

## 高効率、2フェーズ同期式降圧 スイッチング・レギュレータ

### 特長

- 所要入力容量と電源誘導ノイズを低減する非同調コントローラ
- OPTI-LOOP™補償によりC<sub>OUT</sub>を最小化
- デュアルNチャンネルMOSFET同期ドライブ
- 出力電圧精度 ±1%
- パワー・グッド出力電圧モニタ(LTC1628-PG)
- DCプログラム可能な固定周波数: 150kHz ~ 300kHz
- 広いV<sub>IN</sub>範囲: 3.5V ~ 36V動作
- 低損失動作: 99%デューティ・サイクル
- 調整可能なソフトスタート電流ランプ
- フォールドバック出力電流制限
- 無効オプション付きラッチ式短絡シャットダウン
- 出力過電圧保護
- リモート出力電圧センス
- 低シャットダウンI<sub>Q</sub>: 20μA
- 5Vおよび3.3Vのスタンバイ・レギュレータ
- 小型28ピンSSOPパッケージ
- 固定周波数またはバースト・モード™動作を選択可能

### アプリケーション

- ノートブックおよびパームトップ・コンピュータ、PDA
- バッテリー・チャージャ
- 携帯用計測器
- バッテリー動作のデジタル機器
- DC電力配分システム

### 概要

LTC®1628/LTC1628-PGは、全Nチャンネル同期型パワーMOSFET段をドライブする高性能、デュアル降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最大300kHzまで周波数調整ができます。2つのコントローラの出力段を非同調動作させることによって、入力コンデンサのESRに起因する電力損失とノイズを最小限に抑えます。

OPTI-LOOP補償により、広範な出力容量とESR値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。高精度0.8Vリファレンスおよびパワーグッド出力インジケータは次世代のマイクロプロセッサに対応しており、入力電源範囲が3.5V ~ 30V (最大36V)と広く、あらゆる種類のバッテリーに対応します。

各コントローラのRUN/SSピンがソフトスタートとオプションの时限短絡シャットダウンを提供します。過電流ラッチオフがディスエーブルされているときは、電流フォールドバックにより短絡状態でのMOSFETの損失が制限されます。過電圧保護回路は、V<sub>OUT</sub>が通常動作に復帰するまで、出力ボトムMOSFETをラッチします。FCBモード・ピンにより、バースト・モード、固定周波数モード、および連続インダクタ電流モードの中からモードを選択することができ、2次巻線を安定化することもできます。LTC1628-PGは、FLT CPL(LTC1628のフォールト・カップリング制御ピン)の代わりにパワーグッド出力ピンを備えています。

LT, LTC, LTはリニアテクノロジー社の登録商標です。  
Burst ModeとOPTI-LOOPは、リニアテクノロジー社の商標です。

### 標準的応用例

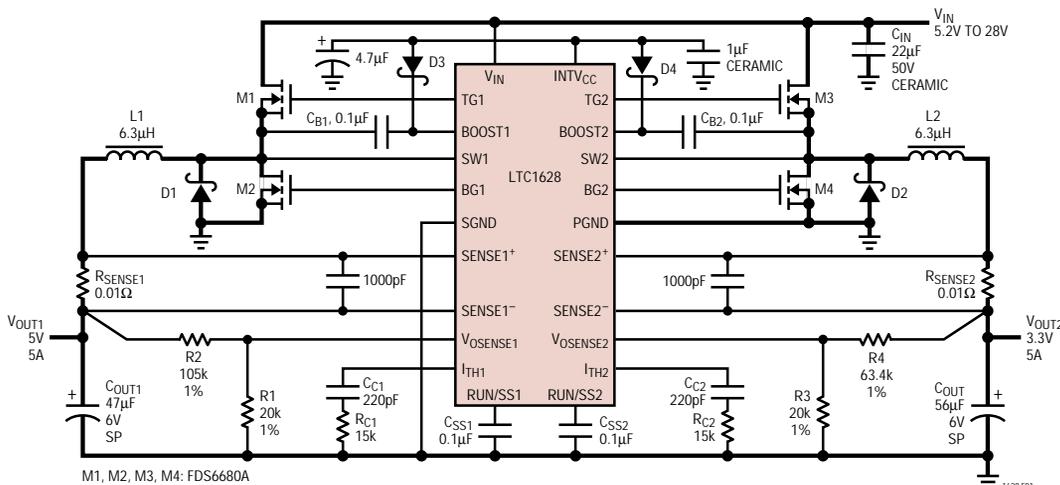


図1. 高効率デュアル5V/3.3V降圧コンバータ

# LTC1628/LTC1628-PG

## 絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 ( $V_{IN}$ ).....	36V ~ - 0.3V
トップサイド・ドライバ電圧 (BOOST1, BOOST2).....	42V ~ - 0.3V
スイッチ電圧 (SW1, SW2).....	36V ~ - 5V
INTV <sub>CC</sub> 、EXTV <sub>CC</sub> 、RUN/SS1、RUN/SS2、(BOOST1-SW1)、 (BOOST2-SW2)、PGOOD .....	7V ~ - 0.3V
SENSE1 <sup>+</sup> 、SENSE2 <sup>+</sup> 、SENSE1 <sup>-</sup> 、 SENSE2 <sup>-</sup> の各電圧 .....	(1.1)INTV <sub>CC</sub> ~ - 0.3V
FREQSET、STBYMD、FCB、 FLTCPLの各電圧 .....	INTV <sub>CC</sub> ~ - 0.3V
I <sub>TH1</sub> 、I <sub>TH2</sub> 、V <sub>OSENSE1</sub> 、V <sub>OSENSE2</sub> の各電圧 .....	2.7V ~ - 0.3V
ピーク出力電流 < 10μs (TG1, TG2, BG1, BG2).....	3A
INTV <sub>CC</sub> ピーク出力電流 .....	50mA
動作温度範囲	
LTC1628C/LTC1628C-PG .....	0 ~ 85
LTC1628I/LTC1628I-PG .....	- 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

		ORDER PART NUMBER
<p>G PACKAGE 28-LEAD PLASTIC SSOP T<sub>JMAX</sub> = 125°C, θ<sub>JA</sub> = 95°C/W *PGOOD ON THE LTC1628-PG</p>		<p>LTC1628CG LTC1628IG LTC1628CG-PG LTC1628IG-PG</p>

ミリタリ・グレードに関しては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<sub>A</sub> = 25 °Cでの値。注記がない限り、V<sub>IN</sub> = 15V、V<sub>RUN/SS1,2</sub> = 5V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Main Control Loops</b>						
V <sub>OSENSE1,2</sub>	Regulated Feedback Voltage	(Note 3); I <sub>TH1,2</sub> Voltage = 1.2V	● 0.792	0.800	0.808	V
I <sub>VOSENSE1,2</sub>	Feedback Current	(Note 3)		-5	-50	nA
V <sub>REFLNREG</sub>	Reference Voltage Line Regulation	V <sub>IN</sub> = 3.6V to 30V (Note 3)		0.002	0.02	%/V
V <sub>LOADREG</sub>	Output Voltage Load Regulation	(Note 3) Measured in Servo Loop; ΔI <sub>TH</sub> Voltage = 1.2V to 0.7V Measured in Servo Loop; ΔI <sub>TH</sub> Voltage = 1.2V to 2.0V	●	0.1	0.5	%
			●	-0.1	-0.5	%
g <sub>m1,2</sub>	Transconductance Amplifier g <sub>m</sub>	I <sub>TH1,2</sub> = 1.2V; Sink/Source 5μA; (Note 3)		1.3		mmho
g <sub>mGBW1,2</sub>	Transconductance Amplifier GBW	I <sub>TH1,2</sub> = 1.2V; (Note 3)		3		MHz
I <sub>O</sub>	Input DC Supply Current	(Note 4) V <sub>IN</sub> = 15V; EXTV <sub>CC</sub> Tied to V <sub>OUT1</sub> ; V <sub>OUT1</sub> = 5V V <sub>RUN/SS1,2</sub> = 0V, V <sub>STBYMD</sub> > 2V V <sub>RUN/SS1,2</sub> = 0V, V <sub>STBYMD</sub> = Open;		350		μA
	Normal Mode			125		μA
	Standby			20	35	μA
	Shutdown					μA
V <sub>FCB</sub>	Forced Continuous Threshold		● 0.76	0.800	0.84	V
I <sub>FCB</sub>	Forced Continuous Pin Current	V <sub>FCB</sub> = 0.85V	-0.30	-0.18	-0.1	μA
V <sub>BINHIBIT</sub>	Burst Inhibit (Constant Frequency) Threshold	Measured at FCB pin		4.3	4.8	V
UVLO	Undervoltage Lockout	V <sub>IN</sub> Ramping Down	●	3.5	4	V
V <sub>OV</sub>	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at V <sub>OSENSE1,2</sub>	● 0.84	0.86	0.88	V
I <sub>SENSE</sub>	Sense Pins Total Source Current	(Each Channel); V <sub>SENSE1-,2-</sub> = V <sub>SENSE1+,2+</sub> = 0V	-85	-60		μA
V <sub>STBYMD MS</sub>	Master Shutdown Threshold	V <sub>STBYMD</sub> Ramping Down	0.4	0.6		V

## 電氣的特性

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$V_{STBYMD}$ KA	Keep-Alive Power On-Threshold	$V_{STBYMD}$ Ramping Up, $RUN_{SS1,2} = 0V$		1.5	2	V
$DF_{MAX}$	Maximum Duty Factor	In Dropout	98	99.4		%
$I_{FLTCL}$	$V_{FLTCL}$ Input Current LTC1628 Only	$0.5V > V_{FLTCL}$ $INTV_{CC} - 0.5V < V_{FLTCL} < INTV_{CC}$		-3 3		$\mu A$ $\mu A$
$V_{FLTCL}$	Fault Coupling Threshold; LTC1628 Only	For FCB Signal and Individual Overcurrent Faults to Affect Both Controllers		2		V
$I_{RUN/SS1,2}$	Soft-Start Charge Current	$V_{RUN/SS1,2} = 1.9V$	0.5	1.2		$\mu A$
$V_{RUN/SS1,2}$ ON	RUN/SS Pin ON Threshold	$V_{RUN/SS1}$ , $V_{RUN/SS2}$ Rising	1.0	1.5	1.9	V
$V_{RUN/SS1,2}$ LT	RUN/SS Pin Latchoff Arming Threshold	$V_{RUN/SS1}$ , $V_{RUN/SS2}$ Rising from 3V		4.1	4.5	V
$I_{SCL1,2}$	RUN/SS Discharge Current	Soft Short Condition $V_{OSENSE1,2} = 0.5V$ ; $V_{RUN/SS1,2} = 4.5V$	0.5	2	4	$\mu A$
$I_{SDLHO}$	Shutdown Latch Disable Current	$V_{OSENSE1,2} = 0.5V$		1.6	5	$\mu A$
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{OSENSE1,2} = 0.7V$ , $V_{SENSE1-,2-} = 5V$ $V_{OSENSE1,2} = 0.7V$ , $V_{SENSE1-,2-} = 5V$ , LTC1628 Only	62 65	75 75	88 85	mV mV
$TG_{1,2}$ $t_r$	TG Transition Time: Rise Time	(Note 5) $C_{LOAD} = 3300pF$		50	90	ns
$TG_{1,2}$ $t_f$	TG Transition Time: Fall Time	(Note 5) $C_{LOAD} = 3300pF$		50	90	ns
$BG_{1,2}$ $t_r$	BG Transition Time: Rise Time	(Note 5) $C_{LOAD} = 3300pF$		40	90	ns
$BG_{1,2}$ $t_f$	BG Transition Time: Fall Time	(Note 5) $C_{LOAD} = 3300pF$		40	80	ns
$TG/BG$ $t_{1D}$	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300pF$ Each Driver		90		ns
$BG/TG$ $t_{2D}$	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300pF$ Each Driver		90		ns
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	Tested with a Square Wave (Note 6)		180		ns
<b>INTV<sub>CC</sub> Linear Regulator</b>						
$V_{INTVCC}$	Internal $V_{CC}$ Voltage	$6V < V_{IN} < 30V$ , $V_{EXTVCC} = 4V$	4.8	5.0	5.2	V
$V_{LDO}$ INT	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	$I_{CC} = 0$ to 20mA, $V_{EXTVCC} = 4V$		0.2	1.0	%
$V_{LDO}$ EXT	EXTV <sub>CC</sub> Voltage Drop	$I_{CC} = 20mA$ , $V_{EXTVCC} = 5V$ , LTC1628		120	240	mV
$V_{LDO}$ EXT-PG	EXTV <sub>CC</sub> Voltage Drop	$I_{CC} = 20mA$ , $V_{EXTVCC} = 5V$ , LTC1628-PG		80	160	mV
$V_{EXTVCC}$	EXTV <sub>CC</sub> Switchover Voltage	$I_{CC} = 20mA$ , EXTV <sub>CC</sub> Ramping Positive	4.5	4.7		V
$V_{LDOHYS}$	EXTV <sub>CC</sub> Hysteresis			0.2		V
<b>Oscillator</b>						
$f_{OSC}$	Oscillator frequency	$V_{FREQSET} = \text{Open}$ (Note 7)	190	220	250	kHz
$f_{LOW}$	Lowest Frequency	$V_{FREQSET} = 0V$	120	140	160	kHz
$f_{HIGH}$	Highest Frequency	$V_{FREQSET} = 2.4V$	280	310	360	kHz
$I_{FREQSET}$	FREQSET Input Current	$V_{FREQSET} = 0V$		-2	-1	$\mu A$
<b>3.3V Linear Regulator</b>						
$V_{3.3OUT}$	3.3V Regulator Output Voltage	No Load	3.25	3.35	3.45	V
$V_{3.3IL}$	3.3V Regulator Load Regulation	$I_{3.3} = 0$ to 10mA		0.5	2	%
$V_{3.3VL}$	3.3V Regulator Line Regulation	$6V < V_{IN} < 30V$		0.05	0.2	%
<b>PGOOD Output (LTC1628-PG Only)</b>						
$V_{PGL}$	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2mA$		0.1	0.3	V
$I_{PGOOD}$	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5V$			$\pm 1$	$\mu A$
$V_{PG}$	PGOOD Trip Level, Either Controller	$V_{OSENSE}$ Respect to Set Output Voltage $V_{OSENSE}$ Ramping Negative $V_{OSENSE}$ Ramping Positive	-6 6	-7.5 7.5	-9.5 9.5	% %

# LTC1628/LTC1628-PG

## 電気的特性

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

Note 2:  $T_J$ は、次式に基づき周囲温度 $T_A$ と消費電力 $P_D$ から計算される。

$$LTC1628/LTC1628-PG : T_J = T_A + (P_D \cdot 95 \text{ } ^\circ\text{C/W})$$

Note 3: LTC1628/LTC1628-PGは帰還ループを使って $V_{I_{TH1, 2}}$ を規定電圧にサーボ制御し、そのときの $V_{OSENSE1, 2}$ を測定してテストされている。

Note 4: スイッチング周波数で供給されるゲート電荷により動作時消費電流は高くなる。アプリケーション情報を参照。

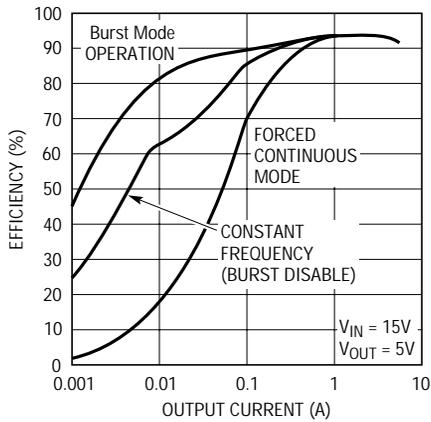
Note 5: 立ち上がりおよび立下り時間は、10%と90%のレベルを使用して測定する。遅延時間は50%レベルを使用して測定する。

Note 6: 最小オン時間条件は、 $I_{MAX}$ の40%以上のインダクタのピーク・ツー・ピーク・リップル電流で規定される(アプリケーション情報セクションの最小オン時間の考慮事項を参照)。

Note 7:  $V_{FREQSET}$ ピンは、内部で高抵抗を通して1.19Vリファレンスに接続されている。

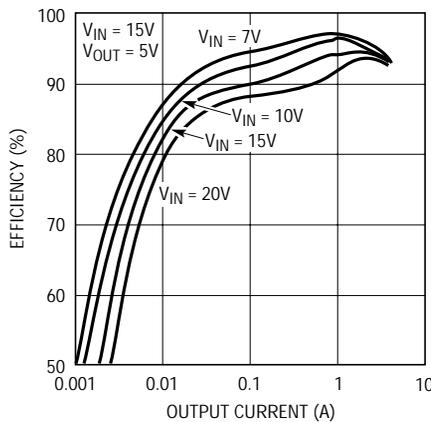
## 標準的性能特性

効率と出力電流およびモード (図13)



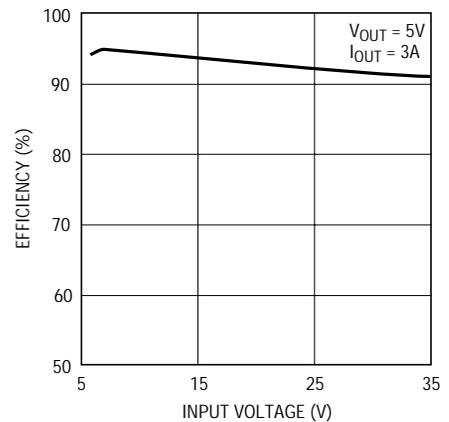
1628 G01

効率と出力電流 (図13)



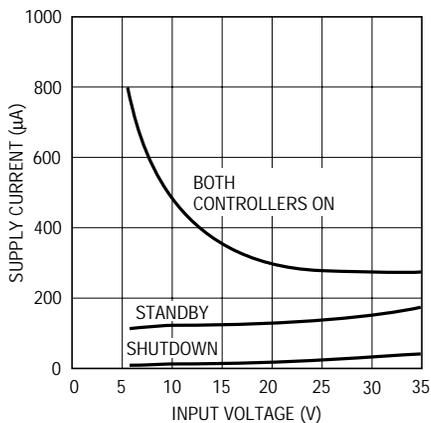
1628 G02

効率と入力電圧 (図13)



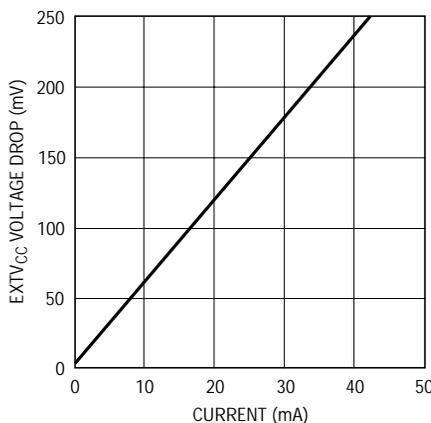
1628 G03

電源電流と入力電圧およびモード (図13)



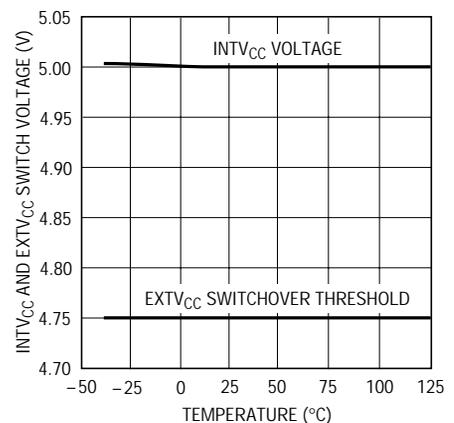
1628 G04

EXTV<sub>CC</sub> 電圧降下



1628 G05

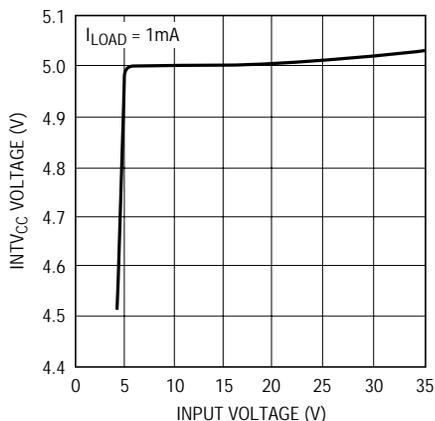
INTV<sub>CC</sub> および EXTV<sub>CC</sub> スイッチ電圧と温度



1628 G06

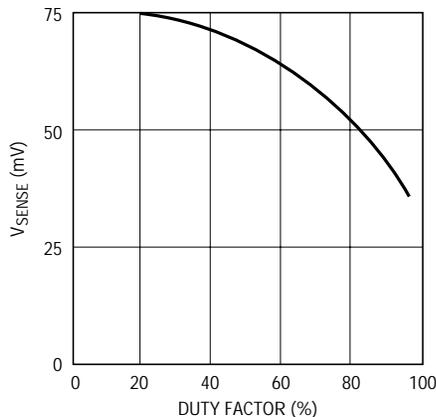
標準的性能特性

内部5V LDO  
ライン・レギュレーション



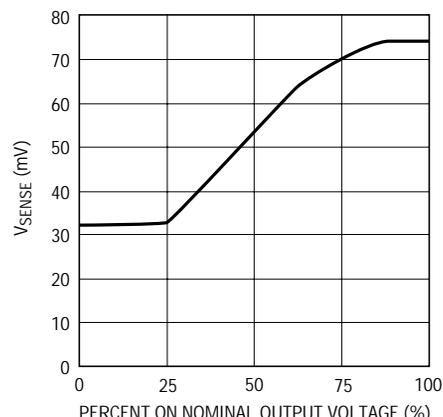
1628 G07

最大電流センス・スレッシュォルド  
とデューティ・ファクタ



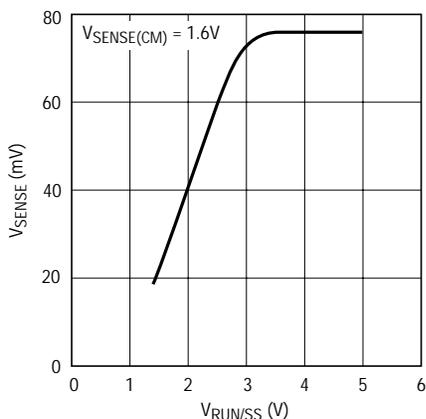
1628 G08

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



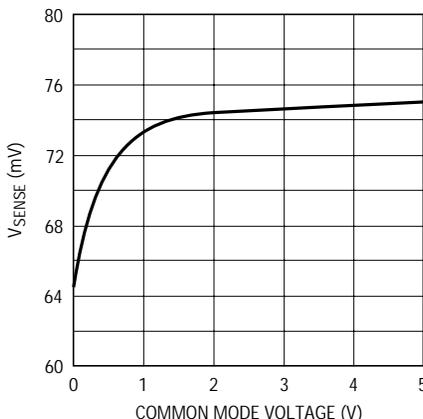
1628 G09

最大電流センス・スレッシュォルド  
とV\_RUN/SS(ソフトスタート)



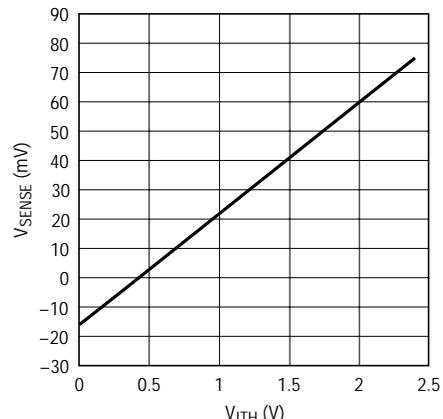
1628 G10

最大電流センス・スレッシュォルド  
とセンス同相電圧



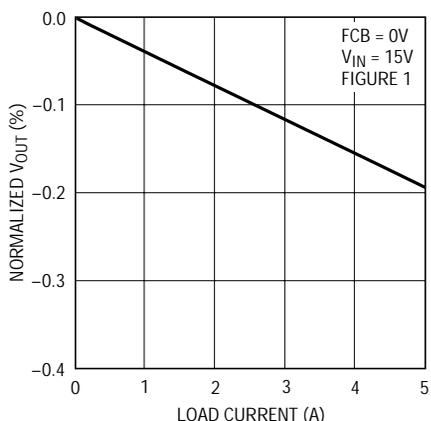
1628 G11

電流センス・スレッシュォルド  
とI\_TH電圧



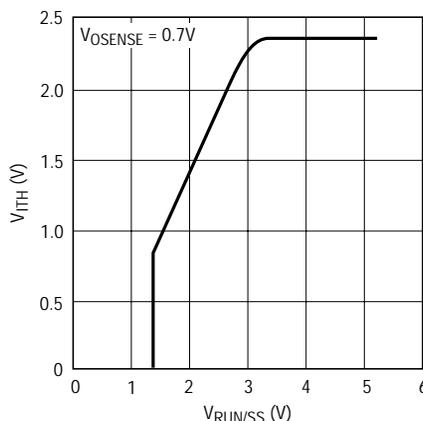
1628 G12

ロード・レギュレーション



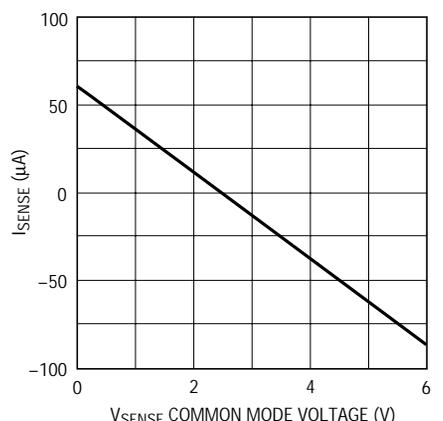
1628 G13

V\_THとV\_RUN/SS



1628 G14

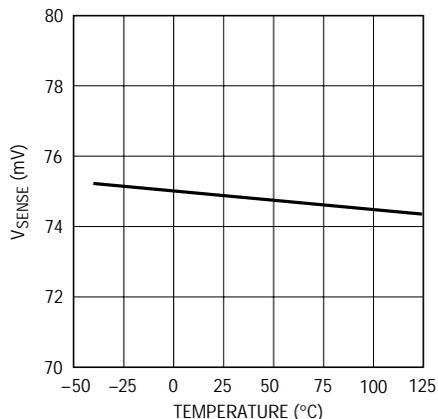
センス・ピンの全ソース電流



1628 G15

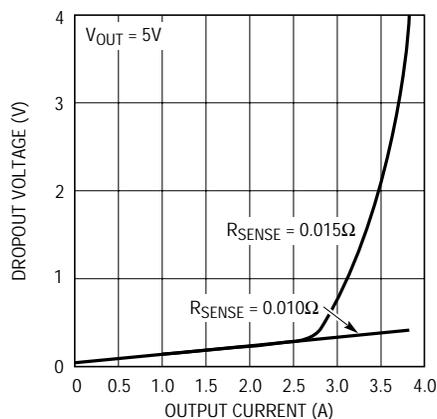
## 標準的性能特性

最大電流センス・スレッシュヨルドと温度



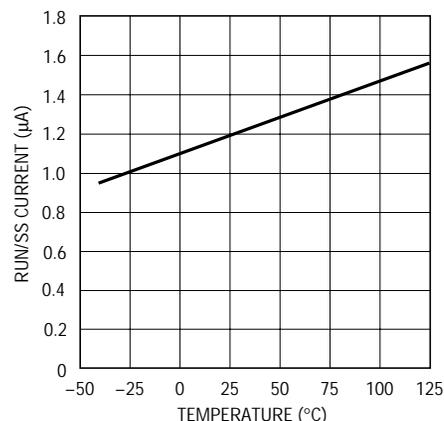
1628 G17

ドロップアウト電圧と出力電流 (図13)



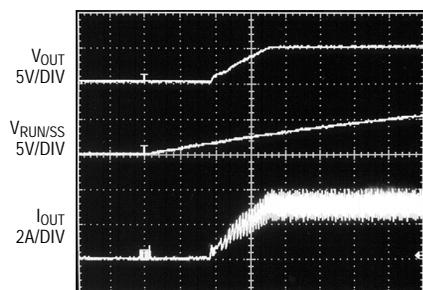
1628 G18

RUN/SS電流と温度



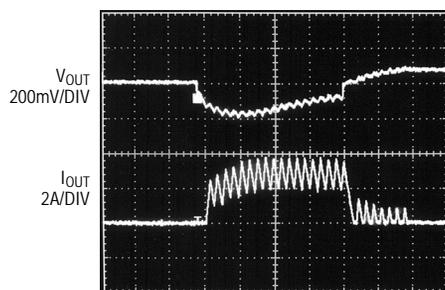
1628 G25

ソフトスタート・アップ (図13)



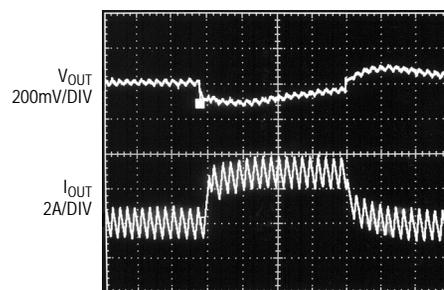
$V_{IN} = 15V$   
 $V_{OUT} = 5V$   
5ms/DIV  
1628 G19

負荷ステップ (図13)



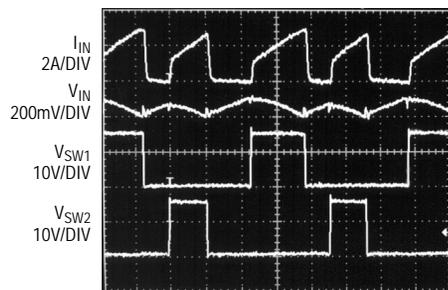
$V_{IN} = 15V$   
 $V_{OUT} = 5V$   
LOAD STEP = 0A TO 3A  
Burst Mode OPERATION  
20μs/DIV  
1628 G20

負荷ステップ (図13)



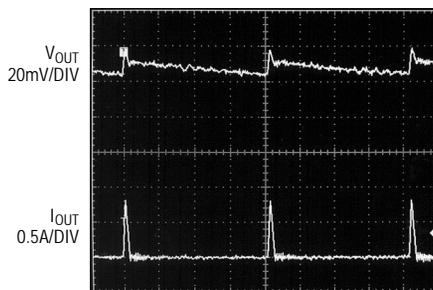
$V_{IN} = 15V$   
 $V_{OUT} = 5V$   
LOAD STEP = 0A TO 3A  
CONTINUOUS MODE  
20μs/DIV  
1628 G21

入力ソース/コンデンサの瞬時電流 (図13)



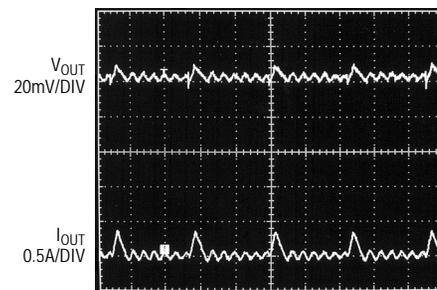
$V_{IN} = 15V$   
 $V_{OUT} = 5V$   
 $I_{OUT5} = I_{OUT3.3} = 2A$   
1μs/DIV  
1628 G22

バースト・モード動作 (図13)



$V_{IN} = 15V$   
 $V_{OUT} = 5V$   
 $V_{FCB} = OPEN$   
 $I_{OUT} = 20mA$   
10μs/DIV  
1628 G23

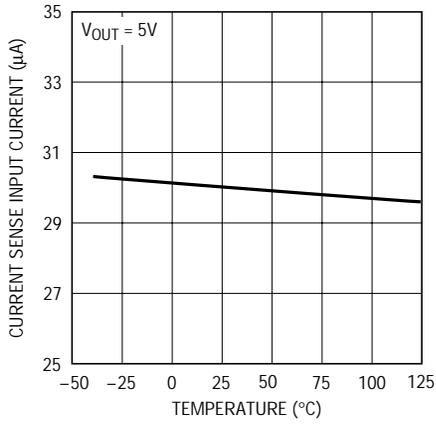
固定周波数 (バースト禁止) 動作 (図13)



$V_{IN} = 15V$   
 $V_{OUT} = 5V$   
 $V_{FCB} = 5V$   
 $I_{OUT} = 20mA$   
2μs/DIV  
1628 G24

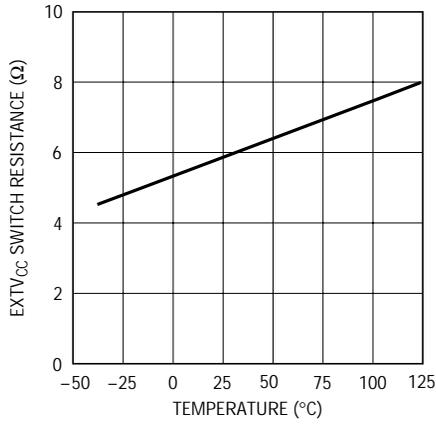
標準的性能特性

電流センス・ピンの入力電流  
と温度



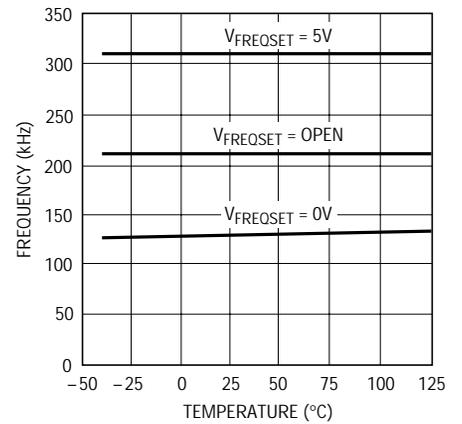
1628 G26

EXTV<sub>CC</sub>スイッチ抵抗と温度



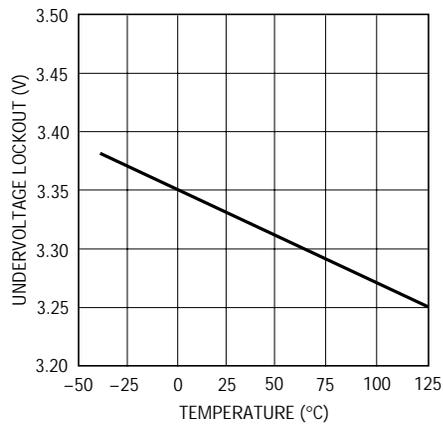
1628 G27

発振器周波数と温度



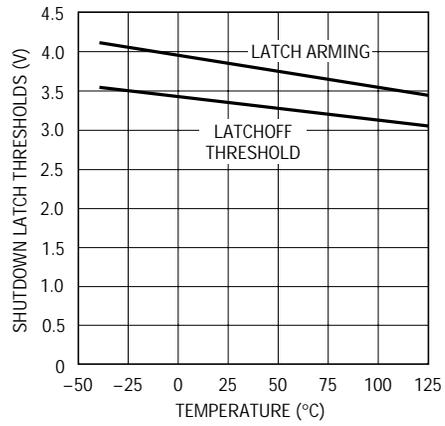
1628 G28

低電圧ロックアウトと温度



1628 G29

シャットダウン・ラッチ・  
スレッシュホールドと温度



1628 G30

## ピン機能

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

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

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

V<sub>OSENSE1</sub>、V<sub>OSENSE2</sub>(ピン4、12): 出力の外部抵抗分器から、各コントローラのリモート・センス帰還電圧を受け取ります。

FREQSET(ピン5): 発振器の周波数制御入力。このピンは、オープンにするか、接地するか、INTV<sub>CC</sub>へ接続するか、あるいは外部電圧源でドライブすることができます。このピンは外部位相検出回路とともに使用して、真のフェーズロック・ループを構成することも可能です。

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

FCB(ピン7): 強制連続動作の制御入力。この入力は第1コントローラ(または両方のコントローラ。これはFLT CPLピンの状態による - ピン説明を参照)に作用し、通常は2次巻線を安定化するために使用します。このピンを0.8V以下にすると、第1コントローラと第2コントローラ(オプションによる)の連続同期動作が強制されます。このピンをフロート状態にしてはなりません。

I<sub>TH1</sub>、I<sub>TH2</sub>(ピン8、11): 誤差アンプの出力で、スイッチング・レギュレータの補償点。対応する各チャンネルの電流コンパレータのトリップ点は、この制御電圧に応じて増加します。

SGND(ピン9): 両方のコントローラに対する小信号の共通グラウンド。C<sub>OUT</sub>コンデンサの(- )共通端子への大電流グラウンドから分離して配置しなければなりません。

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

PGND(ピン20): ドライバ・パワー・グラウンド。ボトム(同期)NチャンネルMOSFETのソースとショットキ整流器のアノード、およびC<sub>IN</sub>の(- )端子に接続します。

INTV<sub>CC</sub>(ピン21): 内部の低ドロップアウト5Vリニア・レギュレータおよびEXTV<sub>CC</sub>スイッチの出力。ドライバと制御回路にはこの電圧源から電力が供給されます。最小4.7μFのタンタルまたは他の低ESRコンデンサを使用して、パワー・グラウンドにデカップリングしなければなりません。INTV<sub>CC</sub>レギュレータのスタンバイ機能は、STBYMDピンによって決まります。

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

BG1、BG2(ピン23、19): ボトム(同期)NチャンネルMOSFETの大電流ゲート・ドライブ。これらのピンの電圧振幅はグラウンドからINTV<sub>CC</sub>までです。

V<sub>IN</sub>(ピン24): メイン電源ピン。このピンと信号グラウンド・ピンの間にバイパス・コンデンサを接続してください。

BOOST1、BOOST2(ピン25、18): トップサイド・フローティング・ドライバへのブートストラップ電源。コンデンサがブースト・ピンとスイッチ・ピン間に接続され、ショットキ・ダイオードがブースト・ピンとINTV<sub>CC</sub>ピン間に接続されます。ブースト・ピンの電圧振幅は、INTV<sub>CC</sub>からV<sub>IN</sub> + INTV<sub>CC</sub>までです。

SW1、SW2(ピン26、17): インダクタへのスイッチノード接続。これらのピンでの電圧振幅は、グラウンドよりショットキ・ダイオード(外部)の電圧降下分だけ低い電圧からV<sub>IN</sub>までです。

TG1、TG2(ピン27、16): トップNチャンネルMOSFETの大電流ゲート・ドライブ。これらは、スイッチ・ノード電圧SWに重畳されたINTV<sub>CC</sub> - 0.5Vと等しい電圧振幅を持つフローティング・ドライバの出力です。

## ピン機能

FLTCCPL (ピン28): (LTC1628のみ) 一方のコントローラのフォールト/正常の状態が、他方のコントローラに作用するかどうかを決定するフォールト・カップリング制御ピン。FLTCCPL = INTV<sub>CC</sub>でチャンネルが結合する。FLTCCPL = 0Vで結合しなくなる。

PGOOD (ピン28): (LTC1628-PGのみ) オープンドレイン・ロジック出力。どちらかのV<sub>OSENSE</sub>ピンの電圧が設定値の±7.5%以内でないときには、PGOODはグランド・レベルになります。

## 機能図

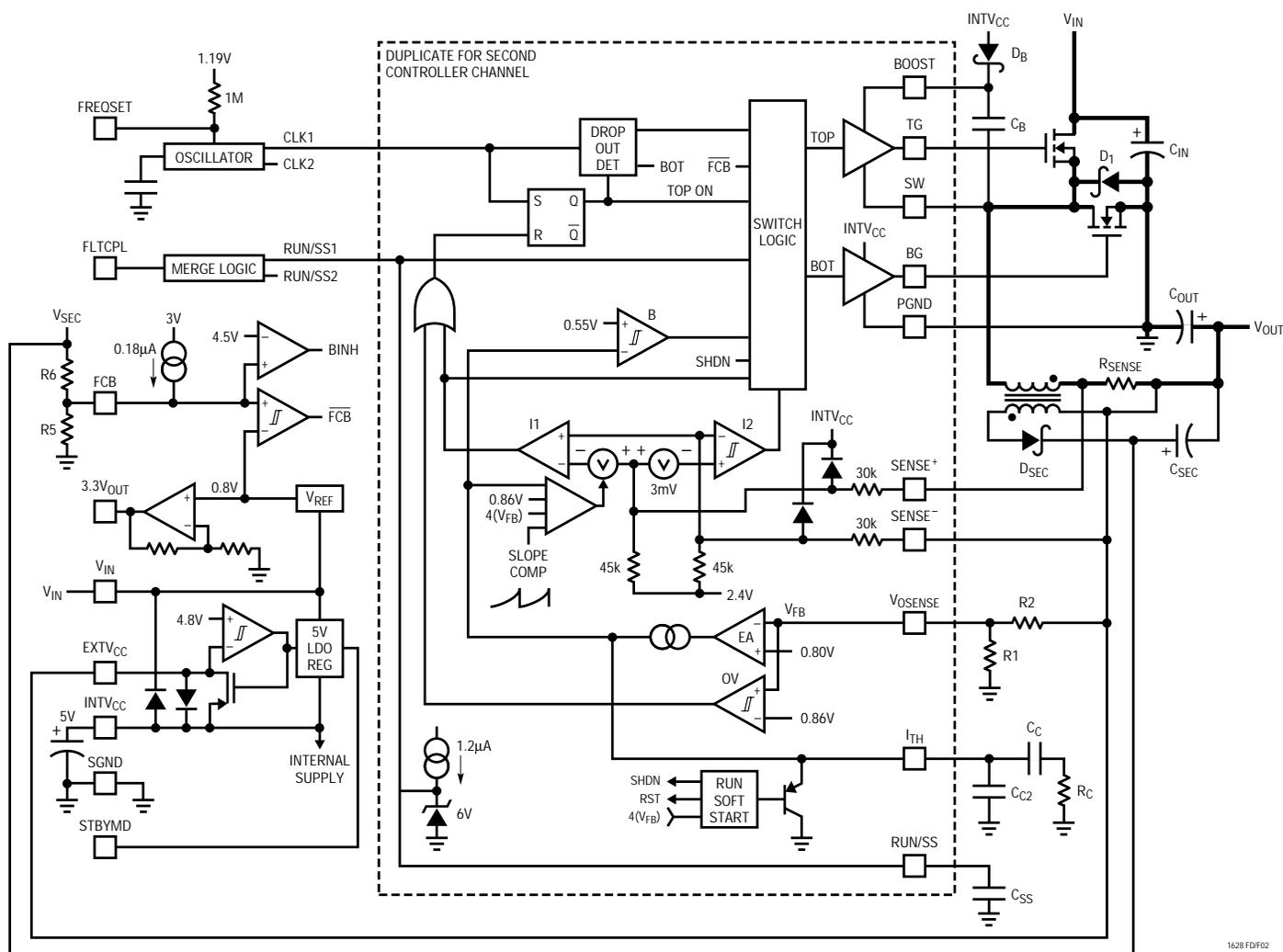


図2.

## 動作 (機能図を参照)

### メイン制御ループ

LTC1628は2つのコントローラ・チャンネルが位相差180°で動作する固定周波数、電流モード降圧アーキテクチャを採用しています。通常動作中は、そのチャンネルのクロックがRSラッチをセットすると各トップMOSFETがターンオンし、メイン電流コンパレータ $I_1$ がRSラッチをリセットするとターンオフします。ピーク・インダクタ電流(ここに達すると $I_1$ がRSラッチをリセットする)は各誤差アンブレアの出力である $I_{TH}$ ピンの電圧によって制御されます。 $V_{OSENSE}$ ピンは電圧帰還信号を受け取り、EAがこれを内部リファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加すると、0.8Vリファレンスに対して $V_{OSENSE}$ がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新たな負荷電流と一致するまで $I_{TH}$ 電圧が上昇します。トップMOSFETがターンオフした後、インダクタ電流が逆流し始めて電流コンパレータ $I_2$ がそれを検出するまで、あるいは次のサイクルが始まるまでボトムMOSFETがターンオンします。

トップMOSFETドライバはフローティング・ブート・ストラップ・コンデンサ $C_B$ からバイアスされます。このコンデンサ $C_B$ はトップMOSFETがターンオフしているときに、通常、外付けダイオードを通して各オフ・サイクル中に再充電されます。 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ 近くの電圧にまで低下すると、ループがドロップアウトに入り、トップMOSFETを連続してターンオンにしようとする場合があります。ドロップアウト・デテクタがこれを検出し、トップMOSFETを10サイクルごとに約500ns間ターンオフして、 $C_B$ の再充電を可能にします。

メイン制御ループはRUN/SSピンを“L”にするとシャット・ダウンされます。RUN/SSを解放すると、内部1.2 $\mu$ A電流源がソフトスタート・コンデンサ $C_{SS}$ を充電できます。 $C_{SS}$ が1.5Vに達すると、メイン制御ループは最大値の約30%にクランプされた $I_{TH}$ 電圧でイネーブルされます。 $C_{SS}$ が継続して充電されると、 $I_{TH}$ ピンの電圧が徐々に解放され、通常の最大電流動作が可能になります。RUN/SS1とRUN/SS2の両方が“L”のときはLTC1628コントローラの全機能がシャットダウンされ、STBYMDピンによってスタンバイ5Vおよび3.3Vレギュレータがアクティブ状態を維持するかどうかを決定します。

### 低電流動作

FCBピンは、次の2つの機能を備えた多機能のピンで

ず。1) コントローラ(または両方のコントローラ、これはFLTCPLピンの状態による)に一時的に連続PWM動作を強制することによって、2次巻線を安定化します。2) 2つの低電流動作モードのいずれかを選択します。FCBピン電圧が0.800V以下のとき、コントローラは連続PWM電流モード動作を強制します。このモードでは、トップおよびボトムMOSFETは、インダクタ電流の方向に関係なく、出力電圧を維持するために交互にターンオンします。FCBピンが $V_{INTVCC} - 2V$ 以下かつ0.80V以上のとき、コントローラはバースト・モード動作に入ります。バースト・モード動作では、トップ・スイッチがディスエーブルされる前に最小出力電流レベルが設定され、インダクタ電流が負になると同期MOSFETがターンオフします。この要求条件の組合せにより、低電流では $I_{TH}$ ピンがスレッシュホールド電圧以下に強制され、出力電圧が低下するまで一時的に両方の出力MOSFETのターンオンが禁止されます。 $I_{TH}$ ピンに接続されたバースト・コンパレータBには60mVのヒステリシスがあります。このヒステリシスはMOSFETへの出力信号を生成し、この信号によってMOSFETを数サイクルの間ターンオンします。この後に、負荷電流に応じた「スリープ」期間が続きます。これによって生じる出力電圧リップルは、誤差アンブレアの利得ブロックの後にヒステリシスを持つコンパレータを配置すれば、非常に小さな値に抑えられます。

### 固定周波数動作

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

### 連続電流(PWM)動作

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

## 動作 (機能図を参照)

### 周波数設定

FREQSETピンで、内部発振器の周波数を約140kHz～310kHzの範囲で調整できます。この入力は、内部抵抗を通して公称1.19Vリファレンスにバイアスされており、発振器周波数を約220kHzに設定します。このピンは発振器の瞬時周波数を制御するために、外部ACまたはDC信号源からドライブすることができます。

### INTV<sub>CC</sub>/EXTV<sub>CC</sub>電源

トップおよびボトムMOSFETドライバ、および他の大部分の内部回路の電源はINTV<sub>CC</sub>ピンから供給されます。EXTV<sub>CC</sub>ピンをオープンにしておくと、内部5V低ドロップアウト・リニア・レギュレータがINTV<sub>CC</sub>に電源を供給します。EXTV<sub>CC</sub>が4.7Vを超えると5Vレギュレータがターンオフし、内部スイッチがターンオンしてEXTV<sub>CC</sub>をINTV<sub>CC</sub>に接続します。これによって、アプリケーション情報で説明するとおり、INTV<sub>CC</sub>電源をレギュレータ自身または2次巻線の出力などの高効率な外部ソースから供給することができます。

### スタンバイ・モード・ピン

STBYMDピンは、以下のようにIC内部の共通回路を制御する3状態入力です。STBYMDピンがグラウンドに保持されると、両方のコントローラのRUN/SSピンがグラウンド電位になって両方のコントローラをシャット・ダウンする1つの制御ピンとして働きます。このピンをオープンにしておくと、内部RUN/SS電流がイネーブルされ、RUN/SSコンデンサを充電して、いずれかのコントローラをターンオンして必要な共通内部バイアスを起動します。STBYMDピンを2V以上にすると、2つのスイッチング・レギュレータ・コントローラのRUN/SSピンの状態には関係なく、両方の内部リニア・レギュレータがターンオンし、起動する必要がある「ウェイクアップ」回路に出力電源を提供します。このピンをDC電位に接続しない場合は、小容量のコンデンサ(0.01μF)でグラウンドにデカップルしてください。

### 出力過電圧保護

過電圧コンパレータOVは、過渡オーバーシュート(7.5%以上)および出力を過電圧状態にする可能性のある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。この場合、過電圧状態が解消されるまで、トップMOSFETはターンオフし、ボトムMOSFETはターンオンしています。

### フォールト・カップリング・ピン

FLT CPLピン(LTC1628のみ)は、2つのコントローラで個別に動作可能な(FLT CPL = 0V) または両方共通に動作可能な(FLT CPL = INTV<sub>CC</sub>) 2つの機能を制御します。FLT CPLピンを接地すると(LTC1628-PGの場合、内部で接続されたデフォルト・モード) 1) FCB入力は印加された電圧が0.8V以下のときに第1コントローラにのみ連続動作を強制します。2) 短絡ラッチオフ機能は出力が短絡しているコントローラのみをラッチオフします。FLT CPLピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると、1) FCB入力は印加された電圧が0.8V以下のときに両方のコントローラに連続動作を強制します。2) 短絡ラッチオフ機能は、いずれかの出力が短絡していれば両方のコントローラをラッチオフします。

### パワーグッド(PGOOD)ピン

PGOODピン(LTC1628-PGのみ)は、内部MOSFETのオープン・ドレインに接続されています。両方の出力が抵抗帰還分割器で決まる公称出力レベルの±7.5%以内でない場合、MOSFETがターンオンし、このピンを“L”にします。両方の出力が±7.5%の要求条件に適合する場合、MOSFETは10μs以内にターンオフされ、このピンは外部抵抗により最大7Vの電源までプルアップされます。

### フォールドバック電流、短絡検出、および短絡ラッチオフ

各スイッチング・レギュレータの突入電流を制限するために、最初にRUN/SSコンデンサが使用されます。コントローラの動作が開始し、出力コンデンサを充電して全負荷電流を供給するのに十分な時間が与えられると、RUN/SSは短絡タイムアウト回路として使用されます。出力電圧が標準出力電圧の70%以下に低下すると、出力が過電流または短絡状態であると想定して、RUN/SSコンデンサが放電を開始します。この状態がRUN/SSコンデンサのサイズによって決まる十分長い時間継続すると、RUN/SSピン電圧が再サイクルされるまで1つのコントローラ(あるいはFLT CPLピンの設定によっては両方のコントローラ。LTC1628のみ。)がシャットダウンします。この内蔵ラッチオフは、5Vで5μA以上のプルアップをRUN/SSピンに供給すれば無効にすることができます。この電流によってソフトスタート時間が短縮されませんが、過電流または短絡時のRUN/SSコンデンサの正味放電も防止されます。出力電圧が標準レベルの70%以下

## 動作 (機能図を参照)

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

### 2フェーズ動作の理論と利点

LTC1628デュアル高効率DC/DCコントローラは、2フェーズ動作の少なからぬ利点を初めてポータブル・アプリケーションにもたらしました。ノート・パソコン、PDA、携帯端末、および自動車用エレクトロニクスは、2フェーズ動作がもたらす入力フィルタリング条件の緩和、電磁干渉(EMI)の低減、効率向上など、あらゆる点で恩恵を受けます。

なぜ2フェーズ動作が必要か？LTC1628までは、固定周波数デュアル・スイッチング・レギュレータは、両チャンネルが同位相で動作していました(つまり1フェーズ動作)。これは両方のスイッチが同時にターンオンし、入力コンデンサおよびバッテリーから1つのレギュレータの最大2倍の振幅の電流パルスが流れることを意味します。これらの大振幅電流パルスによって、入力コンデンサから流れるトータルRMS電流が増大し、より高価な入力コンデンサを使用する必要が生じるとともに、入力コンデンサおよびバッテリーでのEMIと損失の両方が増大します。

2フェーズ動作により、このデュアル・スイッチング・レギュレータの2つのチャンネルは、180°の逆位相で動作します。これにより、スイッチからの電流パルスを効果的に交互に差しはさみ、互いに重なるオーバーラップ時間を大幅に短縮します。その結果トータルRMS入力電流が大幅に減少するため、より廉価な入力コンデンサが使用できるようになり、EMI対策のシールド条件が緩和され、実際の動作効率が向上します。

図3は、代表的な1フェーズのデュアル・スイッチング・レギュレータの入力波形を、新製品の2フェーズ・デュアル・スイッチング・レギュレータLTC1628と比較したものです。この条件におけるRMS入力電流の実測値は、2フェーズ動作により入力電流が $2.53A_{RMS}$ から $1.55A_{RMS}$ に減少したことを示しています。これ自体でも大きな減少ですが、電力損失は $I_{RMS}^2$ に比例するので、実際の電力浪費は2.66分の1に低減されます。入力リップル電圧が低下することは、入力パワー・パスでの電力損失が減少することも意味します。入力パワー・パスにはバッテリー、スイッチ、トレース/コネクタ抵抗、および保護回路が含まれます。RMS入力電流および電圧が減少すると、伝導および放射EMIの両方とも直接改善されます。

もちろん、2フェーズ動作で得られる性能の改善はデュアル・スイッチング・レギュレータの相対デューティ・サイクルに関係するため、結局は入力電圧 $V_{IN}$ (デューティ・サイクル =  $V_{OUT}/V_{IN}$ )に依存します。図4は、広い入力電圧範囲にわたって3.3Vおよび5Vレギュレータの1

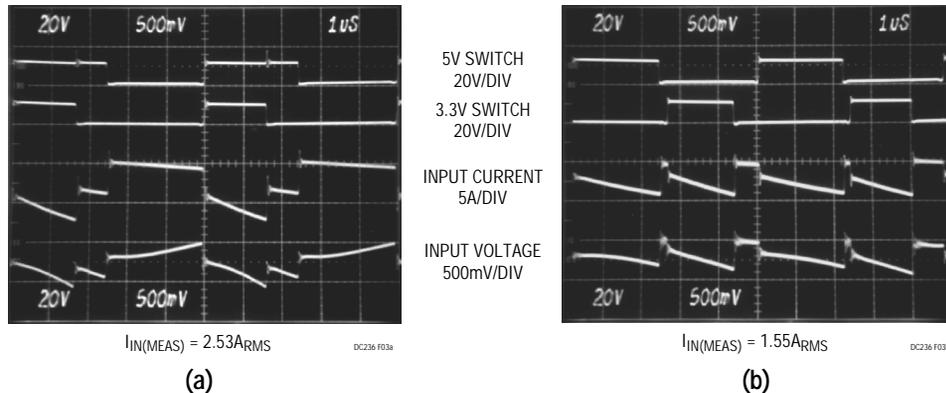


図3. 12Vから5V/3Aおよび3.3V/3Aに変換するデュアル・スイッチング・レギュレータの1フェーズ動作(a)と2フェーズ動作(b)を比較した入力波形。2フェーズ・レギュレータLTC1628での入力リップルの減少により、廉価な入力コンデンサが使用可能となり、EMIに対するシールド条件が緩和され効率が改善する。

## 動作 (機能図を参照)

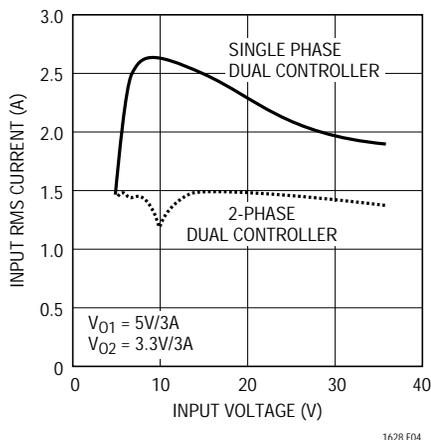


図4. RMS入力電流の比較

フェーズおよび2フェーズ動作に対して、RMS入力電流がどのように変化するかを示しています。

2フェーズ動作の利点は狭い動作範囲に限定されるものではなく、事実広い領域に及ぶことがすぐに分かります。大部分のアプリケーションに適用可能な経験則では、2フェーズ動作により入力コンデンサの条件が、最大電流で50%のデューティ・サイクルで動作している1

チャンネルの場合の条件まで緩和されます。

最終的に検討すべき問題：デュアル・スイッチング・レギュレータでは2フェーズ動作が1フェーズ動作よりもこんなに有利だとしたら、なぜもっと以前から実施されなかったのか？それは概念上は単純でも、実現が困難であったためです。固定周波数電流モード・スイッチング・レギュレータには、50%以上のデューティ・サイクルにおいて、各レギュレータを安定動作させるために、発振器からの「スロープ補償」信号が必要です。1フェーズのデュアル・スイッチング・レギュレータでこの信号を得るのは比較的簡単ですが、2フェーズ動作では新しい独自の手法を開発する必要性がありました。さらに、一方のチャンネルでのスイッチ遷移が他方のチャンネルの動作を妨害する可能性があるため、2フェーズ動作では2つのチャンネル間の分離がさらに重要になります。

LTC1628はこれらの困難を克服した証です。この新型デバイスは、携帯用エレクトロニクスに必要な絶えず拡大し続ける高効率電源に対して、他にない利点を提供します。

## アプリケーション情報

最初のページの図1は、LTC1628の基本的なアプリケーション回路です。外付け部品の選択は負荷条件に基づいておこない、 $R_{SENSE}$ とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETとD1を選択します。最後に $C_{IN}$ と $C_{OUT}$ を選択します。図1に示す回路は最大28V(外付けMOSFETによって制限される)の入力電圧で動作するように構成できます。

### 出力電流に対応した $R_{SENSE}$ の選択

$R_{SENSE}$ は必要な出力電流をもとに選択します。LTC1628の電流コンパレータの最大スレッショルドは75mV/ $R_{SENSE}$ で、同相入力範囲はSGNDから1.1( $INTV_{CC}$ )までです。電流コンパレータのスレッショルドによってインダクタ電流のピークが設定され、このピーク値よりピーク・ツー・ピーク・リップル電流 $\Delta I_L$ の半分だけ小さい値と等しい最大平均出力電流 $I_{MAX}$ が生じます。

LTC1628および外付け部品値のばらつきに対する余裕をもたせると、次式のようになります。

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

非常に低いドロップアウト条件でコントローラを使用する場合、デューティ・ファクタ50%以上で動作中の降圧レギュレータの安定性基準に適合するには内部補償が必要なため、最大出力電流レベルが低減します。この動作デューティ・ファクタに依存するピーク出力電流レベルの減少を評価するために、特性曲線を示してあります。

### 動作周波数の選択

LTC1628は固定周波数アーキテクチャを採用し、周波数は内部発振器コンデンサによって決定されます。この内部コンデンサは、固定電流とFREQSETピンに加えられた電圧に比例する電流を加えた電流で充電されます。

FREQSETピンに加えられた電圧と周波数のグラフを図5に示します。動作周波数が高くなるとゲート電荷損失が

## アプリケーション情報

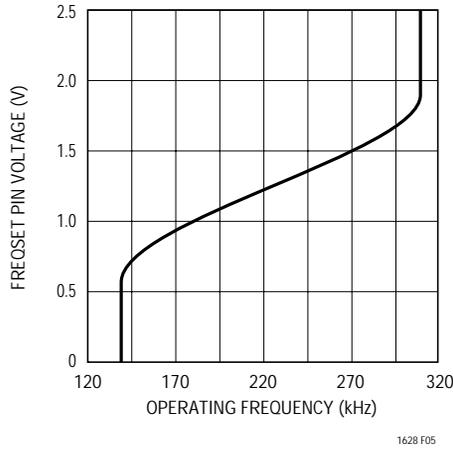


図5. FREQSETピン電圧と周波数

増加し、効率が低下します( 効率の考察のセクションを参照 )。最大スイッチング周波数は約310kHzです。

### インダクタ値の計算

動作周波数とインダクタの選択は相関関係があるため、動作周波数が高ければより小型のインダクタとコンデンサ値を使用できます。そうであれば、なぜ誰もが大きな値のコンポーネントで、より低い周波数で動作させるほうを選ぶのでしょうか？答えは効率です。周波数が高いほどMOSFETゲート電荷の損失のために、一般に効率が低下します。この基本的なトレードオフに加えて、リップル電流と低電流動作におけるインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。

インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。インダクタ・リップル電流 $\Delta I_L$ は、次式で示すようにインダクタンスまたは周波数が高いほど減少し、 $V_{IN}$ が高いほど増加します。

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

大きな $\Delta I_L$ の値が許容できれば低インダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなりコア損失も大きくなってしまいます。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3(I_{MAX})$ です。入力電圧が最大ときに $\Delta I_L$ が最大になることを忘れないでください。

インダクタの値も二次的な影響を及ぼします。必要な平均インダクタ電流が、 $R_{SENSE}$ によって決定される電流制限の25%以下のピーク電流になると、バースト・モード

動作への移行が始まります。インダクタ値を低くする( $\Delta I_L$ を高くする)と、低負荷電流時にこれが発生し、低電流動作時の上位の範囲の効率が低下する可能性があります。バースト・モードでは、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が低下します。

### インダクタ・コアの選択

Lの値が分かったら、次にインダクタのタイプを選択しなければなりません。高効率コンバータは、一般に低コストの鉄粉コアで生じるコア損失では最適な性能が得られないため、より高価なフェライト、Molypermalloy、またはKool M $\mu$ ®コアを使用しなければなりません。実際のコア損失は、インダクタ値が同じ場合コア・サイズには依存しませんが、選択したインダクタンスには大きく依存します。インダクタンスが増加するとコア損失が低下します。残念ながら、インダクタンスを大きくするにはワイヤの巻数を増やす必要があるため銅損失が増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに集中することができます。フェライト・コアの材質は極度に飽和します。すなわち、最大設計ピーク電流を超えると、インダクタンスが急激に消滅します。その結果、インダクタのリップル電流が急増し、出力電圧リップルが増加します。コアは絶対に飽和させないでください。

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

### パワーMOSFETおよびD1の選択

LTC1628で使用する各コントローラに対して、2個の外部パワーMOSFETを選択しなければなりません。トップ(メイン)スイッチ用のNチャネルMOSFET 1個と、ボトム(同期)スイッチ用のNチャネルMOSFET 1個です。

ピーク・ツー・ピークのドライブ・レベルは、INTV<sub>CC</sub>電圧

Kool M $\mu$ はMagnetics社の登録商標です。

## アプリケーション情報

で設定されます。この電圧は、始動時には標準5Vです (EXTV<sub>CC</sub>ピン接続を参照)。したがって、大部分のアプリケーションではロジック・レベル・スレッショルド MOSFETを使用しなければなりません。唯一の例外は、入力電圧が低い ( $V_{IN} < 5V$ ) 場合です。その場合は、サブロジック・レベル・スレッショルド MOSFET ( $V_{GS(TH)} < 3V$ ) を使用します。MOSFETの  $BV_{DSS}$  仕様にも十分注意してください。ほとんどのロジック・レベル MOSFETは 30V またはそれ以下に制限されています。

パワー MOSFET の選択基準には、オン抵抗  $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量  $C_{RSS}$ 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。LTC1628 が連続モードで動作中には、トップおよびボトム MOSFET のデューティ・サイクルは、次式で与えられます。

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

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

また、MOSFET の最大出力電流時の消費電力は次式で与えられます。

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

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

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

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

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

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

### $C_{IN}$ および $C_{OUT}$ の選択

$C_{IN}$  の選択は、マルチフェーズ・アーキテクチャとそれの入力回路 (バッテリー/ヒューズ/コンデンサ) を流れるワーストケース RMS 電流への影響によって単純化されます。ワースト・ケース RMS 電流は、コントローラが1つだけ動作しているときに流れることが分かります。最大 RMS 電流条件を求めるには、以下の式で ( $V_{OUT}$  ×  $I_{OUT}$ ) 積が最大になる方のコントローラを使用する必要があります。他の非同調コントローラから引き出される出力電流を増やすと、この最大値からの入力 RMS リップル電流が実際には減少します (図4参照)。非同調手法では、一般に1フェーズ電源ソリューションと比較した場合、入力コンデンサの RMS リップル電流が 30% ~ 70% だけ低減されます。

入力コンデンサの種類、容量、および ESR 定格は効率に影響を与えるので、選択の過程で検討することが必要です。選択した容量値は、バッテリーの高いピーク電流を低く抑えるのに十分な電荷を蓄積できるものでなければなりません。200kHz で動作する 25W 出力の電源では、20 $\mu$ F ~ 40 $\mu$ F が通常十分な値です。コンデンサの ESR は、総合的なバッテリーの効率だけでなく、コンデンサの電力損失にとって重要です。この電力 (RMS リップル電流 × ESR) のすべてがコンデンサを加熱するだけでなく、バッテリーからの電力も無駄にしていまいます。

## アプリケーション情報

入力コンデンサとして中電圧 (20V ~ 35V) のセラミック、タンタル、OS-CON、およびスイッチャ定格の電解コンデンサを使用できますが、それぞれに以下のような欠点があります。セラミック・コンデンサは電圧係数が非常に高く、可聴音の圧電効果を持つ場合があります。タンタル・コンデンサはサージ定格が必要です。OS-CONコンデンサは、高インダクタンスで、ケース・サイズが大きく、また表面実装の応用性が限定され難点があります。電解コンデンサはESRが高く、ドライアウトの可能性があるので、複数使用する必要があります。マルチフェーズ・システムでは、全体としてコンデンサの数が最も少なくすみます。セラミック・コンデンサはESRが極端に低いので、20W ~ 35Wの電源にとって理想的で、22 $\mu$ Fを1個または10 $\mu$ Fを2 ~ 3個で間に合います。20Vでのキャパシタンスがゼロ・バイアス時の定格よりもかなり低いとはいえ、セラミック・コンデンサはESR損失が非常に低いため、高効率のバッテリー動作システムにとって理想的な候補になります。また、ESRおよびバルク容量の目標を達成する効果的な方法として、セラミック・コンデンサと高品質の電解コンデンサを並列接続することも検討してください。

連続モードでは、トップNチャンネルMOSFETのソース電流は、デューティ・サイクルが $V_{OUT}/V_{IN}$ の方形波になります。大きな過渡電圧を防止するには、1つのチャンネルの最大実効電流に対応できる容量の低ESR入力コンデンサを使用しなければなりません。最大RMSコンデンサ電流は次式で得られます。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のときに最大値になります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。多くの場合、コンデンサ製造業者のリプル電流定格は、わずか2000時間の寿命時間によって規定されています。このため、コンデンサをさらにディレーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。設計でのサイズまたは高さの条件に適合させるため、何個かのコンデンサを並列にすることもできます。疑問点については、必ずメーカーに問い合わせてください。

LTC1628マルチフェーズの利点は、電力の高い方のコントローラに対する上式を使用し、次に両方のコントロー

ラのチャンネル・スイッチが同時にオンするとき生じるであろう損失を計算することによって評価することができます。両方のコントローラが動作しているときには、入力コンデンサのESRを流れる電流パルスのインタリーブにより、トータルRMS電力損失は低減されます。これが、上記でワーストケースのコントローラについて計算した入力コンデンサ条件が、デュアル・コントローラ・デザインに対して十分な理由です。マルチフェーズ・システムではピーク電流が低減されるため、入力保護ヒューズの抵抗、バッテリー抵抗、およびPCボードのトレース抵抗による各損失も減少します。**マルチフェーズ・デザインの総合的な利点は、電源/バッテリーのソース・インピーダンスが効率テストに含まれている場合にしか完全には把握されません。**2つのトップMOSFETのドレインは互いに1cm以内に配置し、共通 $C_{IN}$ を共有しなければなりません。ドレインと $C_{IN}$ を分離すると、 $V_{IN}$ に必要な電圧および電流共振を生じる可能性があります。

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

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

ここで、 $f$  = 動作周波数、 $C_{OUT}$  = 出力容量、 $\Delta I_L$  = インダクタのリプル電流です。 $\Delta I_L$ は入力電圧に応じて増加するため、出力リップルは入力電圧が最大のときに最も高くなります。 $\Delta I_L = 0.3 I_{OUT(MAX)}$ のとき、出力リップルは、以下の条件を仮定すると、最大 $V_{IN}$ で標準的に50mV未満になります。

$$C_{OUT}の推奨 ESR < 2R_{SENSE}$$

$$また、C_{OUT} > 1/(8fR_{SENSE})$$

最初の条件は出力コンデンサのESRに流れ込むリップル電流に関係し、2番目の項は出力容量がリップル電流のために、動作周波数期間中は大きく放電しないことを保証します。小さな出力容量を使用する選択をすると、放電の項のためにリップル電圧が上昇しますが、これはESRが非常に低いコンデンサを使用してリップル電圧を50mVまたはそれ以下に維持すれば補償できます。 $I_{TH}$ ピンのOPTI-LOOPの補償部品は、選択した出力コンデンサに関係なく、安定した高性能過渡応答を与えるよう最適化することができます。

## アプリケーション情報

ニチコン、United Chemicon、三洋電機などのメーカーから高性能なスルーホール・コンデンサが入手できます。三洋製のOS-CON半導体誘電体コンデンサは、アルミニウム電解コンデンサの中で(ESR  $\times$  サイズ)の積が最も低いものですが、いくらか価格が高くなっています。OS-CONコンデンサと並列に別のセラミック・コンデンサを接続して、インダクタンスの影響を低減することを推奨します。

表面実装アプリケーションでは複数のコンデンサを並列に接続して、応用回路のESR、RMS電流処理要件および負荷ステップ条件に適合させる必要があります。表面実装型パッケージのアルミニウム電解コンデンサ、乾式タンタル・コンデンサ、および特殊ポリマ・コンデンサが提供されています。特殊ポリマ表面実装コンデンサのESRは非常に低いものの、単位体積あたりの蓄電容量は他の形式のコンデンサより低くなります。これらのコンデンサは非常に経済的な出力コンデンサ・ソリューションを提供し、高いループ帯域幅を有するコントローラと組み合わせれば理想的な選択といえます。タンタル・コンデンサは、最高の容量密度を提供し、制御されたソフトスタートを備えたスイッチング・レギュレータ用の出力コンデンサとしてよく使用されます。サージ試験が実施されたケース高さが2mmから4mmの表面実装タンタル・コンデンサのAVX TPS、AVX TPSV、またはKEMET T510シリーズが最適です。リップル電流定格、温度、および長期信頼性を考慮すれば、コストが重要なアプリケーションでは、アルミニウム電解コンデンサを使用できます。標準的なアプリケーションでは、数個からさらに多数のアルミニウム電解コンデンサを並列に接続する必要があります。上記のようにコンデンサを組み合わせれば、性能が向上しながら、全体的なコストが削減される場合もよくあります。他のコンデンサ・タイプとしては、ニチコンのPLシリーズ、NECのNeocap、パナソニックのSP、およびSpragueの595Dシリーズがあります。その他の特徴についてはメーカーにお問い合わせください。

### INTV<sub>CC</sub>レギュレータ

内部Pチャンネル低ドロップアウト・レギュレータは、V<sub>IN</sub>電源ピンからINTV<sub>CC</sub>ピンに5Vを生成します。INTV<sub>CC</sub>は、LTC1628内のドライバと内部回路に電力を供給します。INTV<sub>CC</sub>ピンのレギュレータは50mAのピーク電流を供給することができ、最小4.7 $\mu$ Fのタンタル、10 $\mu$ Fの特殊ポリマ、または低ESRタイプの電解コンデンサでグラウンドにバイパスしなければなりません。INTV<sub>CC</sub>ピンと

PGND ICピンに隣接して1 $\mu$ Fセラミック・コンデンサを配置することを推奨します。MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流を供給し、チャンネル間の相互の影響を防止するため良質なバイパスが必要です。

大型MOSFETが高周波数でドライブされている高入力電圧アプリケーションでは、LTC1628の最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。システム供給電流は、通常、ゲート電荷電流によって支配されます。INTV<sub>CC</sub>および3.3Vリニア・レギュレータに追加される外部負荷も、消費電力計算の際に考慮する必要があります。合計のINTV<sub>CC</sub>電流は、5V内部リニア・レギュレータまたはEXTV<sub>CC</sub>入力ピンから供給されます。EXTV<sub>CC</sub>ピンに加えられる電圧が4.7V以下のときは、すべてのINTV<sub>CC</sub>電流は内部5Vリニア・レギュレータによって供給されません。この場合のICの消費電力(V<sub>IN</sub>  $\times$  I<sub>INTVCC</sub>)は最も高くなり、総合的な効率は低下します。効率の考察のセクションで述べるとおり、ゲート電荷の電流は動作周波数に依存します。接合部温度は、電気特性の注2に記載された式を使用して評価できます。たとえば、EXTV<sub>CC</sub>ピンを使用しないときは、LTC1628のV<sub>IN</sub>電流は次式のとおり24V電源では24mA以下に制限されます。

$$T_J = 70 + (24\text{mA})(24\text{V})(95 \text{ mW}) = 125$$

EXTV<sub>CC</sub>入力ピンを使用すると、接合部温度は以下のとおり低下します：

$$T_J = 70 + (24\text{mA})(5\text{V})(95 \text{ mW}) = 81$$

内部3.3Vリニア・レギュレータから流れる追加電流を含めて消費電力を計算しなければなりません。最大接合温度を超えないようにするために、最大V<sub>IN</sub>での連続モードで動作している場合は、入力供給電流をチェックする必要があります。

### EXTV<sub>CC</sub>の接続

LTC1628は、EXTV<sub>CC</sub>ピンとINTV<sub>CC</sub>ピンの間に接続された内部PチャンネルMOSFETスイッチを内蔵しています。EXTV<sub>CC</sub>に印加された電圧が4.7V以上になると、内部レギュレータがターンオフし、スイッチが閉じて、EXTV<sub>CC</sub>ピンをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続し、それによって内部電源が供給されます。EXTV<sub>CC</sub>に印加される電圧が4.5V以上である限り、スイッチは閉じたままです。これにより、MOSFETドライバおよび制御回路の電源は通常動作中(4.7V < V<sub>OUT</sub> < 7V)は出力から、また出力が安定化を行っていないとき(始

## アプリケーション情報

動時、短絡時など)は、内部レギュレータから供給できません。EXTV<sub>CC</sub>スイッチを経由して規定値以上の電流が必要な場合は、EXTV<sub>CC</sub>ピンとINTV<sub>CC</sub>ピンの間に外部ショットキ・ダイオードを追加できます。EXTV<sub>CC</sub>ピンには7V以上の電圧を印加しないでください。また、EXTV<sub>CC</sub> ≤ V<sub>IN</sub>となるようにしてください。

ドライバおよび制御電流によるV<sub>IN</sub>電流は、(デューティ・サイクル)(効率)で計算されるため、出力からINTV<sub>CC</sub>に電源を供給すれば効率を大幅に改善できます。5Vレギュレータの場合、これはEXTV<sub>CC</sub>ピンを直接V<sub>OUT</sub>に接続できることを意味します。ただし、3.3Vおよび他の低電圧レギュレータの場合は、出力からINTV<sub>CC</sub>電源を得るために回路を追加する必要があります。

以下、EXTV<sub>CC</sub>に対して可能な4つの接続方法を示します。

1. EXTV<sub>CC</sub>をオープン(または接地する)。こうすると、内部5VレギュレータからINTV<sub>CC</sub>に電源が供給されるため、入力電圧が高いときに効率が最大10%ほど低下します。
2. EXTV<sub>CC</sub>をV<sub>OUT</sub>に直接接続する。これは5Vレギュレータでは通常の接続であり、効率が最も高くなります。
3. EXTV<sub>CC</sub>を外部電源に接続する。5V~7Vの範囲の外部電源が利用でき、MOSFETゲート・ドライブ条件を満足させることができれば、これを使用してEXTV<sub>CC</sub>に電源を供給することができます。

4. 出力から引き出したブースト・ネットワークにEXTV<sub>CC</sub>を接続する。3.3Vおよび他の低電圧レギュレータでは、4.7V以上にブーストした出力から引き出した電圧にEXTV<sub>CC</sub>を接続すれば効率が改善されます。これは図6aに示す誘導性ブースト巻線、または図6bに示す容量性チャージポンプを使用すれば実現できます。チャージポンプには、磁気回路が単純になるという長所があります。

### トップサイドMOSFETドライバ電源(C<sub>B</sub>、D<sub>B</sub>)

BOOSTピンに接続された外部ブートストラップ・コンデンサC<sub>B</sub>は、トップサイドMOSFETにゲート・ドライブ電圧を供給します。SWピンが「L」のとき、機能図のコンデンサC<sub>B</sub>がINTV<sub>CC</sub>から外部ダイオードD<sub>B</sub>を通して充電されます。トップサイドMOSFETの1つをターンオンさせる際には、ドライバは希望のMOSFETのゲート・ソース間にC<sub>B</sub>電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、トップサイド・スイッチがオンになります。スイッチ・ノード電圧SWがV<sub>IN</sub>まで上昇し、BOOSTピンが続いて上昇します。トップサイドMOSFETがオンしているとき、ブースト電圧は次式のとおりに入力電源より高くなります。V<sub>BOOST</sub> = V<sub>IN</sub> + V<sub>INTVCC</sub>。ブースト・コンデンサC<sub>B</sub>の値は、トップサイドMOSFETの入力容量の100倍が必要です。外部ショットキ・ダイオードの逆ブレークダウン電圧は、V<sub>IN(MAX)</sub>より大きくなければなりません。ゲート・ドライブ・レベルを調整するときの最終的な決定要因は、レギュレータの総入力電流です。変更して入力電流が減少すれば、効率が改善されています。入力電流に変化がなければ、効率は変化しません。

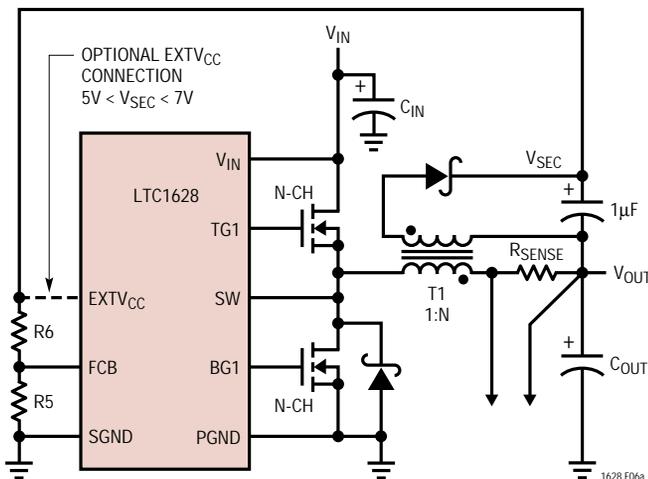


図6a. 2次出力ループとEXTV<sub>CC</sub>の接続

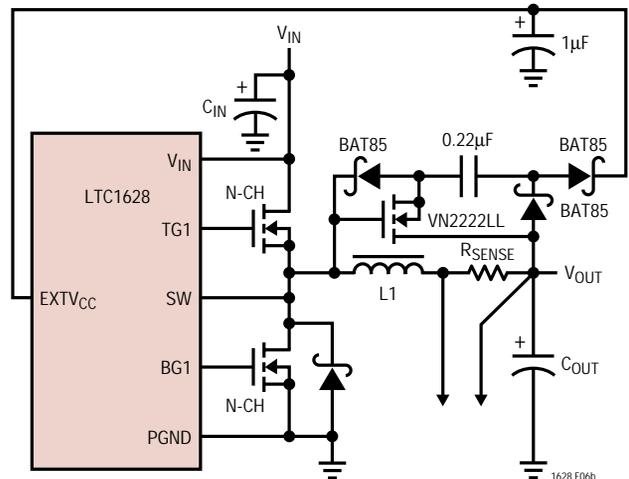


図6b. EXTV<sub>CC</sub>用の容量性チャージポンプ

## アプリケーション情報

### 出力電圧

LTC1628の出力電圧はそれぞれ、出力コンデンサ両端に注意深く配置した外付け帰還抵抗分割器によって設定されます。その結果生じる帰還信号は、誤差アンプにより内蔵の高精度0.800V電圧リファレンスと比較されます。出力電圧は以下の式で与えられます。

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

### SENSE<sup>+</sup>/SENSE<sup>-</sup> ピン

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

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

V<sub>OSENSE</sub>は0.8Vのリファレンス電圧にサーボ制御されるので、この電流を吸収するため図2のR1の最大値を選択することができます。

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

### V<sub>OUT</sub>が2.4V以下の場合

1.8Vの出力電圧を安定化するには、R1の最大値は32kでなければなりません。2.4V以上の出力電圧では、R1にはセンス電流を吸収するのに必要な最大値はありません。ただし、R1は依然としてV<sub>OSENSE</sub>帰還電流によって制限されます。

### ソフトスタート/実行機能

RUN/SS 1ピンとRUN/SS2ピンには複数の機能があり、ソフトスタート機能とLTC1628をシャット・ダウンする手段を提供します。ソフトスタートは、コントローラの電流制限( V<sub>ITH</sub>に比例する )を徐々に増加させることによって、入力電源のサージ電流を低減します。このピンは電源のシーケンシングにも使用することができます。

内部の1.2μA電流源がコンデンサC<sub>SS</sub>を充電します。RUN/SS1( RUN/SS2 )の電圧が1.5Vに達すると、該当するコントローラが動作を開始できます。RUN/SSの電圧が1.5Vから3.0Vまで上昇するにつれ、内部電流制限も25mV/R<sub>SENSE</sub>から75mV/R<sub>SENSE</sub>まで上昇します。出力電流制限はゆっくりランプアップし、フル電流に達するにはさらに1.25s/μFを要します。このように、出力電流はゆっくりランプアップして、入力電源から流れる起動サージ電流を低減します。RUN/SSがグランド・レベルになると、およそ以下の遅延時間後にスタートします。

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

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

両方のRUN/SSピンを1V以下にするか、STBYMDピンを0.2V以下にするとLTC1628は、低電流シャットダウン( I<sub>Q</sub> = 20μA )状態になります。RUN/SSピンは、図7に示すように直接ロジックでドライブ可能です。図7のダイオードD1によってスタート遅延は短くなりますが、C<sub>SS</sub>をゆっくり上昇させるソフトスタート機能を実現できません。各RUN/SSピンは6Vのツェナー・クランプを内蔵しています( 機能図を参照 )。

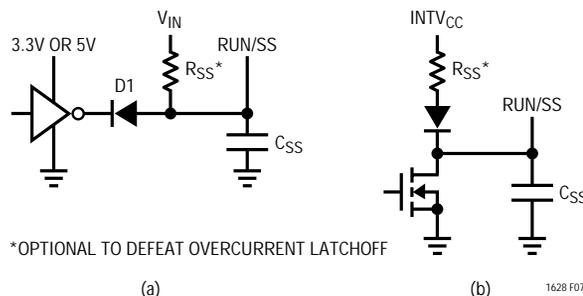


図7. RUN/SSピンのインタフェース

## アプリケーション情報

フォールト条件：過電流ラッチオフ

RUN/SSピンは過電流状態を検出したときコントローラをラッチオフする機能も備えています。RUN/SSコンデンサ $C_{SS}$ は、最初にコントローラをターンオンし、突入電流を制限するために使用されます。コントローラが始動し、出力コンデンサを充電するのに十分な時間が経過し、全負荷電流が提供されるようになると、RUN/SSコンデンサは短絡タイマとして使用されます。 $C_{SS}$ が4.1Vに達した後レギュレータの出力電圧が標準値の70%以下になると、出力が過電流状態であると想定して $C_{SS}$ が放電を開始します。この状態が $C_{SS}$ のサイズと規定された放電電流によって決まる十分長い期間続くと、RUN/SSピン電圧が再サイクルされるまでコントローラはシャットダウンします。起動時に過負荷状態が発生した場合、この時間は次式で概算できます。

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

起動後に過負荷状態が発生した場合、 $C_{SS}$ の電圧は以下のツェナー・クランプ電圧から放電を開始します。

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

FLT CPLピン(LTC1628のみ)は、ひとつのチャンネルの過負荷でそのチャンネルだけをラッチオフする(FLT CPL = 0V)か、または両方のチャンネルをラッチオフする(FLT CPL = INTV<sub>CC</sub>)かを決定します。図7に示すとおり、この内蔵過電流ラッチオフは、RUN/SSピンにプルアップ抵抗を設けて無効にすることができます。この抵抗はソフトスタート時間を短縮し、過電流状態時にRUN/SSコンデンサの放電を防止します。このプルアップ抵抗を図7aのようにV<sub>IN</sub>に接続すると、過電流ラッチオフが無効になります。図7bに示すとおり、INTV<sub>CC</sub>にこのプルアップ抵抗をダイオードで接続すると、コントローラがシャットダウンしている間に、余分な供給電流をなくすと同時に、INTV<sub>CC</sub>の負荷も解放してコントローラが起動しないようにします。

過電流ラッチオフを無効にする理由は？ デザインの試作段階では、ノイズのピックアップやレイアウトの不備に関する問題があり、保護回路がラッチオフする可能性があります。この機能を無効にすれば、回路やPCレイア

ウトのトラブルシューティングを容易に行うことができます。内部短絡およびフォールドバック電流制限は有効になったままで、電源システムを障害から保護します。デザインが完了した後、ラッチオフ機能をイネーブルするかどうかを決定することができます。

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

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

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

フォールト条件：電流制限と電流フォールドバック

LTC1628の電流コンパレータの最大センス電圧は75mVなので、最大MOSFET電流は75mV/R<sub>SENSE</sub>になります。電流制限の最大値は、一般に周囲温度が最も高くV<sub>IN</sub>が最も高い状態で発生し、トップMOSFETでの消費電力が最大になります。

LTC1628には、出力がグランドに短絡したときに、負荷電流をさらに制限する電流フォールドバック機能があります。上記の過負荷シャットダウン・ラッチがオーバーライドされているときでも、フォールドバック回路はアクティブです。出力が標準出力レベルの70%以下になると、最大センス電圧は75mVから25mVまで徐々に低下します。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC1628は短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況ではボトムMOSFETは大半の電力を無駄に消費しますが、通常動作時よりも少ない値です。短絡時のリップル電流は、LTC1628の最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ (200ns以下)、入力電圧、およびインダクタ値によって決まり、次式で表されます。

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

短絡電流は次式で与えられます。

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

## アプリケーション情報

フォールト条件：過電圧保護(クローバ)

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

コンパレータは出力の過電圧状態をモニタします。コンパレータ(OV)は、標準出力電圧より7.5%以上高い過電圧フォールトを検出します。この状態が検出されると、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETはターンオフし、ボトムMOSFETはターンオンします。このコンパレータの出力は過電圧状態でのみラッチされます。したがって、設計のデバッグ中はPCレイアウトが不適切なスイッチング・レギュレータ・システムを動作させることができます。OV状態が続く限り、ボトムMOSFETは連続してオンになったままです。V<sub>OUT</sub>が安全なレベルに復帰すると、自動的に通常の動作を再開します。トップMOSFETが短絡すると大電流が流れ、システム・ヒューズがオープンします。スイッチング・レギュレータは、デューティ・サイクルを変化させてリークに対応し、リーク状態のトップMOSFETでも適切な安定化を行います。

スタンバイ・モード(STBYMD)ピンの機能

スタンバイ・モード(STBYMD)ピンにより、起動およびスタンバイ動作モードに対して複数の選択を行うことができます。このピンをグランド電位にすると、両方のコントローラのRUN/SSピンが内部でグランド・レベルに引かれ、コントローラの起動を防止し、両方のコントローラを同時にターンオフする1つの制御ピンとして機能します。このピンをオープンにしておくかコンデンサでグランドにデカップルすると、RUN/SSピンはそれぞれ内部で、各コントローラを独立してターンオンするための外部制御をイネーブルする起動電流を供給します。このピンに2V以上の電圧で3μA以上の電流を供給すると、両方のコントローラがシャット・ダウンしても、両方の内部リニア・レギュレータ(INTV<sub>CC</sub>および3.3V)がオンになります。このモードでは、内蔵の3.3Vおよび5Vリニア・レギュレータがキーボード・コントローラ

などのキープ・アライブ機能に電源を供給することができます。このピンは、設計によりラッチ「オン」パワー・スイッチやラッチ「オフ」パワー・スイッチとして使用できます。

動作周波数

LTC1628は電圧制御発振器を内蔵しています。この発振器の周波数は、2:1の範囲で変化させることができます。このピンは内部で1.19Vに自己バイアスされており、自走周波数は約220kHzです。FREQSETピンを接地すればこの周波数を約140kHzまで下げることができ、INTV<sub>CC</sub>ピンに接続すれば約310kHzにすることができます。図5に示すように、FREQSETピンは0VからINTV<sub>CC</sub>までの電圧でドライブでき、発振器周波数を固定しておいたり、変調することができます。

最小オン時間の検討

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC1628がトップMOSFETをターンオンすることができる最小時間です。これは内部タイミング遅延とトップMOSFETをターンオンするのに必要なゲート電荷の量によって決まります。低デューティ・サイクルのアプリケーションでは、この最小オン時間の制限値に接近する可能性がありますので以下の注意が必要です。

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

デューティ・サイクルが最小オン時間で適応可能な値以下になると、LTC1628はサイクル・スキップを開始します。出力電圧は連続して安定化されますが、リップル電圧とリップル電流は増加します。

LTC1628の最小オン時間は普通200ns以下です。ただし、ピーク・センス電圧が減少すると、最小オン時間は約300nsまで徐々に増加します。これは、軽負荷でリップル電流が低い強制連続アプリケーションでは、特に重要な問題です。この状況で、デューティ・サイクルが最小オン時間以下に低下した場合、相応に大きな電流および電圧リップルを伴う過大なサイクル・スキップが発生するおそれがあります。

## アプリケーション情報

### FCBピンの動作

FCBピンは2次巻線の安定化のために、あるいはロジック・レベル入力として使用できます。FCBピンが0.8V以下に低下すると連続モード動作が強制されます。連続モードの間、電流はトランスの1次側を連続して流れます。2次側巻線は、ボトム同期スイッチがオンのときにだけ電流を流します。1次負荷電流が少なく、 $V_{IN}/V_{OUT}$ 比が低いとき、あるいはそのいずれかのときには、出力コンデンサから2次側負荷に電力を伝送するための十分な時間、同期スイッチがオンにならない可能性があります。同期スイッチの通電率が十分であれば、強制連続動作によって二次巻線がサポートされます。したがって、補助巻線から電力を引き出すためにインダクタの一次側巻線から電力を引き出さなければならないという条件はFCB入力ピンにより取り除かれます。ループが連続モード動作に維持されていれば、一次側出力負荷に関係なく、補助出力から負荷電流を取り出せます。

2次側出力電圧 $V_{SEC}$ は図6aに示すように、通常トランスの巻数比 $N$ によって設定されます。

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

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

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

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

FCBピンに外部接続がない場合の誤動作を防止するために、FCBピンにはこのピンを“H”にする0.18 $\mu$ Aの内部電

流源があります。抵抗値 $R_5$ と $R_6$ を選択するときは、この電流を含めてください。

下表に、FCBピンで得られる状態を要約します：

表1.

FCBピン	条件
0V ~ 0.75	強制連続(電流反転は許容され、バーストは禁止される)
$0.85V < V_{FCB} < 4.3V$	最小ピーク電流以下ではバースト・モード動作 電流反転禁止
帰還抵抗	二次巻線の調整
>4.8V	バースト・モード動作はディスエーブル 固定周波数モードはイネーブル 電流反転禁止 最小ピーク電流無し

FLTCPLピンは、FCBピンが0.8V以下に低下したときに、第1コントローラだけを一時的に連続モードにするか、あるいは両方のコントローラを連続モードにするかを決定します。FLTCPLピンをグランドに接続すると第1コントローラだけが連続動作になり、FLTCPLピンをINTV<sub>CC</sub>に接続すると両方のコントローラが連続動作になります。

### 電圧ポジショニング

電圧ポジショニングにより、ワーストケースの過渡負荷条件下でピーク・ツー・ピーク出力電圧振幅を抑えることができます。制御ループの開ループDC利得は、最大負荷ステップ仕様に従って低減します。I<sub>TH</sub>ピンに、誤差アンプの動作電圧の中間点(または1.2V)に等しいテブナン等価電圧源をもつ抵抗分割器を接続すれば(図8参照) LTC1628に電圧ポジショニングを簡単に適用することができます。

この抵抗性負荷は、誤差アンプのリニア制御範囲を維持しながらDCループ利得を低減します。出力電圧の最大

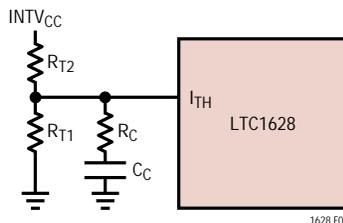


図8. LTC1628にアクティブ電圧ポジショニングを適用

## アプリケーション情報

偏差は理論的には半減できます。つまり、特定のアプリケーション用に出力容量の値を低減することもできます。デザイン・ソリューション10で、詳しく説明しています。(www.linear-tech.co.jpをご覧ください。)

### 効率の検討

スイッチング・レギュレータの効率は出力電力÷入力電力×100%で表されます。個々の損失を解析して、効率を制限する要素がどれであり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合がよくあります。効率のパーセントは次式で表すことができます。

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

ただし、L1、L2などは入力電力に対するパーセンテージで表される個々の損失です。

回路にある電力を消費するすべての部品で損失が発生しますが、LTC1628回路での損失の大半は、一般に以下の4つの要因によるものです。1) LTC1628  $V_{IN}$ 電流(3.3V内部レギュレータの負荷を含む)、2) INTV<sub>CC</sub>レギュレータ電流、3) I<sup>2</sup>R損失、および4) トップサイドMOSFET遷移損失。

1.  $V_{IN}$ 電流には次の2つの要素があります。1つは電気的特性表に記載されたDC電源電流で、MOSFETドライバと制御回路の電流を除いたものです。もう1つは3.3Vリニア・レギュレータ出力から取り出される電流です。 $V_{IN}$ 電流による損失は一般に小さな値(0.1%以下)です。

2. INTV<sub>CC</sub>電流はMOSFETドライバおよび制御回路電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが「L」から「H」、そして再び「L」に切り替わる度に、INTV<sub>CC</sub>からグラウンドに微小電荷dQが移動します。それによって生じるdQ/dtはINTV<sub>CC</sub>から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f(Q_T + Q_B)$ です。ただし、 $Q_T$ と $Q_B$ はトップサイドおよびボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。

出力から引き出されるソースからEXTV<sub>CC</sub>スイッチ入力を經由してINTV<sub>CC</sub>電源を供給すると、ドライバおよび制御回路に必要な $V_{IN}$ 電流は、(デューティ・サイクル)(効率)で計算されます。たとえば、20Vから5Vのアプリケーションでは、10mAのINTV<sub>CC</sub>電流は約2.5mAの $V_{IN}$ 電

流になります。これによって、中間電流損失が10%以上(ドライバが $V_{IN}$ から直接電源を供給されている場合)からわずかに数パーセントに減少します。

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

4. 遷移損失はトップサイドMOSFETにのみ適用され、しかも高入力電圧(通常、15V以上)で動作しているときに限って大きくなります。遷移損失は次式から推定できます。

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

銅トレースや内部バッテリー抵抗など、他の「隠れた」損失は、携帯用システムではさらに5%~10%の効率低下を生じる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失を設計段階で含めることが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、C<sub>IN</sub>がスイッチング周波数において適切な電荷蓄積と非常に低いESRをもっているようにすれば最小限に抑えることができます。25W電源は一般に20mΩ~50mΩの最大ESRをもつ最低20μF~40μFの容量のコンデンサを必要とします。LTC1628の2フェーズ・アーキテクチャでは、競合製品と比較した場合の入力容量条件は標準で半分です。デッドタイム中のショットキ導通損失やインダクタ・コア損失などのその他の損失は、一般に追加される全損失の2%以下にしかありません。

## アプリケーション情報

### 過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷過渡応答を観察すればチェックできます。スイッチング・レギュレータは、DC( 抵抗性 )負荷電流のステップに反応するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 $V_{OUT}$ は $\Delta I_{LOAD}$ ( ESR )だけシフトします。ESRは $C_{OUT}$ の等価直列抵抗です。さらに、レギュレータを電流変動に適應させ、 $V_{OUT}$ を安定状態値に復歸させる帰還誤差信号を生成する $C_{OUT}$ の充放電を開始します。この回復期間に( 安定性に問題があることを示す )過度のオーバシュートやリングングが発生しないか $V_{OUT}$ をモニターすることができます。OPTI-LOOP補償により、広範な出力容量とESR値に対して過渡応答の最適化を図ることができます。 $I_{TH}$ ピンにより制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合およびACフィルタされた閉ループ応答テスト・ポイントも提供します。このテスト・ポイントでのDCステップ、立上り時間、およびセトリングは、真に閉ループ応答を反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンと減衰係数は、このピンで見られるオーバシュートの割合を使って評価することができます。このピンの立上り時間を調べれば、帯域幅も評価できます。図1の回路に示す $I_{TH}$ ピンの外部部品は、ほとんどのアプリケーションに十分な開始点を提供します。

$I_{TH}$ の直列 $R_C$ - $C_C$ フィルタは、支配的なポールゼロ・ループ補償を設定します。これらの値は、最終的なPCレイアウトが行われ、特定の出力コンデンサのタイプと容量値を決定した後で、過渡応答を最適化するために、多少( 推奨値の0.5~2倍 )変更することができます。さまざまなタイプと値によって、ループ利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。

1 $\mu$ s~10 $\mu$ sの立上り時間を持つ全負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって出力電圧波形と $I_{TH}$ ピンの波形が発生し、それにより、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができます。現実的な負荷ステップ条件を生成する実用的な方法として、出力コンデンサの両端に直接パワー-MOSFETを接続し、適当な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流のステップによって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅以内でない場合があるため、位相マージンを決定するのにこの信号を使用することはできません。これが、帰還ループにありフィルタされ補償された制御ループ応答である $I_{TH}$ ピン信号を調べる方がよいことの原因です。ループの利得は $R_C$ を大きくすると増大し、ループの帯域幅は $C_C$ を小さくすると増大します。 $C_C$ が減少したのと同じ比率で $R_C$ を増大させると、ゼロ周波数は同じに維持され、帰還ループの最も重要な周波数範囲で、位相を同じに維持します。出力電圧のセトリング動作は、閉ループ・システムの安定性に関係し、実際の総合的な電源性能を実証します。

次に、大容量( 1 $\mu$ F以上 )電源バイパス・コンデンサをもつ負荷をスイッチングして接続すると、さらに大きな過渡が発生します。放電したバイパス・コンデンサは実質的に $C_{OUT}$ と並列になるため、 $V_{OUT}$ の電圧は急速に降下します。負荷のスイッチの抵抗が低く、しかも瞬間的にドライブされると、どんなレギュレータでも出力電圧の急激な変化を防止するだけ素早く電流供給を変えることができません。 $C_{LOAD}$ 対 $C_{OUT}$ の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立上り時間を制御して、負荷の立上り時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限しなければなりません。したがって、10 $\mu$ Fコンデンサでは250 $\mu$ sの立上り時間が必要となり、充電電流は約200mAに制限されます。

## アプリケーション情報

自動車分野での検討事項：  
シガレット・ライターへの接続

バッテリー駆動デバイスを車載用として使用するようになると、シガレット・ライターから電源をとってバッテリーを節約するだけでなく、動作中にバッテリー・パックの再充電までもやっけてしまおうと思うのは当然といえます。しかし、接続する前に、以下の点に注意してください。まず、最悪の電源に差し込んでいるということです。自動車のメイン・パワー・ラインは、負荷の急激な変化、バッテリーの逆接続、ダブル・バッテリーなど、多くの好ましくない過渡電位を発生させる温床です。

バッテリー・ケーブルがゆるいと負荷の急激な変化が生じます。ケーブルの接続が絶たれると、オルタネータのフィールドが崩壊して、減衰するのに数100msを要する60Vもの正の高電圧スパイクが発生する可能性があります。

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

図9に示す回路は、自動車のパワー・ラインの故障からDC/DCコンバータを保護する最も簡単な方法です。直列ダイオードはバッテリーの逆接続中に電流が流れるのを防止し、過渡サプレッサは負荷の切り替え中に、入力電圧をクランプします。過渡サプレッサはダブルバッテリー動作時には導通すべきではありませんが、入力電圧はコンバータのブレイクダウン電圧以下へクランプしていなければなりません。LT1628の最大入力電圧は36Vですが、ほとんどのアプリケーションはMOSFETのBVDSにによって30Vに制限されています。

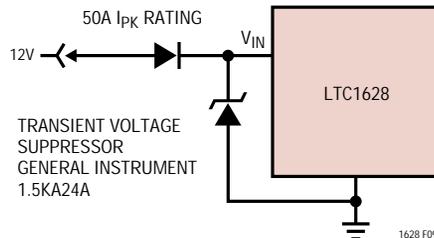


図9. 車載用アプリケーションの保護

## アプリケーション情報

## 設計例

1チャンネルの場合の設計例として、 $V_{IN} = 12V$  (標準)、 $V_{IN} = 22V$  (最大)、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、 $I_{MAX} = 5A$ 、 $f = 300kHz$ と仮定します。

まず、30%リップル電流を想定し、これに基づいてインダクタンス値を選択します。リップル電流の最大値は、最大入力電圧で発生します。300kHz動作の場合はFREQSETピンをINTV<sub>CC</sub>ピンに接続してください。30%のリップル電流での最小インダクタンスは、次式のとおりです。

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

4.7μHのインダクタの場合には23%のリップル電流が生じ、3.3μHの場合には33%となります。インダクタ値が3.3μHの場合、ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の半分を加えた値(つまり5.84A)になります。リップル電流を増やすと、200nsの最小オン時間に違反しないようにするのもも寄与します。最小オン時間は以下のとおり最大 $V_{IN}$ で発生します：

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

$R_{SENSE}$  抵抗値は、最大電流センス電圧仕様を使い、許容差を考慮して計算することができます。

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

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

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

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

トップサイドMOSFETでの電力消費は容易に推定できます。Siliconix Si4412DYを選択した場合、 $R_{DS(ON)} = 0.042$ 、 $C_{RSS} = 100pF$ です。 $\tau$  (推定値) = 50 での最大入力電圧では：

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

グラウンドへの短絡によって、以下のフォールド・バック電流が流れます。

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

ここで、 $R_{DS(ON)}$ は標準値、また  $\tau = (0.005/ ) (20) = 0.1$ です。ボトムMOSFETでの電力消費は以下のとおりです。

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

これは最大負荷状態での値以下です。

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

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

## アプリケーション情報

## PCボード・レイアウト・チェックリスト

PCボードをレイアウトするときには、以下のチェックリストを使用してLTC1628が正しく動作するように配慮しなければなりません。これらの項目は図10のレイアウト図にもイラストで示してあります。図11に連続モードで動作している2フェーズ同期レギュレータの各部における電流波形を示します。レイアウトで以下の項目をチェックしてください。

1. トップNチャンネルMOSFET M1およびM3は、 $C_{IN}$ でドレイン接続が共通で、互いの距離が1cm以内になっているか？ 大きな共振ループを生じる可能性があるため、2つのチャンネルの入力デカップリングを分割しないでください。

2. 信号グランドとパワー・グランドが分離されているか？ LTC1628の信号グランド・ピンと $C_{INTVCC}$ のグランド・リターンを結合して、一点にまとめられた $C_{OUT}$ の(-)端子にリターンしなければなりません。トップNチャンネルMOSFET、ショットキ・ダイオード、および $C_{IN}$ コンデンサで形成される経路は、リード長およびPCトレース長が短くなければなりません。コンデンサを互いに隣接して配置し、出力コンデンサの(-)端子と入力コンデンサの(-)端子を可能な限り近づけて接続してください。また、上記のショットキ・ループから離してください。

3. LTC1628の各 $V_{OSENSE}$ ピンの抵抗分割器を各 $C_{OUT}$ の(+)端子に接続しているか？ 抵抗分割器を $C_{OUT}$ の(+)端子と

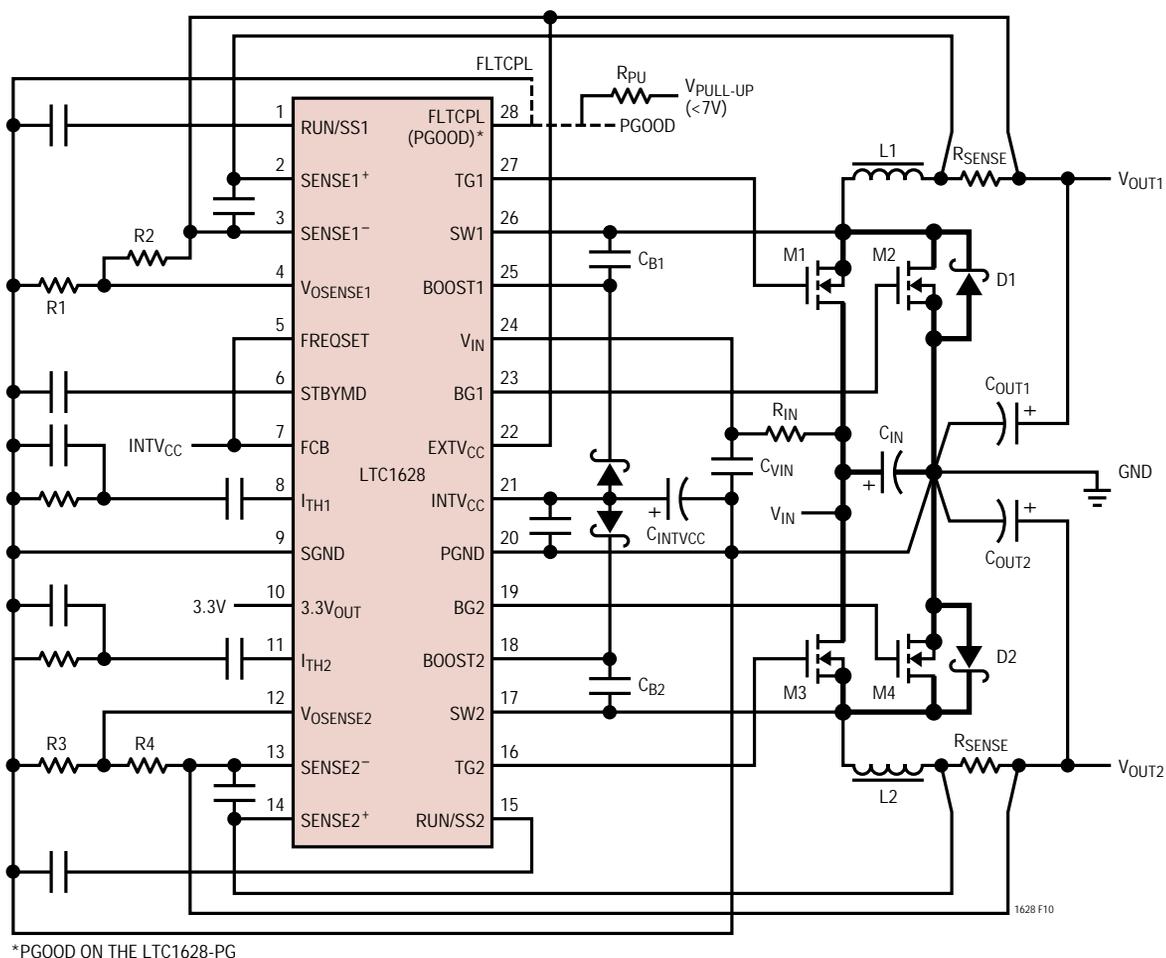


図10. LTC1628の推奨PCボードレイアウト図

## アプリケーション情報

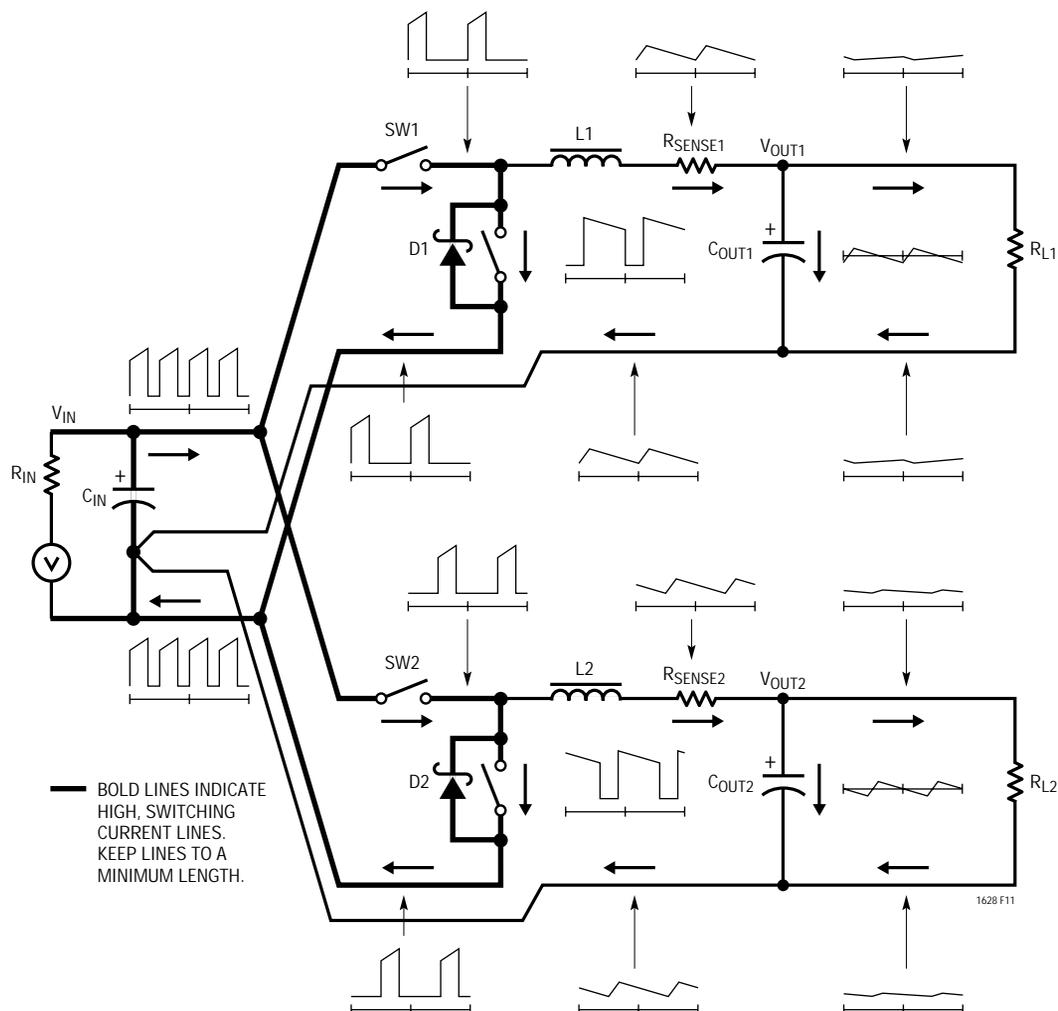


図11. 各部の電流波形

信号グラウンドの間に接続し、LTC1628 SGNDピンのできる限り近くに小容量の $V_{\text{OSENSE}}$ デカップリング・コンデンサを接続しなければなりません。R2とR4は入力コンデンサからの大電流入力部に沿って接続しないでください。

4. SENSE<sup>-</sup>およびSENSE<sup>+</sup>リードが、最小PCトレース間隔で一緒に配線されているか？SENSE<sup>+</sup>とSENSE<sup>-</sup>の間のフィルタ・コンデンサは、できる限りIC近くに配置しなければなりません。SENSE抵抗でのケルビン接続による精密な電流検知を行います。

5. INTV<sub>CC</sub>デカップリング・コンデンサがINTV<sub>CC</sub>ピンとパワー・グラウンド・ピンの間に、ICの近くで接続されて

いるか？このコンデンサにはMOSFETドライバのピーク電流が流れます。INTV<sub>CC</sub>ピンとPGNDピンに隣接してさらに1個の1 $\mu$ Fセラミック・コンデンサを配置すれば、ノイズ性能を大幅に改善できます。

6. スイッチング・ノード(SW1、SW2)、トップ・ゲート・ノード(TG1、TG2)、およびブースト・ノード(BOOST1、BOOST2)を敏感な小信号ノード、特に反対側のチャンネルの電圧センス帰還ピンおよび電流センス帰還ピンから遠ざけてください。これらすべてのノードには、非常に大きく高速に移動する信号があるので、LTC1628の「出力側」にし、PCトレース面積を最小限にしなければなりません。

## アプリケーション情報

7. 改良型の「スター・グランド」手法を使用します。スター・グランドとは、入力および出力コンデンサと同じPCボード側にある、低インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点に、INTV<sub>CC</sub>デカップリング・コンデンサのボトム側、電圧帰還抵抗分割器のボトム、およびICのSGNDピンを接続したものです。

### PCボード・レイアウトのデバッグ

1つのコントローラから取りかかってください。回路をテストするとき、DC-50MHzの電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすれば助けになります。出力スイッチング・ノード(SWピン)をモニタしてオシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧も調べてください。アプリケーションで予測される動作電圧および電流範囲での適切な性能をチェックします。ドロップアウト電圧までの入力電圧範囲にわたって、さらに出力負荷が低電流動作スレッシュホールド(標準でバースト・モード動作での最大設計電流レベルの10%~20%)以下に低下するまで動作周波数を維持しなければなりません。

デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計された低ノイズのPCBにおいてサイクル単位で維持する必要があります。低調波レートでのデューティ・サイクルの変動は、電流センス入力または電圧センス入力でのノイズをピックアップしているか、あるいはループ補償が不適当であることを示唆しています。レギュレータの帯域幅の最適化が必要ない場合は、ループの過補償を用いてPCレイアウトの不備を補うことができます。各コントローラの個々の性能をチェックした後でのみ、両方のコントローラを同時にターンオンしてください。特に動作に問題のある領域は、他のチャンネルがトップMOSFETをターンオンしているときに、一方のコントローラ・チャンネルが電流コンパレータのトリップ点に近づいているときです。これは内部クロックの位相同期のために、いずれかのチャンネルでデューティ・サイクルが50%付近のときに発生し、小さなデューティ・サイクル・ジッタを引き起こす可能性があります。

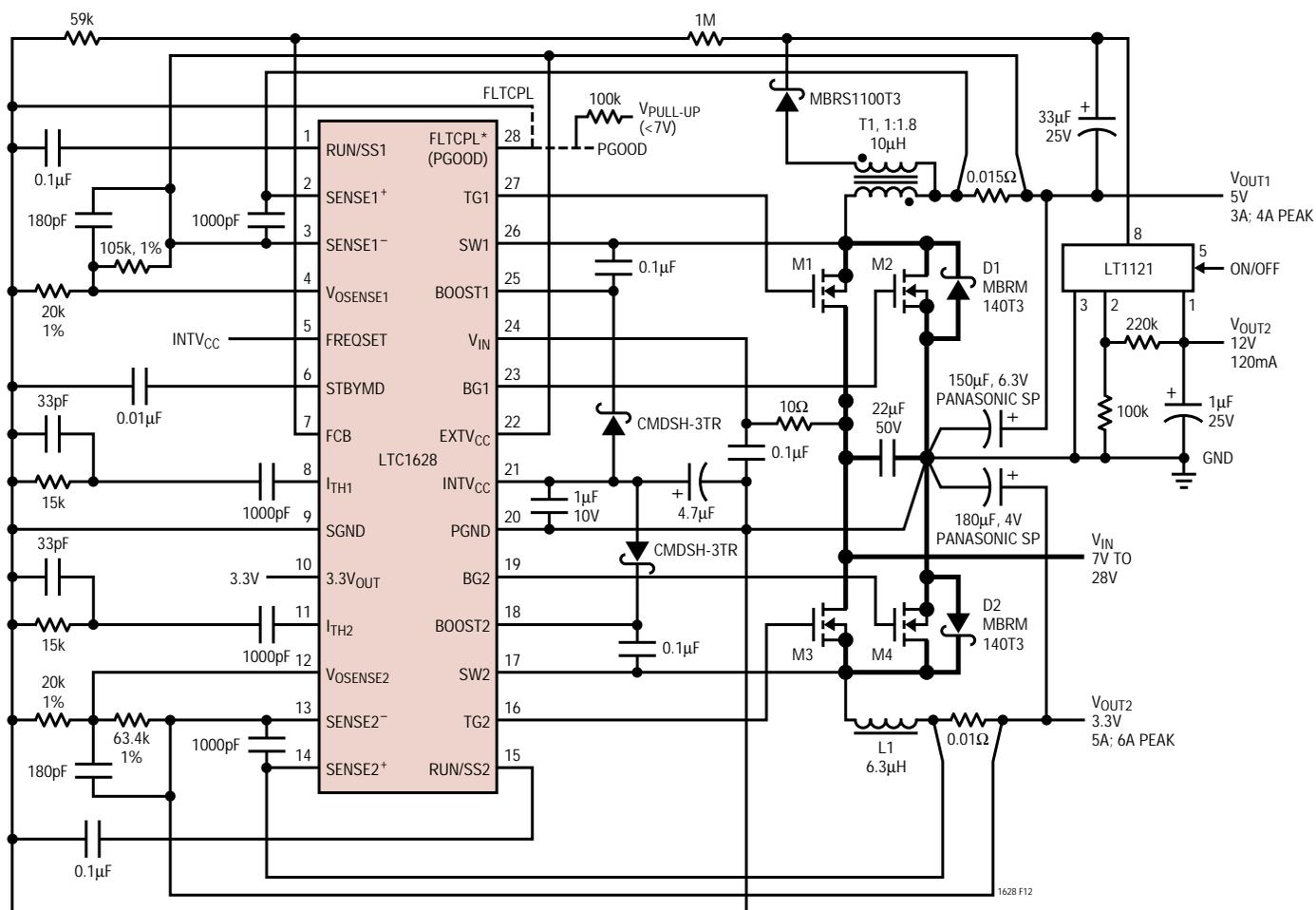
短絡テストを実施して適切な過電流ラッチオフを検証するか、あるいはV<sub>IN</sub>からの抵抗により5 $\mu$ AをRUN/SSピンに供給して短絡ラッチオフが起こらないようにすることができます。

V<sub>IN</sub>を標準レベルから低下させて、ドロップアウト時のレギュレータ動作を検証します。さらにV<sub>IN</sub>を低下させ、出力をモニタして動作を確認することによって、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

出力電流が大きいとき、あるいは入力電圧が高いときにしか問題がないかどうか調べてください。入力電圧が高くかつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TGおよび可能性としてBGの各接続と敏感な電圧ピンおよび電流ピン間の容量性結合を調べてください。電流センス・ピン間のコンデンサは、ICのピンの間近に配置する必要があります。このコンデンサは、高周波容量結合による差動ノイズの混入の影響を抑えるのに有効です。入力電圧が低くかつ電流出力負荷が高いときに問題が起こる場合は、C<sub>IN</sub>、ショットキ、およびトップMOSFET部品と電流に敏感なトレースおよび電圧センス・トレース間の誘導結合を調べます。さらに、これらの部品とICのSGNDピン間の共通グランド経路の電圧ピックアップも調べてください。

電流センス・リードを逆方向に接続した場合、その他の点でスイッチング・レギュレータが正しく動作するため見逃すおそれのある厄介な問題が生じます。このような不適切な接続状態でも出力電圧は維持されますが、電流モード制御の利点は実現されません。電圧ループの補償は、部品選択に対してさらに敏感です。これは、電流センス抵抗を一時的に短絡して調べることができます。センス抵抗を短絡してもレギュレータは出力電圧の制御を維持しますので問題ありません。

## 標準の応用例

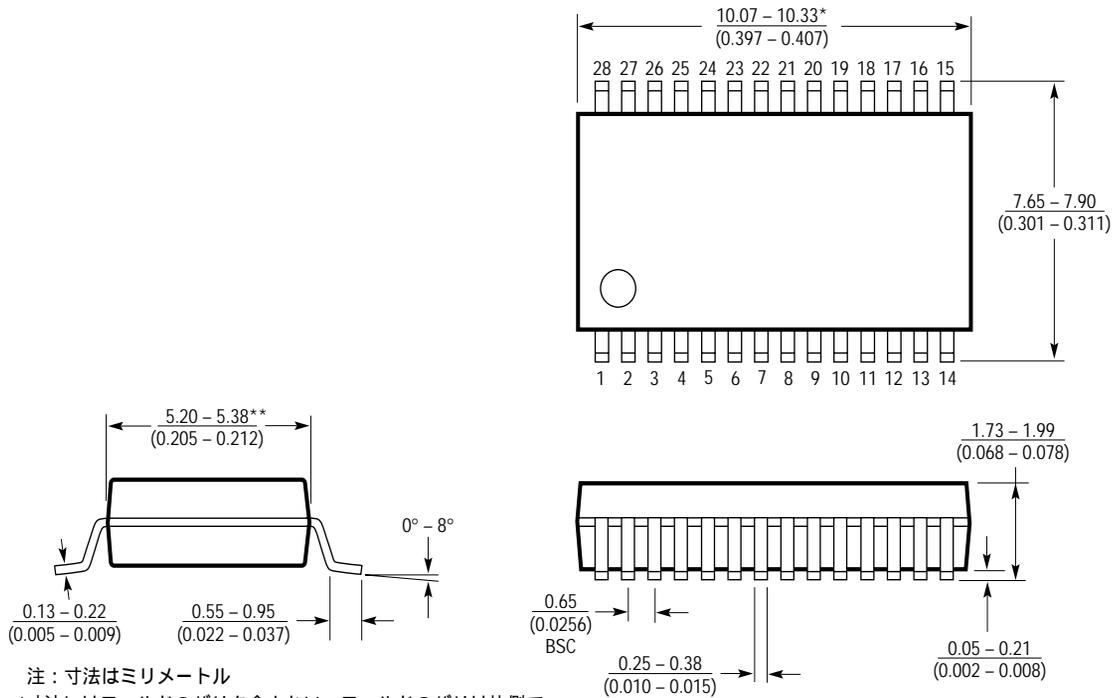


$V_{IN}$ : 7V TO 28V  
 $V_{OUT}$ : 5V, 3A/3.3V, 6A, 12V, 150mA  
 SWITCHING FREQUENCY = 300kHz  
 M1, M2, M3, M4: NDS8410A  
 L1: SUMIDA CEP123-6R3MC  
 T1: 10µH 1:1.8 — DALE LPE6562-A262 GAPPED E-CORE OR BH ELECTRONICS #501-0657 GAPPED TOROID

図12. LTC1628高効率、低ノイズ5V/3A、3.3V/5A、12V/120mAレギュレータ

パッケージ 注記がない限り、寸法はインチ(ミリメートル)

Gパッケージ  
28リード・プラスチックSSOP(0.209)  
(LTC DWG # 05-08-1640)



注：寸法はミリメートル

\*寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは片側で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。リード間のバリは片側で0.254mm (0.010")を超えないこと。

G28 SSOP 1098

