関係を示しています。これらのラインは、LTC7103-1における2.5Wの電力損失に相当し、エア・フローなしで約85°Cのジャンクション温度上昇をもたらします。電力損失と温度上昇の計算の詳細については、効率に関する考慮事項と熱に関する考慮事項のセクションを参照してください。

また、LTC7103-1の制御可能な最小オン時間に関しても、動作周波数は制約を受けます。LTC7103-1のアーキテクチャは通常、最小オン時間を超えても出力電圧レギュレーションを維持しますが、サイクル・スキップはインダクタ電流リップルの増加の原因となります。これを回避するには、次のようにスイッチング周波数を選択します。

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

$V_{OUT} > 16V$ で動作する場合、スイッチング周波数に関してさらなる制約も適用される場合があります。詳細については、 $V_{OUT} > 16V$ での動作のセクションを参照してください。

スイッチング周波数は、FREQピンやPLLIN/MODEピンを使用して設定します(表1参照)。

表1. 周波数の設定

FREQ PIN	PLLIN/MODE PIN	FREQUENCY(F)
SGND	DC Voltage	300kHz
INTV _{CC}	DC Voltage	1MHz
$R = (f/40 + 7.5k)$ to SGND	DC Voltage	200kHz to 2MHz
Any of the Above	External Clock	Phase-Locked to External Clock (200kHz to 2MHz)

FREQピンをSGNDに接続すると300kHzが選択され、FREQをINTV_{CC}に接続すると1MHzが選択されます。FREQピンは40μAを供給しているため、FREQとSGNDの間に抵抗を接続すると、200kHz～2MHzの範囲内で任意の周波数に設定できます。FREQピンの抵抗は、次式に従って選択します。

$$R_{FREQ} = \frac{f}{40} + 7.5k$$

LTC7103-1にはフェーズ・ロック・ループ(PLL)も備わっており、PLLIN/MODEピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。同期すると、トップMOSFETのターンオンが同期信号の立上がりエッジと一致

アプリケーション情報

します。詳細については、フェーズ・ロック・ループと周波数同期のセクションを参照してください。

軽負荷動作モードの設定

LTC7103-1は、軽負荷電流時に、高効率のBurst Mode動作、固定周波数パルス・スキッピング・モード、または強制連続動作モードになるように設定できます。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンを接地します。強制連続動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをINTV_{CC}に接続します。パルス・スキッピング・モードを選択するには、PLLIN/MODEピンを100kΩの抵抗を介してINTV_{CC}に接続します。同期中、LTC7103-1は強制連続モードで動作します。表2に、PLLIN/MODEピンを使用した軽負荷動作モードの選択を示します。

表2. モード選択

PLLIN/MODE PIN	LIGHT-LOAD OPERATING MODE
SGND	Burst Mode Operation
INTV _{CC}	Forced Continuous Mode
R = 100k to INTV _{CC}	Pulse-Skipping Mode
External Clock	Forced Continuous Mode

一般に、どの軽負荷時動作モードを選択するのが適切かは、各アプリケーションの条件によって決まります。

Burst Mode動作では、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータがボトムMOSFETをオフにし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コンバータは不連続動作状態で動作します。また、平均出力電流が約200mA以下になると、インダクタ電流はスイッチング周波数より低い周波数でバーストを開始し、スイッチングしていない時は低電流のスリープ・モードになります。その結果、Burst Mode動作は軽負荷時に効率が最も高くなります。

強制連続モードでは、インダクタ電流は軽負荷で反転し、負荷に関係なく同じ周波数でスイッチングします。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合よりもかなり低下します。しかし、連続動作は出力電圧のリップルが小

さく、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。強制連続モードでは、出力リップルは負荷電流に依存しません。

パルス・スキッピング・モードでは、設計された最大出力電流の約1%までは固定周波数動作が維持されます。非常に軽い負荷時には、PWMコンパレータは数サイクル間トリップされた状態を維持し、同じサイクル数の間トップMOSFETをオフにしたままにする（つまり、パルスをスキップする）ことがあります。インダクタ電流は反転できません（不連続動作）。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減少します。低電流での効率が強制連続動作より高くなりますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。したがって、パルス・スキッピング・モードは軽負荷時の効率、出力リップル、EMI間の妥協点となります。

アプリケーションによっては、システム内の条件に応じて軽負荷動作モードを変更することが望ましい場合があります。例えば、システムが非アクティブの場合、PLLIN/MODEピンを0Vにして、高効率のBurst Mode動作を選択することが考えられます。システムが起動したら、外部クロックをPLLIN/MODEに接続して、強制連続モードに切り替えることができます。このように動作中にモード変更を行うと、個々のアプリケーションでそれぞれの軽負荷動作モードの利点が得られます。

インダクタ値の選択

与えられた入出力電圧に対し、インダクタ値と動作周波数によってインダクタのリップル電流が決まります。具体的には、次式により、インダクタ値が高いほど、あるいは動作周波数が高いほど、インダクタのリップル電流は減少します。

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

正常に動作させるためには、次の値よりも大きな値のインダクタを使用してください。

$$L_{MIN} > 520\text{nH} \cdot V_{OUT}$$

なお、 $V_{OUT} > 16\text{V}$ のアプリケーションでは、インダクタンス値にさらなる制約が加わる場合があります。詳細については、 $V_{OUT} > 16\text{V}$ での動作のセクションを参照してください。

アプリケーション情報

この式から、部品サイズ、効率、動作周波数のトレードオフがわかります。 ΔI_L を大きくすると、より小さい値のインダクタを使用できますが、インダクタのコア・ロス、出力コンデンサのESRロスが大きくなり、出力リップルも大きくなります。一般的に高効率動作は動作周波数が低く、リップル電流が小さい時に得られます。

リップル電流の初期設定は0.75A_{P-P}程度が妥当と考えられます。なお、リップル電流が最も大きくなるのは、 V_{IN} が最大の時です。仕様規定されている最大値をリップル電流が超えないようにするために、インダクタンスは次のように選択します。

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

LTC7103-1は、DC出力電流を I_{CTRL} ピンの電圧で決定される値に制限する高速の平均電流制限ループを備えています。(詳細については、平均出力電流の制限とモニタのセクションを参照してください)。ただし、アプリケーションによっては、インダクタ電流のトランジェントが発生し、ピーク電流制限コンパレータによって制限される場合があります。このコンパレータは、平均電流制限設定値より公称1.2A高い値に追従します。飽和を回避するには、次のような飽和電流 I_{SAT} を持つインダクタを選択します。

$$I_{SAT} > \frac{V_{ICTRL} - 0.4}{0.36} + 1.5A$$

これにより、特定のアプリケーションのニーズに合った定格電流のインダクタを使用することができます。平均出力電流制限をデフォルト値の2.5Aに設定した場合、 $I_{SAT} > 4A$ のインダクタが必要です。しかし、平均電流制限を1.5A($V_{ICTRL} = 0.94V$)に設定した場合は、 $I_{SAT} > 3A$ のインダクタを使用できます。 I_{CTRL} ピンの電圧が変化する場合、必要なインダクタの飽和電流を計算する際に、常に I_{CTRL} の最大値を使用するよう注意してください。平均電流制限の設定の詳細については、平均出力電流の制限とモニタを参照してください。

V_{PRG1} ピンと V_{PRG2} ピンで固定 V_{OUT} 動作を選択した場合、 R_{IND} ピンをフロート状態にできますが、表3に従ってインダクタンス値を選択した場合に限ります。 R_{IND} ピンの抵抗は使

用するインダクタンス値を示すので、 R_{IND} ピンをフロート状態にすると、LTC7103-1は自動的に表3に示すインダクタンス値を想定します。これらのインダクタンス値により、インダクタのリップル電流は全負荷電流の約30%~40%になります。表3で規定されている値と、使用するインダクタンスの公称値が10%以上異なる場合は、 R_{IND} ピンに抵抗を接続してこの値を示す必要があります。

表3. R_{IND} ピンをフロート状態とした時に必要なインダクタ値

FIXED V_{OUT}	REQUIRED INDUCTANCE VALUE ($R_{IND} = \text{FLOAT}$)		
	f = 300kHz	f = 1MHz	f = ADJ
1.2V	3.9μH	1.2μH	$L = 1.1/f$
1.8V	5.6μH	1.8μH	$L = 1.7/f$
2.5V	8.2μH	2.5μH	$L = 2.5/f$
3.3V	12μH	3.3μH	$L = 3.6/f$
3.6V	12μH	3.3μH	$L = 3.6/f$
5V	18μH	5.6μH	$L = 5.4/f$
12V	47μH	15μH	$L = 14/f$
15V	47μH	15μH	$L = 14/f$

インダクタ・コアの選択

Lの値が定まったら、インダクタの種類を選択する必要があります。インダクタ値が固定の場合、実際のコア損失はコア・サイズには無関係ですが、選択するインダクタンスには大きく依存します。インダクタンスが大きくなると、コア損失は減少します。しかし、インダクタンスを大きくすると、より多くの巻数を必要とするため、銅損が大きくなってしまいます。

フェライトを使用した設計ではコア損失が極めて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損と飽和の防止に集中できます。フェライト・コア材は飽和しやすいので、設計のピーク電流を超えるとインダクタンスが急激に低下します。この急激な低下はインダクタのリップル電流を急激に増加させるので、コアが飽和しないようにすることが重要です。

R_{IND} 抵抗の選択

R_{IND} ピンの抵抗は、使用するインダクタンス値をLTC7103-1に示すために使用します。これは、インダクタ電流波形の内部再構成と、電流ループのDCゲインを設定するために必要

アプリケーション情報

です。インダクタの値を決めたら、 R_{IND} ピンの抵抗を次のように選択します。

$$R_{IND} = \frac{1}{7.5 \cdot L}$$

V_{PRG1} ピンと V_{PRG2} ピンで固定 V_{OUT} 動作を選択した場合、 R_{IND} ピンをフロート状態にできますが、表3に従ってインダクタンス値を選択した場合に限ります。可変 V_{OUT} モードを選択した時は、 R_{IND} ピンをフロート状態にしないでください。 R_{IND} ピンをフロート状態にしたまま可変 V_{OUT} モード (V_{PRG1} 、 V_{PRG2} ともフロート状態) にすると、LTC7103-1 はこれをフォールト状態と判断して動作しなくなります。

R_{IND} ピンの許容電流範囲は $8\mu A \sim 220\mu A$ で、これは次を意味します。

$$1.1 \leq f \cdot L \leq 30$$

$f \geq 200kHz$ なので、インダクタンスの最大値は $150\mu H$ になります。実際には、上記の制約がインダクタンス値の選択に影響を与えることは通常ありません。

C_{IN} の選択

入力容量 C_{IN} は、トップ・パワー MOSFET のドレインに流れる台形電流をフィルタ処理するために必要です。入力電圧を大きく変動させずにこれを行うよう、 C_{IN} の大きさを決定する必要があります。また、入力コンデンサの ESR は非常に低い値にして、次に示す最も厳しい条件の入力実効値電流に対応可能な定格としなければなりません。

$$I_{RMS} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{2}$$

多くの場合、コンデンサ・メーカーはリップル電流定格をわずかに2000時間の寿命時間によって規定しています。このため、コンデンサを更にデレーティングする、つまり必要とされる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。設計でのサイズまたは高さの条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続できます。LTC7103-1 は動作周波数が高いため、 C_{IN} にセラミック・コンデンサを使用することもできます。多くのアプリケーションでは、 $4.7\mu F$ 以上の X7R コンデンサが適しています。不明な点は必ずメーカーにご相談ください。

入力コンデンサ C_{IN} は、できるだけ V_{IN} ピンの近くに配置し、デバイスの PGND (パドル) に低インダクタンスで接続する必要があります。大きいバルク・コンデンサに加えて、小さいケース・サイズ (0603 または 0805) のセラミック・デカップリング・コンデンサを V_{IN} ピンの近くに配置すると、EMI を低減できます。

アプリケーションによっては、入力コンデンサが急速に充電されることがあります。入力容量は、LTC7103-1 の V_{IN} ピンの最大 dV/dt が $15V/\mu s$ を超えないように十分に大きくする必要があります。入力電源のホット・プラグが必要な場合は、直列インピーダンスの追加や高電圧ホット・スワップ・コントローラが必要になる場合があります。

LC 入力フィルタの使用

高電圧アプリケーションでは、必要な入力実効値電流に対応可能な定格のバルク容量を使用することはコスト高になることがあります。更に、AC 入力電流のフィルタ処理にシンプルなコンデンサを使用した場合、電源が大規模なシステムに配置されていると、この AC 電流がどこを流れているかを正確に把握することが困難です。このような問題を回避するには、図4に示すように、電源入力に LC フィルタを使用します。これにより、適切な実効値電流定格が既知の比較的小型で安価なコンデンサ (C_F) で大きな交流電流に対応できます。LC フィルタは次式に従って選択します。

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_F C_F}} < \frac{f}{5}$$

ここで、 f はスイッチング周波数です。これにより、実効値入力電流は約 1/5 に減衰し、大きなバルク・コンデンサ C_{BULK} の実効値入力条件が大幅に緩和されます。フィルタ・インダクタ L_F の飽和電流は少なくとも次を満たす必要があります。

$$I_{SAT(LF)} \geq 1.3 \cdot \frac{V_{OUT} I_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}}$$

また、フィルタ出力のリップル電圧を適正なレベルに抑えるため、 L_F と C_F の値は次を満たすように選択します。

$$\sqrt{\frac{L_F}{C_F}} < 2.9 \cdot \left(\frac{V_{RIPPLE}}{I_{OUT(MAX)}} + \frac{R_{ESR}}{2} \right)$$

アプリケーション情報

ここで、 V_{RIPPLE} は入力フィルタの出力での目的とするリップル電圧、 R_{ESR} はコンデンサ C_F のESRです。 V_{RIPPLE} は公称 V_{IN} の3%が妥当な目標値です。

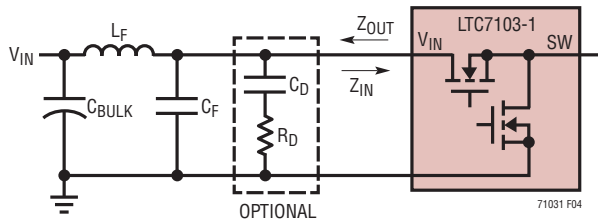


図4. 入力フィルタ(オプションでダンピング・ネットワーク)

LC入力フィルタを使用する場合、LCフィルタの出力インピーダンス(Z_{OUT})は、DC/DCコンバータのパワー段の入力インピーダンス(Z_{IN})よりも大きくしてはいけません。これは、リングングや電圧ループの不安定性を避けるために必要なことです。多くのアプリケーションでは、バルク入力容量 C_{BULK} のESRがLC入力フィルタのQを下げるのに十分大きいので、この条件は必然的に満たされます。図4に示すように、場合によってはダンピング・ネットワークを直列に追加する必要があります。臨界減衰を実現するために、 C_D と R_D を次のように選択します。

$$C_D \approx 4 \cdot C_F$$

$$R_D = \sqrt{\frac{L_F}{C_F}}$$

C_{OUT} の選択

C_{OUT} は、等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの条件を満たしていれば、その容量はフィルタリング機能にも十分です。出力リップル(ΔV_{OUT})は次式で近似されます。

$$\Delta V_{\text{OUT}} \approx \Delta I_L \left(\text{ESR} + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{\text{OUT}}} \right)$$

ここで、 f は動作周波数、 C_{OUT} は出力容量、 ΔI_L は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。

内部の電圧ループ補償を選択した場合、安定性を確保するために最小限のバルク出力容量が必要です。ループの安定性は負荷の過渡応答を見ることで確認できます。アプリケーション

情報のセクションの内部/外部ループ補償を参照してください。

入出力セラミック・コンデンサの使用

セラミック・コンデンサは、より大容量で安価なものが小型ケースで入手できるようになりました。高電圧定格と低ESRであるため、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに最適です。ただし、セラミック・コンデンサの種類によっては、自己共振や高Q特性があるため、これらのコンデンサを入出力に使用する場合は注意が必要です。入力にセラミック・コンデンサを使用し、壁コンセントから長い電線を介して電源を供給する場合、出力の負荷ステップによって V_{IN} 入力にリングングが誘起することがあります。よくても、このリングングが出力に結合して、ループが不安定になったと誤解されることがあります。ひどい場合には、長い配線を介した電流突入により、部品を損傷するのに十分な大きさの電圧スパイクを V_{IN} に生じさせる可能性があります。詳細な説明は、アプリケーション・ノート88を参照してください。

入出力のセラミック・コンデンサを選択する際は、誘電体がX5RまたはX7Rのものを選択します。これらの誘電体は、与えられた値とサイズに対して、最良の温度および電圧特性を提供します。また、セラミック・コンデンサの電圧係数を考慮して、値やケースのサイズを選択するように注意してください。ほとんどのセラミック・コンデンサは、定格電圧付近で使用すると、定格値の50%以上が失われます。

INTV_{CC}レギュレータ

LTC7103-1は異なる2つの低ドロップアウト・リニア電圧レギュレータ(LDO)を内蔵しており、EXTV_{CC}ピンの電圧に応じて、 V_{IN} ピンまたはEXTV_{CC}ピンのいずれかからINTV_{CC}ピンに電力を供給します。INTV_{CC}は、内部MOSFETゲートとほとんどの内部回路に電源を供給します。 V_{IN} LDOとEXTV_{CC} LDOは、それぞれINTV_{CC}を3.5Vにレギュレーションします。

INTV_{CC}ピンは、1 μ F以上のセラミック・コンデンサをこのピンのできるだけ近くに配置して、グラウンドにバイパスする必要があります。INTV_{CC}電源のノイズとリップルを最小にするため、INTV_{CC}のコンデンサ C_{VCC} は、次のように、BOOSTからSWへのコンデンサ C_{BST} の少なくとも10倍以上の容量のものを使用します。

アプリケーション情報

$$C_{VCC} > 10 \cdot C_{BST}$$

値やケースのサイズを選択する際には、セラミック・コンデンサの電圧係数を考慮してください。多くのセラミック・コンデンサは、定格電圧付近で使用すると、定格値の50%以上が失われます。

V_{IN} が大きいアプリケーションでは、 $EXTV_{CC}$ を V_{OUT} に接続する(ブートストラップする)のが有利で、これにより効率率が向上し、 V_{IN} LDOの消費電力が減少します。これは、3.3V~40Vの任意の V_{OUT} 電圧で可能です。また、 $EXTV_{CC}$ ピンは、スイッチング周波数と動作モードによって異なる $INTV_{CC}$ バイアス電流を供給可能な、3.3V~40Vの任意のDC電圧に接続できます。最も厳しい条件である全負荷動作の場合、 $INTV_{CC}$ バイアス電流は、ほぼ次式で与えられます。

$$I_{INTVCC} = 3.5mA + 1nC \left(7 + \frac{V_{IN}}{27} \right) \cdot f$$

$EXTV_{CC}$ が存在しない場合、LDOのタイムアウト機能により、 V_{IN} LDOの消費電力によるジャンクション温度の上昇が制限されます。詳細については、ソフトスタートとLDOレギュレータのタイムアウトのセクションを参照してください。

以下に、 $EXTV_{CC}$ の4つの可能な接続方法を示します。

1. $EXTV_{CC}$ をオープンにする(または接地する)。 $INTV_{CC}$ は V_{IN} LDOから電源を供給されるため、入力電圧が大きい時に効率低下が生じます。
2. $EXTV_{CC}$ を出力電圧 V_{OUT} に直接接続する。3.3V~40Vのレギュレータではこの接続が一般的で、効率が最も高くなります。
3. $EXTV_{CC}$ を外部電源に接続する。3.3V~40Vの範囲の外部電源が利用可能な場合、 $INTV_{CC}$ に必要な電流を供給できれば、その電源で $EXTV_{CC}$ を動作させることができます。 $EXTV_{CC} > V_{IN}$ で動作可能です。
4. $EXTV_{CC}$ を出力から分岐した昇圧またはチャージ・ポンプ・ネットワークに接続する。2.5Vおよびその他の低電圧降圧レギュレータでは、3.05V以上に昇圧された出力分岐電圧に $EXTV_{CC}$ を接続することで、効率を改善できます。

ほとんどのアプリケーションでは、 $EXTV_{CC}$ を V_{OUT} に接続するだけで、高効率のブートストラップが可能です。この構成では、Burst Mode動作が選択されるため、レギュレーションにおける無負荷の V_{IN} 電流は次のように計算されます。

$$I_{VIN} = 1\mu A + \frac{V_{OUT}}{0.8 \cdot V_{IN}} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{R_D} + \frac{V_{OUT}}{6M\Omega} + 8\mu A \right)$$

ここで、 R_D は V_{OUT} からGNDへの帰還抵抗分圧器の合計抵抗値です。固定出力電圧モードでは、 V_{PRG1} および V_{PRG2} で V_{OUT} を設定し、 $R_D = V_{OUT}/1.25\mu A$ を使用します。可変 V_{OUT} モード(図5)では、 $R_D = R_1 + R_2$ を使用します。

トップ・サイド MOSFET ドライバの電源 (CBST)

機能図にある昇圧コンデンサ C_{BST} は、印加される入力電圧 V_{IN} より高い電圧のレールを構成するのに使用されます。具体的には、ボトムのパワー MOSFET がオンになるときに、内部 MOSFET スイッチにより、 $INTV_{CC}$ 程度の電圧まで充電されます。このコンデンサの電荷は、スイッチング・サイクルの残りの時間、必要な電流を供給するのに使用されます。トップ MOSFET がオンになると、BOOST ピン電圧は約 $V_{IN} + 3.5V$ になります。ほとんどのアプリケーションでは、0.1 μF 、X7R のセラミック・コンデンサで十分な性能が得られます。

また、LTC7103-1 は、100% のデューティ・サイクルで連続動作させるために、BOOST ピンに少量の電流を供給するチャージ・ポンプを内蔵しています。このチャージ・ポンプは、内部バイアスの必要性を満たし、トップ MOSFET を完全に導通した状態に維持するために十分なものです。なお、100% のデューティ・サイクルで連続動作させるには、BOOST ピンの外部リーク電流の合計(C_{BST} コンデンサのリーク電流を含む)を 4 μA 未満にする必要があります。

出力電圧の設定

V_{PRG1} ピンと V_{PRG2} ピンにより、電源の出力電圧設定が非常に柔軟なものになります。両方のピンをフロート状態にすると、可変 V_{OUT} モードが選択されます。このモードでは、図5に示すように、 V_{FB} ピンの外付け抵抗によって出力を設定します。レギュレーション出力電圧は次式により求められます。

$$V_{OUT} = 1V \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

アプリケーション情報

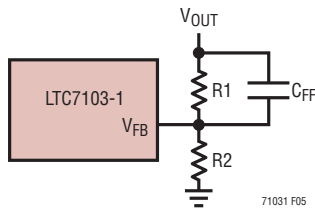


図5. 出力電圧の設定

抵抗R1とR2をV_{FB}ピンの非常に近くに配置して、PCBトレース長とノイズを最小限に抑えます。V_{FB}のパターンは、インダクタやSWのパターンなどのノイズ源から離して配線するよう十分注意してください。周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ(C_{FF})を使用します。

V_{PRG1}またはV_{PRG2}のいずれかをSGNDまたはINTV_{CC}に接続すると、出力電圧固定モードが選択されます。このモードでは、出力電圧を8つの固定電圧レベルのうちの1つに設定するのに、高精度の内部抵抗分圧器が使用されます(表4を参照)。

表4. 出力電圧の設定

V _{PRG1}	V _{PRG2}	V _{OUT}
INTV _{CC}	INTV _{CC}	1.2V
OPEN	INTV _{CC}	1.8V
SGND	SGND	2.5V
SGND	OPEN	3.3V
SGND	INTV _{CC}	3.6V
OPEN	SGND	5V
INTV _{CC}	OPEN	12V
INTV _{CC}	SGND	15V
OPEN	OPEN	Adjustable 1V to V _{IN}

高出力電圧アプリケーション(V_{OUT} ≥ 15V)でR1の値が大きくなりすぎないように、外付け抵抗と内部抵抗を組み合わせで出力電圧を設定できます。図6は、LTC7103-1のV_{FB}ピンを15Vの固定出力に設定し、外付け分圧器で出力電圧を大きくする構成を示しています。内蔵の12M抵抗がR2と並列になるので、R2の値を適宜調整する必要があります。LTC7103-1の内部抵抗の公差により、出力電圧の変動が1%未満になるように、R2を400k未満に選択する必要があります。

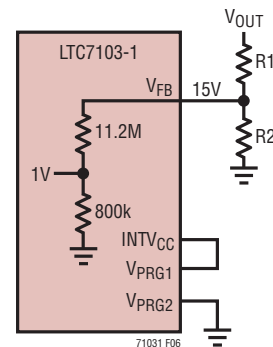


図6. 外付け抵抗と内蔵抵抗による出力電圧の設定

RUNピンと過電圧／低電圧ロックアウト

LTC7103-1はRUNピンにより制御される低消費電力シャットダウン・モードを備えています。RUNピンを0.7V未満にすると、LTC7103-1は低静止電流シャットダウン・モードになります(I_Q = 0.7μA)。RUNピンがV_{RUN(ON)} = 1.21Vを上回ると、スイッチングがイネーブルになります。図7は、RUNピンをロジックから駆動する構成例です。なお、V_{OUT} ≤ 16Vのアプリケーションでは、RUNピンは直接制御に限られます(図7を参照)。詳細については、V_{OUT} > 16Vでの動作のセクションを参照してください。

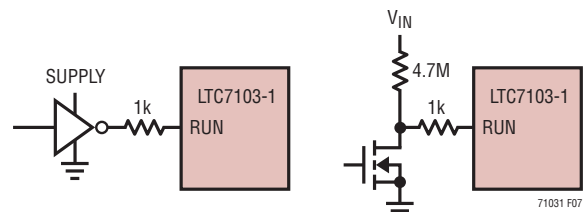


図7. RUNピンとロジックのインターフェース

RUNピンとOVLOピンは、V_{IN}からグラウンドへの抵抗分圧器により、V_{IN}電源での高精度な低電圧(UVLO)および過電圧(OVLO)ロックアウトとして構成できます。特定のV_{IN}電圧の条件を満たすには、図8のようなシンプルな抵抗分圧器を使用できます。V_{OUT} > 16VのアプリケーションでRUNピンを直接制御する必要がある場合は、図8に示すようにオープンドレインをプルダウンする必要があります。詳細については、V_{OUT} > 16Vでの動作のセクションを参照してください。

アプリケーション情報

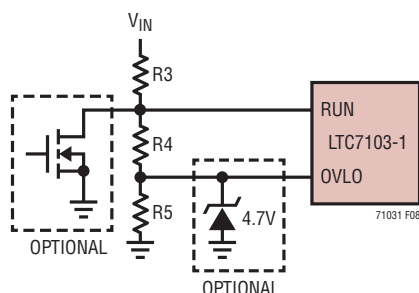


図8. 可変UVおよびOVロックアウト

R3-R4-R5分圧器を流れる電流は、LTC7103-1のシャットダウン、スリープ、およびアクティブの電流に直接加わるので、この電流がアプリケーション回路全体の効率に与える影響を最小限にするよう注意が必要です。シャットダウン時静止電流とスリープ時電流に対する影響を低く抑えるために、MΩ単位の抵抗値が必要になることがあります。抵抗値の選定は、まず V_{IN} から取り出せる許容直流電流から、 $R3+R4+R5$ の合計値(R_{TOTAL})を決定します。R3、R4、R5の個々の値は、次式で計算できます。

$$R5 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.21V}{RISING V_{IN} OVLO THRESHOLD}$$

$$R4 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.21V}{RISING V_{IN} UVLO THRESHOLD} - R5$$

$$R3 = R_{TOTAL} - R5 - R4$$

高精度の外部OVLOを必要としないアプリケーションでは、OVLOピンを直接グラウンドに接続する必要があります。このようなアプリケーションでは、 $R5 = 0\Omega$ とした先の式を用いて、RUNピンを外部UVLOとして使用できます。

同様に、高精度のUVLOを必要としないアプリケーションでは、RUNピンを V_{IN} に接続できます。この場合、UVLOの閾値は、電気的特性の表に示すように、内部 V_{IN} のUVLO閾値に制限されます。OVLOの抵抗値は、 $R3 = 0\Omega$ として、先の式を用いて計算できます。OVLOピンは、その絶対最大定格である6Vを超えてはならないことに注意してください。OVLOピンの電圧が6Vを超えないようにするためには、次の関係式を満たす必要があります。

$$V_{IN(MAX)} \cdot \left(\frac{R5}{R3+R4+R5} \right) < 6V$$

この式を満たせない場合は、図8に示すようにOVLOピンとグラウンド間に4.7Vのツェナー・ダイオードを接続してOVLOピン電圧をクランプします。

なお、 $V_{OUT} > 16V$ のアプリケーションでは、RUNピンの使用に関して他の制約も追加されます。詳細については、 $V_{OUT} > 16V$ での動作のセクションを参照してください。

ソフトスタートとLDOレギュレータのタイムアウト

1.2msという内部ソフトスタート・ランプによって、出力電圧の上昇率が制限され、起動中の過剰な入力電流を防ぎます。立上がり時間を長くしたい場合は、SSピンからグラウンドにコンデンサを接続します。目的のソフトスタート時間(t_{SS})の設定に必要なソフトスタート用コンデンサの値は、次式で計算できます。

$$C_{SS} = t_{SS} \cdot 11\mu A$$

なお、ソフトスタート時間を内部デフォルトの $t_{SS(INT)} = 1.2ms$ よりも大きくするには、 C_{SS} の値を12nFよりも大きくする必要があります。

また、LTC7103-1は、 V_{IN} LDOの消費電力によるチップ温度上昇を抑えるために不可欠なLDOレギュレータ・タイムアウト機能を内蔵しています。これは、 V_{IN} が大きいアプリケーション($EXTV_{CC}$ を V_{OUT} に接続)で、 V_{OUT} をグラウンドに短絡した場合に役立ちます。これが生じた場合、 V_{IN} LDOが $INTV_{CC}$ 電流を引き継ぐので、 V_{IN} LDOのパス・デバイスで消費電力が大きくなる($>1W$)可能性があります。この状態が続くと、LDOタイムアウトが発生し、トップとボトムMOSFETのスイッチングがディスエーブルされます。スイッチングがディスエーブルされると、 $INTV_{CC}$ のバイアス電流は約4mAに減少し、LDOの消費電力が減少します。長い再起動遅延の後、再びソフトスタートが開始されます。

LDOレギュレータのタイムアウトと再起動時間は、デフォルトの1.2msまたは外部で設定したソフトスタート時間 t_{SS} の長さによって決まります。ソフトスタートの完了後、 $EXTV_{CC} < 3V$ の状態が下記の時間経過するとタイムアウトが発生します。

$$t_{TIMEOUT} = 1.4 \cdot t_{SS}$$

アプリケーション情報

この時点でスイッチングが停止し、再起動遅延タイマが起動します。再起動は以下の遅延時間の後に実行されます。

$$t_{\text{RESTART}} = 46 \cdot t_{\text{SS}}$$

この状態が続く限り ($\text{EXTV}_{\text{CC}} < 3\text{V}$)、LTC7103-1 はヒカップ再起動モードで動作を継続します。これにより、 V_{IN} LDO の消費電力は約 2% のデューティ・サイクルとなり、チップ温度の大幅な上昇を抑えます。ただし、 EXTV_{CC} を V_{OUT} に接続し、 $\text{V}_{\text{OUT}} < 3\text{V}$ であるアプリケーションでは、LDO レギュレータのタイムアウト機能により、出力電流一定モードで動作させることはできません。

LDO レギュレータのタイムアウト機能が不要な場合は、SS ピンを 75k 抵抗を介して INTV_{CC} に接続します。こうすると、LDO のタイムアウトが発生しなくなり、 $\text{EXTV}_{\text{CC}} = 0\text{V}$ でも連続動作が可能になります。この抵抗の追加は、外付けコンデンサ使用時のソフトスタート時間にも影響します (1.2ms の内部ソフトスタートは影響を受けません)。SS を 75k を介して INTV_{CC} に接続した場合、目的のソフトスタート時間 (t_{SS}) を得るのに必要なソフトスタート用コンデンサの値は、次式で計算できます。

$$\text{CSS}(75\text{k}) = t_{\text{SS}} \cdot 51\mu\text{A}$$

LDO レギュレータのタイムアウト機能を無効にする場合、最大ジャンクション温度を超えないように注意が必要です。詳細については、熱に関する考慮事項を参照してください。

フェーズ・ロック・ループと周波数同期

LTC7103-1 は、PLLIN/MODE ピンに接続された外部クロック源に内部発振器を同期させるためのフェーズ・ロック・ループ (PLL) を内蔵しています。同期すると、トップ MOSFET のターンオンが同期信号の立上がりエッジと一致します。

PLL の一般的なキャプチャ範囲は 160kHz ~ 2.3MHz であり、全ての製造バリエーションで 200kHz ~ 2MHz であることが確保されています。PLLIN/MODE ピンの代表的な入力クロック閾値は立上がり 1.5V で立下がり 1.1V であり、この入力は TTL 互換です。

FREQ ピンを使って自走周波数を必要な同期周波数付近に設定することにより、高速のフェーズ・ロックを実現できます。同期の前に、VCO のフィルタ電圧は、FREQ ピンで設定された周波数に対応するレベルにプリバイアスされます。その結果、PLL は微調整を行うだけで、フェーズ・ロックと同期を実

現できます。自走周波数を外部クロック周波数付近に設定する必要はありませんが、そうすることで、PLL ロック時に動作周波数が広い周波数範囲に及ばないようにすることができます。

PLL が外部クロックにロックした後に外部クロックが停止した場合、LTC7103-1 はこの状態を直ちに検出し、PLL のループ調整を一瞬停止させ、内部発振器が外部クロック周波数で動作し続けるようにします。約 9μs 後、LTC7103-1 は SYNC の喪失を検出し、発振器周波数は FREQ ピンで設定されたレベルに戻ります。この機能により、スムーズな同期／非同期の切り替えが可能です。

CLKOUT ピンは、他のスイッチング回路を LTC7103-1 スwitchング周波数に同期させるのに役立つリファレンス・クロックを供給します。この信号出力のハイ・レベルは INTV_{CC} (代表値 3.5V) に等しく、CLKOUT 信号の立上がりエッジはトップ MOSFET のターンオンに対して 180° 位相がずれます。これにより、2 つの LTC7103-1 コンバータを同期させ、かつ位相をずらして動作させることによって、入力電流を最小限に抑えたり、2 つの LTC7103-1 を一緒に使用して大電流の 2 相コンバータとしたりすることが容易になります。2 相動作のセクションを参照してください。

最小オン時間に関する考慮事項

最小オン時間 $t_{\text{ON(MIN)}}$ は、LTC7103-1 がトップ MOSFET をオンできる最小の時間です。これは、内部タイミング遅延によって決定されます。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限界に近づく可能性があるため、十分低いスイッチング周波数で動作させてこれを回避するよう注意が必要です。動作周波数の設定のセクションを参照してください。

デューティ・サイクルが最小オン時間の許容値を下回った場合、LTC7103-1 は動作モード (バースト、パルス・スキッピング、強制連続のモード) に関係なく、サイクルのスキップ動作を開始します。Burst Mode またはパルス・スキッピング・モードでは、リップル電圧と電流が増加することがありますが、出力電圧は引き続きレギュレーションされます。強制連続モードでは、軽負荷かつ V_{IN} が大きい状態で最小オン時

アプリケーション情報

間に達すると、出力電圧が過電圧トリップ・レベル(通常のレギュレーション・レベルの10%増)まで上昇することがあります。

LTC7103-1の最小オン時間は約40nsです。この状態でデューティ・サイクルが最小オン時間の制限を下回ると、サイクル・スキッピングが発生し、それに伴い電流と電圧のリプルが大きくなる可能性があります。

$V_{OUT} > 16V$ での動作

LTC7103-1は、必要に応じてボトム・サイドMOSFETを短時間動作させることにより、トップ・サイドMOSFETドライバ用の昇圧電源を自動的に充電する回路を内蔵しています。この機能により、あらゆる動作条件下で昇圧電源を常に充電しておくことができます。ただし、起動時またはドロップアウト付近($V_{IN} \approx V_{OUT}$)や $V_{OUT} > 16V$ での動作時には、自動充電回路に起因する負のインダクタ電流の蓄積に注意する必要があります。

$V_{OUT} > 16V$ のアプリケーションでは、以下の2つのオプション構成が可能です。

オプション1: 100%デューティ・サイクルを許可する($V_{OUT} \leq 43V$)。100%のデューティ・サイクルまたはそれに近い動作が必要な場合、またはRUNピン制御が不要な場合は、このオプションを使用します。本オプションの最大許容出力電圧は43Vです。このオプションでは、RUNピンを V_{IN} ピンに直接接続する必要があり、高いスイッチング周波数での動作は禁止されます。スイッチング周波数の設定値は、次の最大値までに制限する必要があります。

$$f \leq 400\text{kHz}$$

更に、インダクタンス値を次の値以上にする必要があります。

$$L \geq 4\mu\text{H} \cdot (V_{OUT} - 3) - 10\mu\text{H}$$

オプション2: 高いスイッチング周波数を許可する。高いスイッチング周波数またはRUNピン制御のいずれかが必要な場合に使用します。この場合、ドロップアウト付近での動作は禁止され、RUNピンの分圧器で最小の動作入力電圧を次のように設定する必要があります。

$$V_{IN,MIN} \geq \frac{V_{OUT}}{1 - f \cdot 260\text{ns}}$$

図9に示すように、この最小動作電圧の制約により、スイッチング周波数によって変化する最大許容デューティ・サイクルが定まります。なお、最小の動作入力電圧は、上記の $V_{IN,MIN}$ の値よりも高い任意の電圧に設定できます。

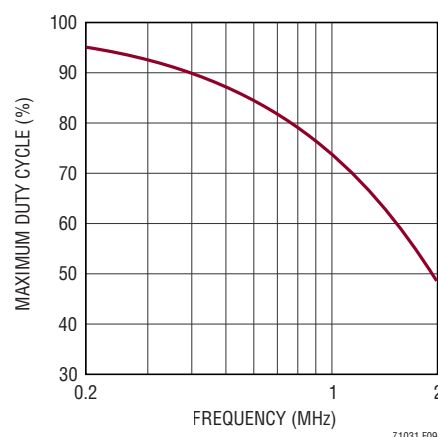


図9. 最大許容デューティ・サイクルと周波数の関係 ($V_{OUT} > 16V$ およびオプション2の構成)

V_{IN} 電圧の下限を制限するためにRUNピン分圧抵抗を選択する際には、RUNピン立下がり閾値の最小値である1.06Vを使用します。これにより、LTC7103-1が上記オプション2で規定された最低動作入力電圧以下で動作することはありません。RUNピンの分圧器抵抗値は、図8を参照して、次式で計算します。

$$R4 = R_{TOTAL} \cdot \frac{1.06V}{V_{IN,MIN}} - R5$$

$$R3 = R_{TOTAL} - R4 - R5$$

LTC7103-1がスイッチングを開始する V_{IN} の立上がり電圧は、RUNピンの立上がり閾値である1.21V(最大1.26V)で決定されます。したがって、 V_{IN} の代表的な立上がり電圧は次のようになります。

$$V_{IN(ON,TYP)} = 1.14 \cdot V_{IN,MIN}$$

なお、 $V_{OUT} > 16V$ である全てのアプリケーションでRUNピンを直接制御するには、オープンドレインのプルダウンとRUNピンの分圧器を併用する必要があります(図8を参照)。

オプション2は、スイッチング周波数を高く、またインダクタを小さくできるため、高デューティ・サイクルの動作が必要でなければ、 $V_{OUT} \geq 25V$ であるアプリケーションやスペースに

アプリケーション情報

制限がある場合に一般的に適合します。オプション1は、一般に、RUNピン制御が必要でない限り、 $16V < V_{OUT} < 25V$ であるアプリケーションや、高デューティ・サイクルの動作が必要な場合に適しています。

内部／外部ループ補償

LTC7103-1では、オプションで固定の内部ループ補償ネットワークを使用することで、必要とされる外部部品点数と設計時間の両方を削減できます。内部ループ補償ネットワークは、 I_{TH} ピンとINTV_{CC}ピンを接続することで選択できます。内部補償は、200kHz～2MHzの任意のスイッチング周波数で使用できます。LTC7103-1は、最適な過渡応答を維持するために、スイッチング周波数に基づいて内部補償を自動的に調整します。内部補償を使用する場合、安定動作に必要な出力容量の最小値は、 $4.7\mu F$ と次式により求められる C_{OUT} のどちらか大きい方の値からのが選ぶのが妥当です。

$$C_{OUT} \approx \frac{80}{f \cdot V_{OUT}}$$

ここで、 C_{OUT} は電圧 V_{OUT} での静電容量値で、ほとんどのセラミック・コンデンサは定格電圧で使用すると定格値の50%以上が失われることに留意します。

また、特定の外部ループ補償部品を選択して、主制御ループの過渡応答を必要に応じて最適化することも可能です。外部ループ補償は、適切なネットワークを I_{TH} ピンに接続することで選択できます。

補償部品の代表値を図10に示します。例えば、500kHzのアプリケーションでは、 $2.2nF$ と $10k\Omega$ のR-C(図10の R_{COMP} と C_{COMP})ネットワークを使用するとよいでしょう。 C を小さくすると、ループの帯域幅が広がります。 C を小さくしたのと同じ割合で R を大きくすると、ゼロ周波数が維持されるため、帰還ループの最も重要な周波数領域で同じ位相に維持されます。 I_{TH} ピンに $10pF$ のバイパス・コンデンサ(図10の C_{BYP})を使用すると、基板の浮遊容量による高周波結合をフィルタリングできます。また、高周波特性を改善するために、フィードフォワード・コンデンサ C_{FF} を追加することも可能です(前

掲の図5を参照)。コンデンサ C_{FF} は、 $R1$ で高周波のゼロを生成することで位相進みを提供し、位相余裕を改善します。

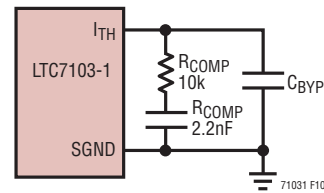


図10. 補償部品

過渡応答の確認

レギュレータのループ応答は、負荷ステップに対するシステムの応答を観察することによって確認できます。外部補償を行うように構成した場合、 I_{TH} ピンを利用することで、制御ループの動作を最適化できるだけでなく、DC結合してACフィルタ処理を通したクローズドループ応答のテスト・ポイントも提供されます。このテスト・ポイントにおけるDCステップ、立上がり時間、セトリング動作は、システムのクローズドループ応答を反映しています。主として二次系であると想定すれば、位相余裕とダンピング・ファクタは、このピンでのオーバーシュートの割合をハイ・インピーダンスかつ低容量のプロブで観察することで推定できます。

図10に示す I_{TH} の外付け部品は、ほとんどのアプリケーションで適切な出発点となります。直列R-Cフィルタは、ポール・ゼロのループ補償を設定します。この値は、最終的なPCレイアウトが完成し、出力コンデンサの種類と値が決まれば、過渡応答が最適になるように変更することが可能です。出力コンデンサの種類と値によって、ループの帰還係数、ゲイン、位相が決まるため、特定の出力コンデンサを選択する必要があります。立上がり時間が $1\mu s \sim 10\mu s$ で、最大負荷電流の20%～100%の出力電流パルスによって生じる出力電圧波形と I_{TH} ピンの波形により、帰還ループを遮断しなくともループ全体の安定性を判断できます。

アプリケーション情報

負荷ステップに対する V_{OUT} の応答を観察した場合、初期の出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅内に収まらない場合があります。そのため、標準の2次オーバーシュート/DC比を用いて位相余裕を推定することはできません。出力電圧のセトリング挙動は、クロズドループ・システムの安定性に関連しており、実際の総合的な電源性能を示します。制御ループ理論のレビューなど、補償部品の最適化の詳細な説明については、リニアテクノロジーのアプリケーション・ノート76を参照してください。

アプリケーションによっては、大きな(>1 μ F)電源バイパス・コンデンサのある負荷のスイッチングによって、深刻なトランジェントが発生することがあります。放電した入力コンデンサは事実上 C_{OUT} と並列になり、 V_{OUT} の急降下を引き起こします。負荷に接続されたスイッチが低抵抗で高速駆動される場合、どのようなレギュレータもこの出力低下を防ぐのに十分な電流を供給することができません。その解決策として、負荷スイッチ・ドライバのターンオン速度を制限することが挙げられます。Hot Swap™ コントローラは、この目的に特化して設計されており、通常は電流制限、短絡保護、およびソフトスタート機能が組み込まれています。

平均出力電流の制限とモニタ

LTC7103-1は、高速かつ高精度の平均電流制限機能を内蔵しており、外部から制御やモニタが可能です。この高速電流ループは、バッテリーやコンデンサの充電、LEDやレーザー・ダイオードの電流設定などのアプリケーションで有効です。平均出力電流の制限値は、 I_{CTRL} ピンで設定します。 I_{CTRL} ピンの電圧によって、平均出力電流制限値が次のように設定されます。

$$I_{LIM(AVG)} = \frac{V_{I_{CTRL}} - 0.4}{0.36}$$

これにより、 I_{CTRL} 電圧を0.4V～1.3Vに調整することで、平均電流制限値を0A～2.5Aの間で任意に設定できます。 I_{CTRL} 電圧が0.4V未満の場合は、内部で0.4Vに制限されるため、平均出力電流をマイナスの値に設定することはできません。同様に、 I_{CTRL} ピンをフロート状態または1.3Vより大きい電圧に接続している場合、 I_{CTRL} 電圧は内部で1.3Vに制限されます。

このピンの内部20 μ Aプルアップにより、SGNDへ接続する抵抗1つで電圧を設定できます。特定の固定平均出力電流制

限值 $I_{LIM(AVG)}$ を設定するには、次のように抵抗値を選択します。

$$R_{I_{CTRL}} = \frac{0.36 \cdot I_{LIM(AVG)} + 0.4}{20\mu A}$$

LTC7103-1は、高速内部電流ループによる平均電流モード制御を採用しているため、定電流モードで動作させた場合の安定性に関して懸念はありません。また、LTC7103-1は、スイッチング周波数と動作条件に基づき、自動的に電流ループを最適化します。平均電流ループのユニティ・ゲイン帯域幅は、スイッチング周波数の約1/3に維持されます。これにより、LTC7103-1は I_{TH} ピン電圧の変化に対してほぼサイクルごとに応答できます。これは、低速の平均電流ループが電圧レギュレーション・ループの外部に配置されているほとんどの競合ソリューションよりも桁違いに高速です。

I_{CTRL} の電圧が低い状態で定電流モードで動作させると、インダクタ電流は不連続になります。このような状況で、LTC7103-1の平均電流ループは、無負荷まで良好な出力電流設定精度を維持します。

平均出力電流は、 I_{MON} ピンでモニタできます。このピンは、内部で検知されたインダクタ電流のフィルタ処理後($f_c = 10\text{kHz}$)の電圧を生成します。 I_{MON} のDC電圧は通常0.4V～1.3Vで変化し、次式で示すように0A～2.5Aの平均出力電流に対応します。

$$V_{I_{MON}} = 0.36 \cdot I_{OUT(AVG)} + 0.4$$

I_{MON} 電圧は、一時的に0.4Vより小さくなったり、1.3Vより大きくなったりしますが、平均電流ループによって最終的にはこれらのレベルに制限されます。スリープの間、このピンは0.4Vに保持されます。そのため、 I_{MON} 電圧は、Burst Mode動作での軽負荷時の平均出力電流を正確には反映しません。内部 I_{MON} バッファの安定性を確保するため、100pF以上の容量性負荷には、2k以上の抵抗を直列に接続します。

2相動作

LTC7103-1は、出力電流を大きくするための並列動作が可能です。図11に示すように、2相動作は簡単に実現できます。この図では、上側のLTC7103-1がマスタとして動作し、電圧レギュレーションを担当します。下側(スレーブ)のLTC7103-1は電流源として動作し、その値はマスタの平均電流ループの要求によって決定されます。スレーブはマスタに対して180°位相がずれて同期し、入力電流のリップルを

アプリケーション情報

大幅に低減します。スレーブの V_{FB} ピンを $INTV_{CC}$ に接続し、 V_{PRG1} 、 V_{PRG2} をフロート状態にした状態にすると、スレーブ・モードが有効になります。これにより、 I_{CTRL} ピンでの $20\mu A$ プルアップ電流がディスエーブルされ、スレーブの I_{TH} 電圧が I_{CTRL} ピン電圧に追従するようになります。LDOレギュレータのタイムアウト機能を使用する場合は、 SS ピンをオプションの同一コンデンサで分離します。あるいは、 $75k\Omega$ の抵抗を介して各 SS ピンをそれぞれの $INTV_{CC}$ ピンに接続すると、この機能は無効化されます。スレーブ・モードで動作させる場合、使用するインダクタの値を示すために、 R_{IND} ピンの抵抗が常に必要です。また、高周波ノイズ除去のため、 I_{TH} と GND の間に $10pF$ のコンデンサを接続します。

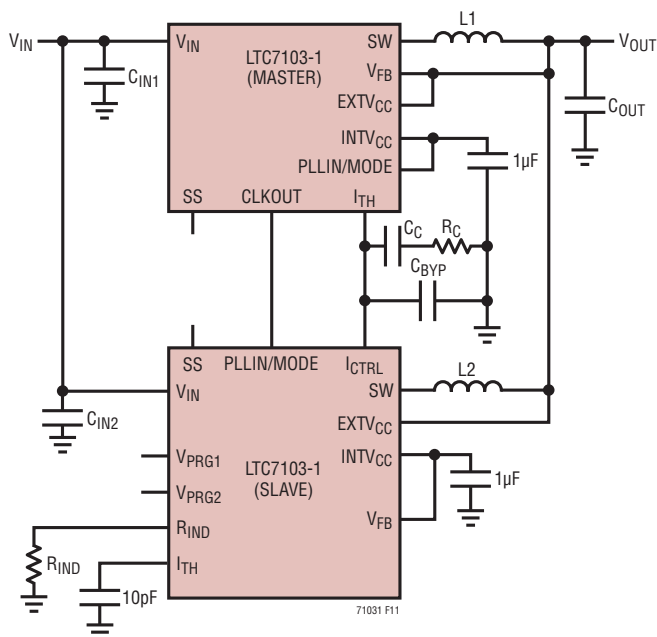


図 11.2 相動作時の接続

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率（パーセント）は、出力電力を入力電力で割った値に100%を掛けたものです。効率を制限しているのは何か、何を変更すれば最も効率が向上する

かを判断するには、多くの場合、個々の損失を分析することが有益です。パーセント表示の効率は次式で表せます。

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

ここで、 $L1$ 、 $L2$ などは、入力電力に対する個々の損失項のパーセンテージです。

LTC7103-1 の損失は回路内の全ての損失要素で発生しますが、3つの主要因が大部分を占めます。つまり、1) I^2R 損失、2) $INTV_{CC}$ レギュレータ電流、3) 遷移損失およびその他のシステム損失です。

1. I^2R 損失は、内部スイッチの直流抵抗 R_{SW} と外付けインダクタの直流抵抗 R_L から計算されます。連続電流モードでは、平均出力電流はインダクタ L を流れますが、内部のトップおよびボトムのパワー MOSFET の間でチョッピングされます。したがって、 SW ピンから見た直列抵抗は、トップおよびボトムの MOSFET の $R_{DS(ON)}$ とデューティ・サイクル (DC) の両方の関数となり、次式で表されます。

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP}) \cdot (DC) + (R_{DS(ON)BOT}) \cdot (1 - DC)$$

トップおよびボトムの MOSFET のどちらの $R_{DS(ON)}$ も、**代表的な性能特性** のグラフから求めることができます。したがって、次式から I^2R 損失を求めることができます。

$$I^2R \text{ 損失} = I_{OUT2} \cdot (R_{SW} + R_L)$$

2. 内部 LDO は $INTV_{CC}$ レールに電源を供給しています。ここでの電力損失は、ゲート駆動損失と制御回路での静止電流損失の合計となります。パワー MOSFET のゲートがローからハイ、そして再びローに切り替わるたびに、電荷の packets dQ が V_{IN} からグラウンドに移動します。その結果、 dQ/dt が $INTV_{CC}$ から流れる電流となり、一般的に DC 制御バイアス電流よりはるかに大きくなります。連続電流モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ となります。ここで、 Q_T と Q_B はトップおよびボトムの内部パワー MOSFET のゲート電荷、 f はスイッチング周波数です。 V_{IN} 電圧によって異なりますが、LTC7103-1 の $(Q_T + Q_B)$ は約 $8nC$ と推定されます。LDO 負荷の総電力損失を計算するには、次のようにゲート電荷電流と静止電流を単純に加算し、電圧を掛ければ得られます。

$$P_{LDO} = \left[3.5mA + 1nC \left(7 + \frac{V_{IN}}{27} \right) \cdot f \right] \cdot V_X$$

アプリケーション情報

ここで、 V_{IN} LDOがアクティブな場合は $V_X = V_{IN}$ 、EXTV_{CC} LDOがアクティブな場合は $V_X = \text{EXTV}_{CC}$ です。出力から分岐した電源からEXTV_{CC}を介してINTV_{CC}を供給すると、ゲート駆動回路と制御回路に必要な V_{IN} 電流は、(デューティ・サイクル)/(効率)の係数でスケールアップされます。例えば、48Vから5Vへのアプリケーションでは、INTV_{CC}の電流が10mAの場合に V_{IN} 電流が約1.2mAになります。これにより、中間電流の損失が10%以上から2%未満に減少します。

3. 遷移損失はトップMOSFETのみに適用されるため、大きな入力電圧(通常40V以上)および高い周波数で動作させた場合に大きくなることがあります。遷移損失は次式で推定できます。

$$\text{遷移損失} = (46\text{pF}) \cdot (V_{IN} + 13)^2 \cdot (I_{OUT} + 2.8) \cdot f$$

銅パターンの抵抗やバッテリーの内部抵抗などの「隠れた」損失が、電源システム全体の効率を更に低下させる原因となることがあります。デッド・タイム時のダイオード伝導損失やインダクタのコア損失など、その他の損失は一般的に総損失の2%未満です。

フォールト状態: 短絡保護

LTC7103-1のアーキテクチャは短絡状態に対する保護を備えていて、出力電流や発振周波数をフォールドバックする必要がありません。高速平均電流ループを満たす必要がある場合にのみスイッチング・サイクルがスキップされるため、 $V_{OUT} = 0\text{V}$ までの動作においてフォールドバックやヒカップを生じないブリックウォール型の電流制限が実現されます。ただし、 $\text{EXTV}_{CC} > 3\text{V}$ でない場合、あるいはSSピンを75k Ω の抵抗を介してINTV_{CC}に接続してLDOタイムアウト機能を無効化しない限り、この機能によってヒカップ・リスタートが発生することに注意してください。

平均電流ループは非常に高速ですが、インダクタが瞬間的にでも安全レベルを超えることがないように、フェイルセーフのピーク電流制限(I_{PK})コンパレータも組み込まれています。実際には、ピーク電流制限コンパレータが必要になるのは、平均電流アンプ出力フィルタに異常電圧が発生した場合や短絡が発生した場合のみです。この場合、平均電流ア

ンプ・フィルタが落ち着くまでの数サイクルの間、ピーク電流制限コンパレータが必要となることがあります。

フォールト状態: 過熱保護

高温時、または内部消費電力によりチップの自己発熱が大きくなった場合、過熱保護回路によりLTC7103-1はシャットダウンします。ジャンクション温度が約171°Cを超えると、過熱保護回路は全てのスイッチングをディスエーブルして、内部の消費電力を抑えます。ジャンクション温度が約155°Cまで下がると、LTC7103-1は電源を入れ直し、再び起動を開始します。長時間のオーバーストレス($T_J > 150^\circ\text{C}$)は、性能の低下や部品寿命の短縮につながるため、避ける必要があります。

熱に関する考慮事項

LTC7103-1では、露出したパッケージのバックプレーン金属(PGND)をPCボードにしっかりとハンダ付けして、電気的および熱的に接触させる必要があります。このため、QFNパッケージは、同サイズの他のパッケージと比較して、非常に優れた熱特性を有しています。多くのアプリケーションにおいて、高効率で熱抵抗の少ないパッケージ・バックプレーンにより、LTC7103-1はあまり熱を発生しません。しかし、周囲温度が高く、高い入力電圧または高いスイッチング周波数でLTC7103-1が動作するアプリケーションでは、発生する熱がデバイスの最大ジャンクション温度を超える場合があります。ジャンクション温度が約171°Cに達した場合、温度が約16°C下がるまで両方のパワー・スイッチがオフになります。

LTC7103-1が最大ジャンクション温度を超えないように、常に熱解析が必要です。

温度上昇は次式で与えられます。

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

ここで、 P_D はチップで消費される電力、 θ_{JA} はダイのジャンクションから周囲環境までの熱抵抗です。LTC7103-1が $I_{OUT} = 2\text{A}$ 、 $V_{IN} = 50\text{V}$ 、 $f = 500\text{kHz}$ 、 $V_{OUT} = \text{EXTV}_{CC} = 5\text{V}$ 、周

アプリケーション情報

周囲温度 70°C で動作する例で考えてみましょう。代表的な性能特性のセクションで説明したように、この温度でのトップ・スイッチの $R_{DS(ON)}$ は公称 335mΩ、ボトム・スイッチは公称 180mΩ であり、パワー MOSFET の等価抵抗 R_{SW} は次のようになります。

$$R_{SW} = (335\text{m}\Omega)(0.1) + (180\text{m}\Omega)(0.9) = 196\text{m}\Omega$$

前のセクションにより、 I^2R の損失は、 $(2^2)(0.196) = 780\text{mW}$ となります。INTV_{CC} の消費電力は次のようになります。

$$P_{LDO} = \left[3.5\text{mA} + \ln\left(7 + \frac{50}{27}\right) \cdot 500\text{k} \right] \cdot 5 = 40\text{mW}$$

遷移損失はおおよそ次のとおりです。

$$(46\text{pF}) \cdot 63^2 \cdot (2 + 2.8) \cdot 500\text{kHz} = 440\text{mW}$$

したがって、総消費電力は約 1.3W となります。QFN 5mm × 6mm パッケージのジャンクションから周囲への熱抵抗 θ_{JA} は、約 38°C/W です。したがって、周囲温度 70°C で動作するレギュレータのジャンクション温度は、おおよそ次のようになります。

$$T_J = 1.3\text{W} \cdot 38^\circ\text{C/W} + 70^\circ\text{C} = 119^\circ\text{C}$$

これは、最大ジャンクション温度である 150°C を下回る値です。

設計例

設計例として、次の仕様のアプリケーションで LTC7103-1 を使用する場合を考えてみましょう。V_{IN} = 36V ~ 72V、V_{OUT} = 12V、I_{OUT(MAX)} = 2A、I_{OUT(MIN)} = 20mA、および V_{IN} が 30V ~ 90V でスイッチングがイネーブルになる例です。

まず、負荷電流の大小に関わらず効率が重要なので、500kHz の Burst Mode 動作を選択します。スイッチング周波数 500kHz の R_{FREQ} 抵抗は、 $R_{FREQ} = f/40 + 7.5\text{k} = 20\text{k}$ で計算されます。また、PLLIN/MODE ピンをグラウンドに接続して、Burst Mode 動作を選択します。

次に、出力電圧は V_{PRG1} = INTV_{CC}、V_{PRG2} = オープンで設定しているため、R_{IND} ピンはフロート状態とし、表 3 に従ってインダクタは 28μH を選択します。公称値 27μH、I_{SAT} ≥ 4A のインダクタが複数のメーカーから入手できるので、L = 27μH を選択します。

次に、内部電圧ループ補償と出力リップルに最低必要な C_{OUT} = 22μF を選択します。C_{IN} は、リップル電流 I_{RMS} = I_{OUT/2} = 1A に適合する大きさとし、低 ESR、100V、4.7μF のセラミック・コンデンサを選択します。INTV_{CC} のデカップリング・コンデンサには 1μF を、BOOST コンデンサには 0.1μF を選択します。EXTV_{CC} は INTV_{CC} LDO の損失を最小にするために V_{OUT} に接続します。

V_{IN} の低電圧および過電圧ロックアウトの条件は、V_{IN} から RUN および OVLO ピンへ接続する抵抗分圧器で満たすことができます (図 8 を参照)。V_{IN} への負荷を最小限にするため、R₃ + R₄ + R₅ = 2.5MΩ を選択します。R₃、R₄、R₅ は、次のように計算します。

$$R_5 = \frac{1.21\text{V} \cdot 2.5\text{M}\Omega}{90\text{V}} = 33.6\text{k}$$

$$R_4 = \frac{1.21\text{V} \cdot 2.5\text{M}\Omega}{30\text{V}} - R_5 = 67.2\text{k}$$

$$R_3 = 2.5\text{M}\Omega - R_5 - R_4 = 2.4\text{M}\Omega$$

MΩ クラスの抵抗器は一般に入手しにくいので、R₃、R₄、R₅ を R₃ の標準値に合わせる必要があります。この例では、R₃ = 2.2M を選択し、R₄ と R₅ を 2.2M/2.4M の比率で変更します。そうすると、R₄ = 61.6k、R₅ = 30.8k となります。R₃ = 2.2M、R₄ = 62k、R₅ = 30.9k を標準値として選択します。なお、UVLO と OVLO の立下がり閾値は、立上がり閾値よりそれぞれ 8% と 5% 低くなり、27.6V と 85.5V となります。

内部補償は I_{TH} ピンを INTV_{CC} に接続することで選択します。I_{CTRL} ピンをフロート状態にして電流制限値を 2.5A とし、SS ピンをフロート状態にして内部ソフトスタート・ランプを 1.2ms に選択します。図 12 に、この設計例の完全な回路図を示します。

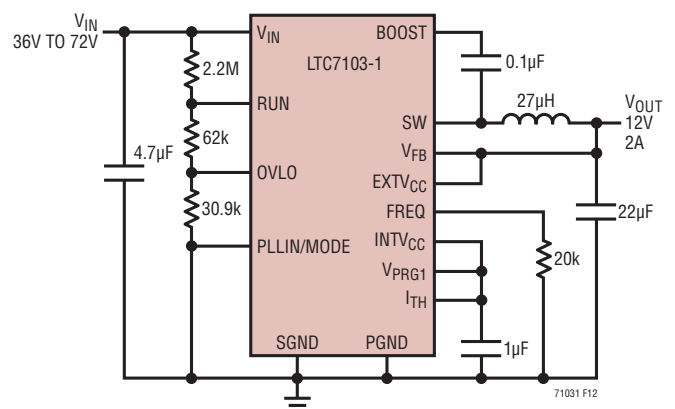


図 12. 36V ~ 72V 入力、12V 出力、2A レギュレータ

アプリケーション情報

低EMIのPCBレイアウト

LTC7103-1は、特に、内蔵パワー・スイッチに関連する寄生インダクタンスを低減することにより、EMI/EMC放射を最小化するように設計されています。最適な性能を得るために、LTC7103-1は V_{IN} に2つのバイパス・コンデンサを必要とします。図13に示すように、 $0.1\mu\text{F}$ の小さなコンデンサ(C_{IN1} 、0805ケース)をLTC7103-1にできるだけ近づけ、 C_{IN1} のすぐ後に $4.7\mu\text{F}$ 以上のコンデンサ(C_{IN2} 、1210ケース)を配置します。

EMI/EMC 放射を極力抑えるために、入力フィルタが必要です。例については [図 17](#)、詳細と PCB の設計ファイルについては [LTC7103-1 デモ・ボード・ガイド](#) を参照してください。

プリント回路基板のレイアウト時には、LTC7103-1が正しく動作するように、以下のチェックリストを参照してください (図13を参照):

1. 入力コンデンサ、インダクタ、出力コンデンサは基板の同じ面に配置し、可能な限りその層で接続を行います。局所的な切れ目のないグランド・プレーンを、表面層に最も近い層にあるアプリケーション回路の下に配置します。

2. コンデンサ C_{IN1} は、 V_{IN} と $PGND$ のピンのできるだけ近くでそれらに接続します。これらのコンデンサは、内部パワーマOSFET に AC 電流を供給します。 C_{IN1} の (-) プレートは、 $PGND$ および C_{OUT} の (-) プレートの近くで接続します。
3. 可変 V_{OUT} モードを使用する場合は、 C_{OUT} の (+) プレートと $SGND$ 付近で終端されたグラウンド・ラインの間に抵抗分圧器 ($R1$, $R2$) を接続する必要があります。これらの抵抗は IC の近くに配置し、 V_{FB} トレースを短くして、 SW または $BOOST$ のいずれかから離します。
4. 影響を受けやすい部品 (RUN , $OVLO$, R_{IND} , I_{TH} , V_{FB} , $FREQ$, I_{MON} , I_{CTRL} に接続されている部品) は、 SW ピンと $BOOST$ ピンから遠ざけています。 SW , $BOOST$ のノードはできるだけ小さくします。
5. グラウンド・プレーンを 1 つにするか、信号と電源のグラウンドを 2 つのプレーンに分離して、1 つの低抵抗トレースで共通の基準点 (通常は露出パッド) に接続します。
6. LTC7103-1 の温度上昇を抑えるため、全ての層の未使用領域を銅で覆い、露出パッドに接続します。

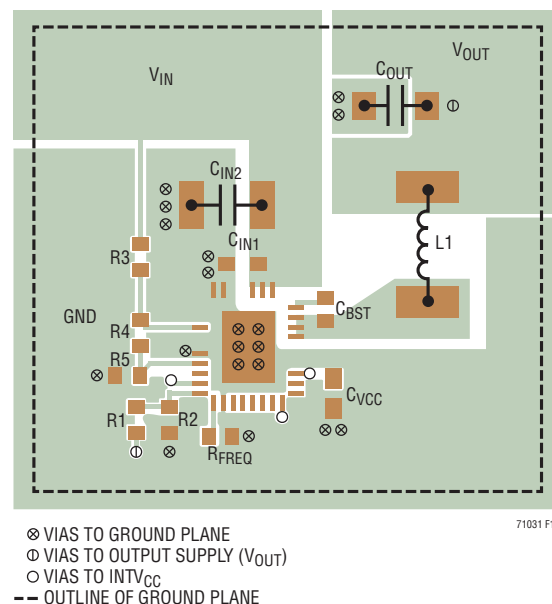
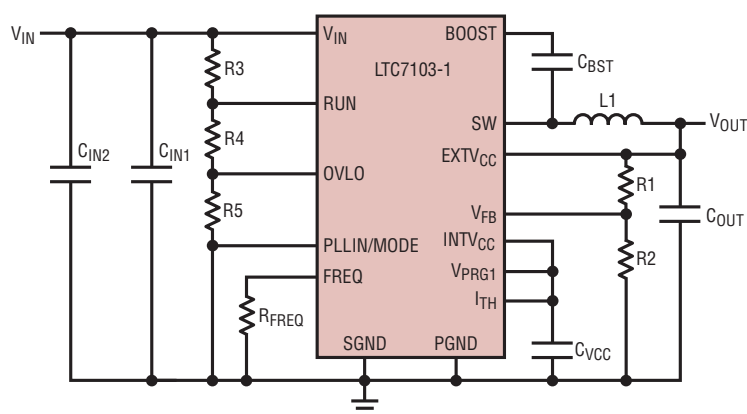


図 13. PCB レイアウト例

アプリケーション情報

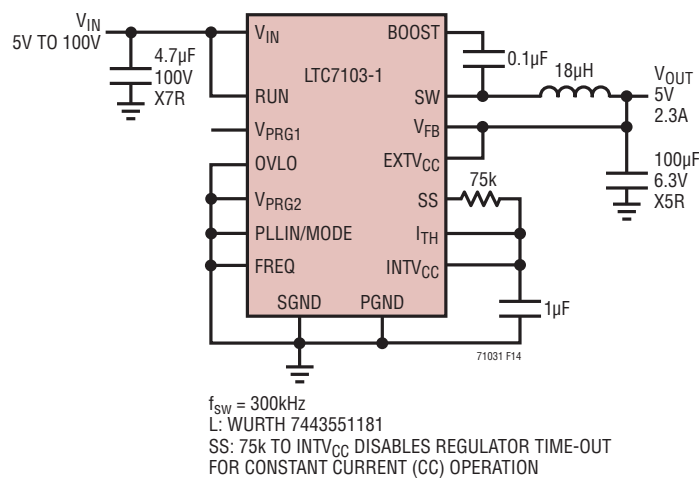


図 14. 高効率、5V～100V 入力、5V/2.3A 出力の降圧 CC/CV レギュレータ

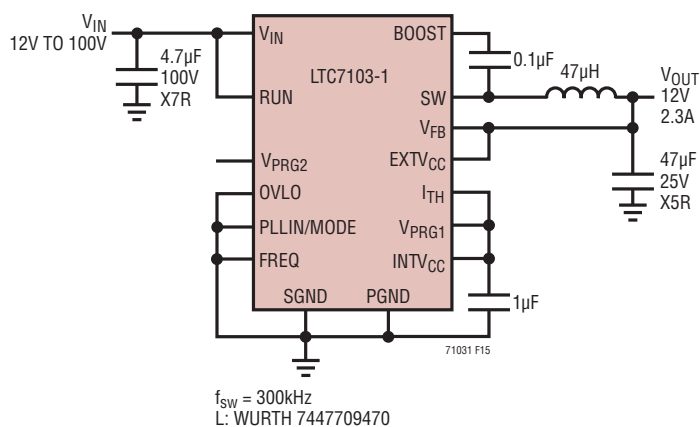


図 15. 高効率、12V～100V 入力、12V/2.3A 出力の降圧レギュレータ

アプリケーション情報

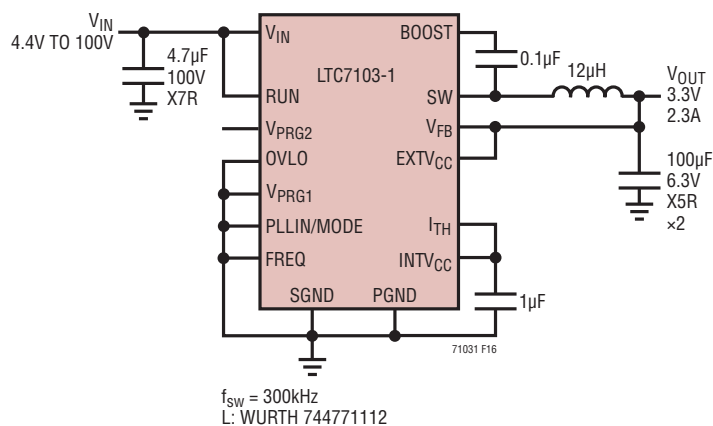


図 16. 高効率、4.4V~100V 入力、3.3V/2.3A 出力の降圧レギュレータ

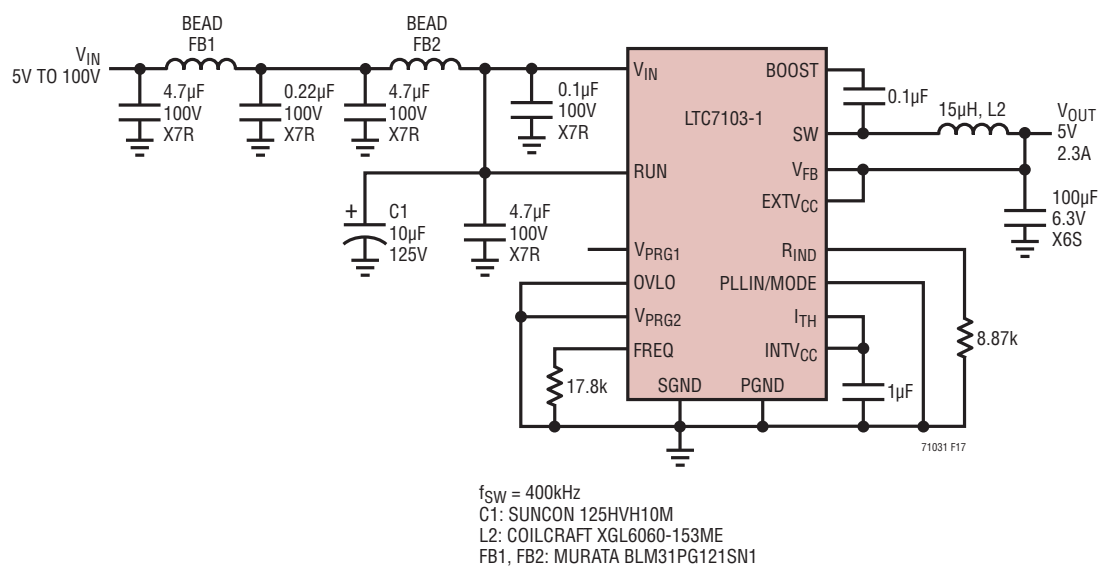


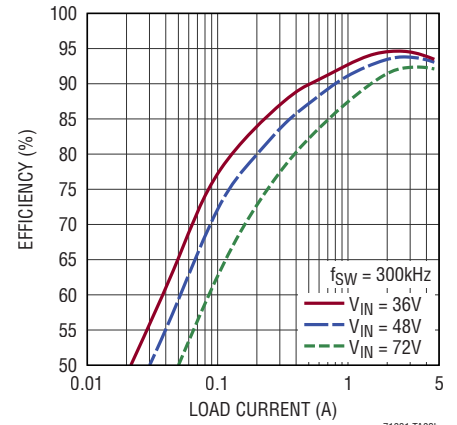
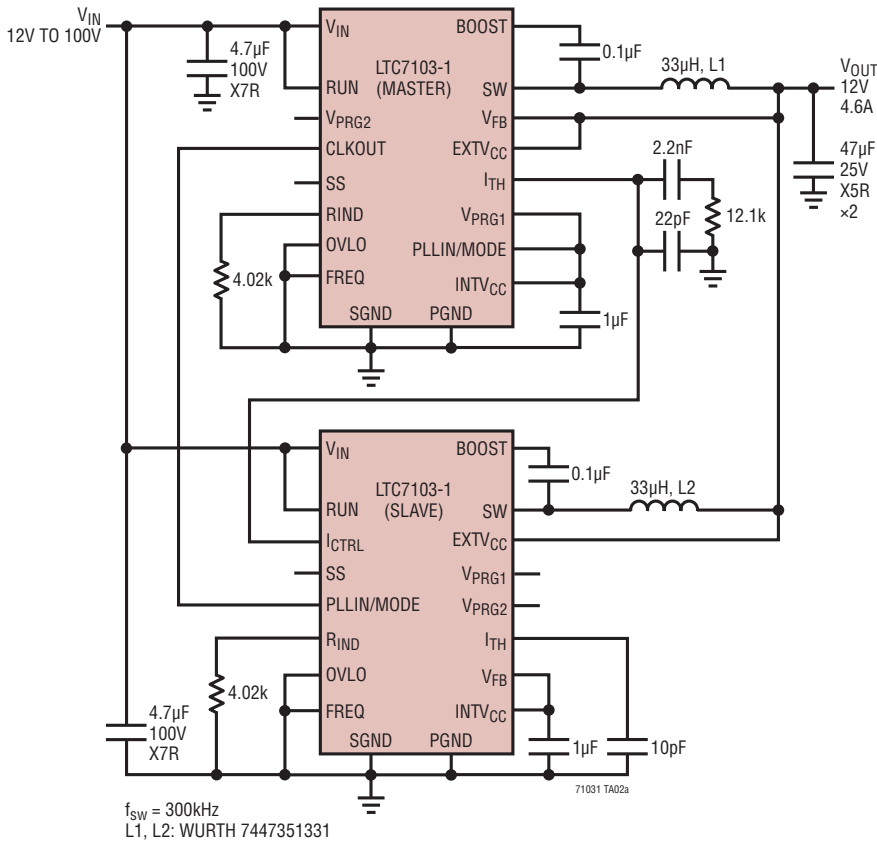
図 17. 低 EMI、5V~100V 入力、5V/2.3A 出力の降圧レギュレータ

LTC7103-1

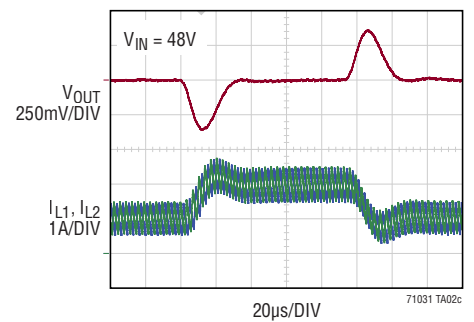
アプリケーション情報

2相、12V~100V入力、12V/4.6A出力のレギュレータ

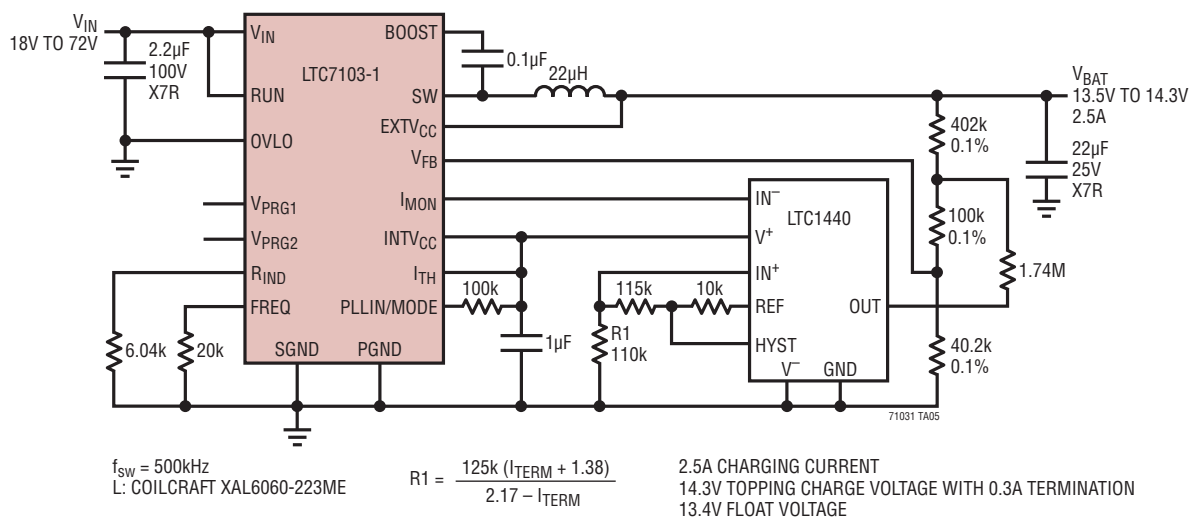
効率と負荷電流の関係



負荷過渡応答



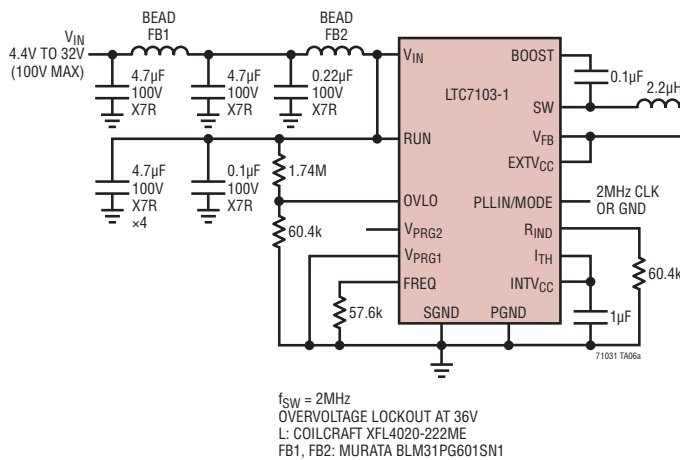
2.5A、6セルのSLAバッテリー・チャージャ、充電終了機能付き



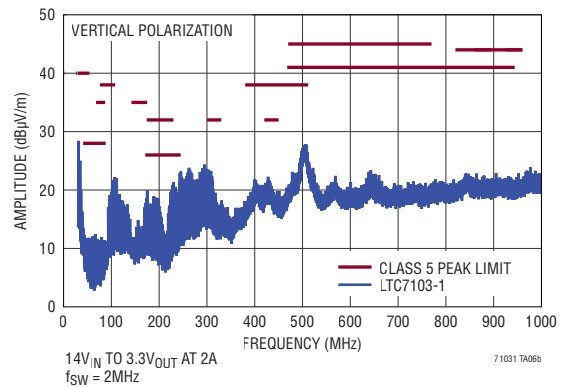
LTC7103-1

標準的応用例

過電圧ロックアウト機能を備え、100V入力に耐えられる4.4V~32V入力、3.3V/2.3A出力、2MHzのオートモーティブ電源



放射EMI性能(CISPR25)放射妨害波テスト、クラス5ピーク限界値



関連製品

製品番号	概要	注釈
LTC7103	105V、2.3A、低EMI同期整流式降圧レギュレータ	V _{IN} : 4.4V ~ 105V, V _{OUT(MIN)} = 1V, I _Q = 2µA, I _{SD} = 0.7µA, 出力電流プログラマブル、電流モニタ機能、5mm × 6mm QFN-36
LT7101	105V、1A、低EMI同期整流式降圧レギュレータ	V _{IN} : 4.4V ~ 105V, V _{OUT(MIN)} = 1V, I _Q = 2µA, I _{SD} = 0.7µA, 出力電流プログラマブル、電流モニタ機能、5mm × 6mm QFN-36
LTC7801/ LTC3895	150V、低I _Q 、同期整流式降圧DC/DCコントローラ、100%デューティ・サイクル対応	4V ≤ V _{IN} ≤ 140V, 150V _{PK} , 0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 60V, I _Q = 40µA, PLL 固定周波数: 50kHz ~ 900kHz, TSSOP-24, 4mm × 5mm QFN-24, TSSOP-38 (HV ピンをスペーシング) (LTC3895)
LTC7138	高効率、140V、400mA 降圧レギュレータ	V _{IN} : 4V ~ 140V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 1.4µA, MSEパッケージ
LTC3637	76V、1A 高効率降圧DC/DCレギュレータ	V _{IN} : 4V ~ 76V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 3µA, 3mm × 5mm DFN-16, MSOP-16E パッケージ
LTC3630A	76V、500mA 同期整流式降圧DC/DCレギュレータ	V _{IN} : 4V ~ 76V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 12µA, I _{SD} = 5µA, 3mm × 5mm DFN-16, MSOP-16E パッケージ
LT8631	100V、1A 同期整流式マイクロパワー降圧レギュレータ	V _{IN} : 3V ~ 100V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 7µA, I _{SD} = 5µA, HV TSSOP-20E パッケージ
LT8630	100V、0.6A 同期整流式マイクロパワー降圧レギュレータ	V _{IN} : 3V ~ 100V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 7µA, I _{SD} = 5µA, HV TSSOP-20E パッケージ
LTC7800	60V、低I _Q 、高周波数同期整流式降圧DC/DCコントローラ	4V ≤ V _{IN} ≤ 60V, 0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 24V, I _Q = 50µA, PLL 固定周波数: 320kHz ~ 2.25MHz
LTC3891	60V 同期整流式降圧DC/DCコントローラ、Burst Mode動作	V _{IN} : 4V ~ 60V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 50µA, I _{SD} < 14µA, 3mm × 4mm QFN-20, TSSOP-20E パッケージ
LTC4366-1/ LTC4366-2	高電圧サージ・ストップパ	V _{IN} : 9V ~ >500V, V _{OUT(MIN)} = 0.8V, I _Q = 50µA, I _{SD} < 14µA, 2mm × 3mm DFN-8, TSOT-8 パッケージ
LTC3649	60V、4A 同期整流式降圧レギュレータ、出力をレール to レールでプログラマブル	V _{IN} : 3.1V ~ 60V, V _{OUT(MIN)} = 0V, 出力電流プログラマブル、電流モニタ機能、4mm × 5mm QFN および TSSOP パッケージ