

## デュアル、2相降圧コントローラ トラッキング機能付き

### 特長

- デュアルの180度位相コントローラにより、必要な入力容量と電源によるノイズを低減
- 両出力のトラッキング
- 固定周波数電流モード制御
- 広い $V_{IN}$ 範囲: 4.5V~28Vで動作
- パワーグッド出力電圧インジケータ
- 調節可能なソフトスタート電流ランプ
- フォールドバック出力電流制限  
-起動時はディスエーブルされる
- ソフトスタートのあいだ逆電流なし
- 3、4、6フェーズ動作のクロック出力
- デュアルNチャンネルMOSFET同期ドライブ
- 出力電圧精度:  $\pm 1\%$
- フェーズロック可能な固定周波数: 260kHz~550kHz
- OPTI-LOOP<sup>®</sup>補償により $C_{OUT}$ を最小化
- 非常に低いドロップアウト動作: 99%デューティ・サイクル
- 出力過電圧保護
- 小型28ピンSSOPパッケージと5mm×5mm QFNパッケージ

### アプリケーション

- テレコム・インフラストラクチャ
- ASIC用電源
- 産業用装置

### 概要

LTC<sup>®</sup>3828は、すべてNチャンネルの同期パワーMOSFET段をドライブする高性能なデュアル降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最高550kHzまでのフェーズロック可能な周波数を使えます。TRCKSSピンはソフトスタートとトラッキングの両機能を備えています。2つ以上の電圧をトラッキングする必要があるアプリケーションでは、複数のLTC3828をデジチェーン接続することができます。

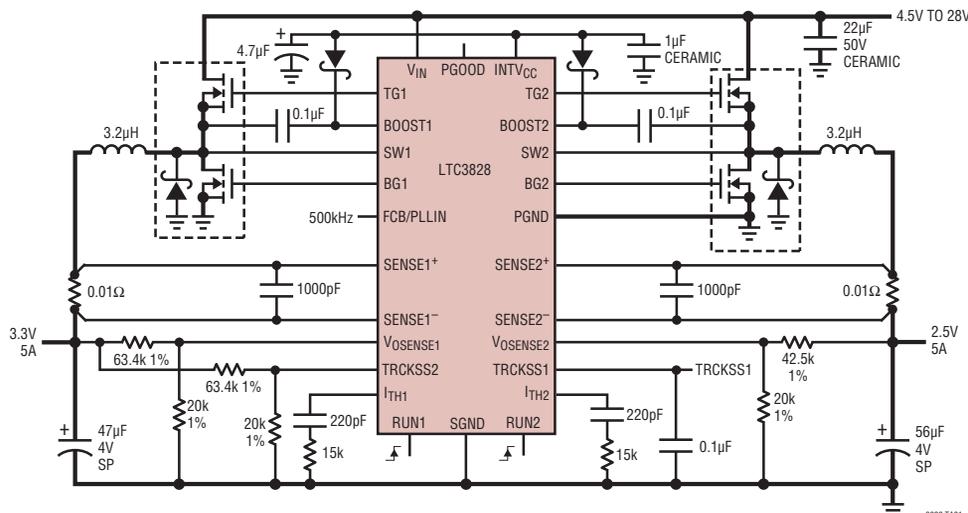
OPTI-LOOP補償により、広い範囲の出力容量とESRの値に対して過渡応答を最適化することができます。高精度0.8Vリファレンスとパワーグッド出力インジケータは4.5V~28V(最大30V)の広い入力電源範囲に対応しており、あらゆる種類のバッテリーに対応しています。

2つのRUNピンはそれぞれのチャンネルを独立にコントロールします。FCB/PLLINピンは、Burst Mode<sup>®</sup>動作、スキップサイクル・モードおよび連続電流モードのどれかを選択します。電流フォールドバックは短絡状態のあいだMOSFETの電力消費を制限します。逆電流機能と電流フォールドバック機能はソフトスタートのあいだディスエーブルされます。

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

### 標準的応用例

トラッキング機能付き高効率デュアル2.5V/3.3V降圧コンバータ



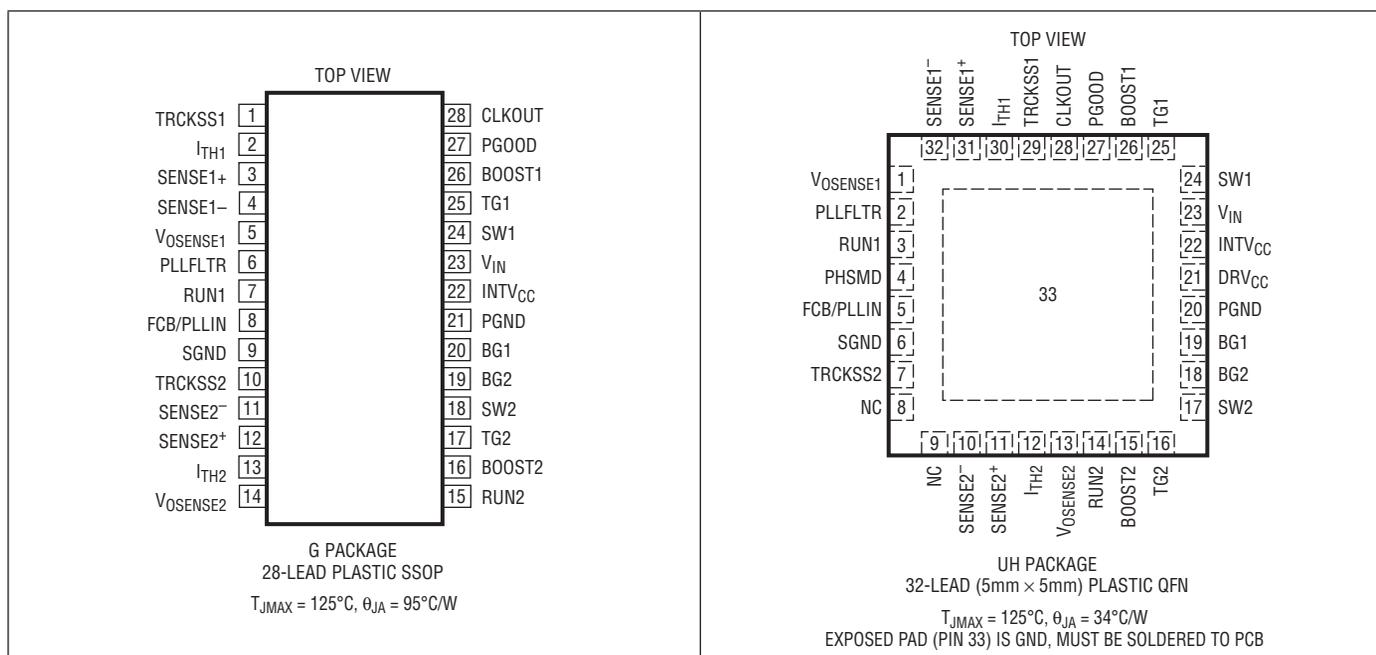
# LTC3828

## 絶対最大定格 (Note 1)

入力電源電圧 (VIN) .....	30V~-0.3V
上側ドライバ電圧 BOOST1、BOOST2 .....	36V~-0.3V
スイッチ電圧 (SW1、SW2) .....	30V~-5V
INTV <sub>CC</sub> 、DRV <sub>CC</sub> 、RUN1、RUN2、(BOOST1-SW1)、 (BOOST2-SW2) .....	7V~-0.3V
SENSE1 <sup>+</sup> 、SENSE2 <sup>+</sup> 、SENSE1 <sup>-</sup> 、 SENSE2 <sup>-</sup> の電圧 .....	(1.1)INTV <sub>CC</sub> ~-0.3V
FCB/PLLIN、PLLFLTR、CLKOUT、 PHSMDの電圧 .....	INTV <sub>CC</sub> ~-0.3V
TRCKSS1、TRCKSS2 .....	INTV <sub>CC</sub> ~-0.3V

PGOOD .....	5.5V~-0.3V
I <sub>TH1</sub> 、I <sub>TH2</sub> 、VOSENSE1、VOSENSE2の電圧 .....	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 (Note 8) .....	50mA
動作温度範囲 (Note 7) LTC3828E .....	-40°C~85°C
接合部温度 (Note 2) .....	125°C
保存温度範囲 .....	-65°C~125°C
リフロー・ピーク・ボディ温度 (UHパッケージ) .....	260°C
リード温度 (半田付け、10秒) Gパッケージ .....	300°C

## ピン配置



## 発注情報

鉛フリー仕様	テープアンドリール	製品マーキング	パッケージ	温度範囲
LTC3828EG#PBF	LTC3828EG#TRPBF	LTC3828EG	28-Lead Plastic SSOP	-40°C to 85°C
LTC3828EUH#PBF	LTC3828EUH#TRPBF	3828	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 85°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。  
非標準の鉛ベース仕様の製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。  
鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。  
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

## 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 $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN1,2} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>Main Control Loops</b>						
$V_{\text{OSENSE1,2}}$	Regulated Feedback Voltage	(Note 3); $I_{\text{TH1,2}}$ Voltage = 1.2V	● 0.792	0.800	0.808	V
$I_{\text{VOSENSE1,2}}$	Feedback Current	(Note 3)		±5	±50	nA
$V_{\text{REFLNREG}}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 4.6\text{V}$ to 28V (Note 3)		0.002	0.02	%/V
$V_{\text{LOADREG}}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 3) Measured in Servo Loop; $\Delta I_{\text{TH}}$ Voltage = 1.2V to 0.7V Measured in Servo Loop; $\Delta I_{\text{TH}}$ Voltage = 1.2V to 2.0V	● ●	0.1 -0.1	0.5 -0.5	% %
$g_{m1,2}$	Transconductance Amplifier $g_m$	$I_{\text{TH1,2}} = 1.2\text{V}$ ; Sink/Source 5 $\mu\text{A}$ ; (Note 3)		1.3		mmho
$g_{m\text{GBW1,2}}$	Transconductance Amplifier GBW	$I_{\text{TH1,2}} = 1.2\text{V}$ ; (Note 3)		3		MHz
$I_Q$	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	(Note 4) $V_{\text{OUT1}} = 5\text{V}$ $V_{\text{RUN/SS1,2}} = 0\text{V}$		2 20	3 100	mA $\mu\text{A}$
$V_{\text{FCB}}$	Forced Continuous Threshold		● 0.76	0.800	0.84	V
$I_{\text{FCB}}$	Forced Continuous Pin Current	$V_{\text{FCB}} = 0.85\text{V}$	-0.50	-0.18	-0.1	$\mu\text{A}$
$V_{\text{BINHIBIT}}$	Burst Inhibit (Constant Frequency) Threshold	Measured at FCB pin		4.3	4.8	V
$UVLO$	Undervoltage Lockout	$V_{IN}$ Ramping Down	●	3.5	4	V
$V_{\text{OVL}}$	Feedback Overvoltage Lockout	Measured at $V_{\text{OSENSE1,2}}$	● 0.84	0.86	0.88	V
$I_{\text{SENSE}}$	Sense Pins Total Source Current	(Each Channel); $V_{\text{SENSE1}^-, 2^-} = V_{\text{SENSE1}^+, 2^+} = 0\text{V}$	-90	-65		$\mu\text{A}$
$DF_{\text{MAX}}$	Maximum Duty Factor	In Dropout	98	99.4		%
$I_{\text{TRCKSS1,2}}$	Soft-Start Charge Current	$V_{\text{TRCKSS1,2}} = 0.2\text{V}$	0.5	1.2		$\mu\text{A}$
$V_{\text{RUN1,2 ON}}$	RUN Pin ON Threshold	$V_{\text{RUN1}}, V_{\text{RUN2}}$ Rising	1.0	1.5	2.0	V
$V_{\text{SENSE(MAX)}}$	Maximum Current Sense Threshold	$V_{\text{OSENSE1,2}} = 0.7\text{V}, V_{\text{SENSE1}^-, 2^-} = 5\text{V}$ $V_{\text{OSENSE1,2}} = 0.7\text{V}, V_{\text{SENSE1}^-, 2^-} = 5\text{V}$	● 62 60	75 75	85 88	mV mV
$TG_{1,2}$ tr	TG Transition Time: Rise Time	(Note 5) $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$		55	100	ns
$TG_{1,2}$ tf			Fall Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$	55	100
$BG_{1,2}$ tr	BG Transition Time: Rise Time	(Note 5) $C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$		65	120	ns
$BG_{1,2}$ tf			Fall Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$	55	100
$TG/BG$ $t_{1D}$	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ Each Driver		60		ns
$BG/TG$ $t_{2D}$	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{\text{LOAD}} = 3300\text{pF}$ Each Driver		80		ns
$t_{\text{ON(MIN)}}$	Minimum On-Time	Tested with a Square Wave (Note 6)		120		ns
<b>INTV<sub>CC</sub> Linear Regulator</b>						
$V_{\text{INTVCC}}$	Internal $V_{\text{CC}}$ Voltage	$6\text{V} < V_{IN} < 30\text{V}$	4.8	5.0	5.2	V
$V_{\text{LDO INT}}$	INTV <sub>CC</sub> Load Regulation	$I_{\text{CC}} = 0\text{mA}$ to 20mA		0.2	2.0	%
<b>Oscillator and Phase-Locked Loop</b>						
$f_{\text{NOM}}$	Nominal Frequency	$V_{\text{PLLFLTR}} = 1.2\text{V}$	360	400	440	kHz
$f_{\text{LOW}}$	Lowest Frequency	$V_{\text{PLLFLTR}} = 0\text{V}$	230	260	290	kHz
$f_{\text{HIGH}}$	Highest Frequency	$V_{\text{PLLFLTR}} \geq 2.4\text{V}$	480	550	590	kHz
$I_{\text{PLLFLTR}}$	Phase Detector Output Current Sinking Capability Sourcing Capability	$V_{\text{PLLFLTR}} = 1.2\text{V}$ $f_{\text{PLLIN}} < f_{\text{NOM}}$ $f_{\text{PLLIN}} > f_{\text{NOM}}$		-17 17		$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$

## 電気的特性

●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN1,2} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>PGOOD Output</b>						
$V_{PGL}$	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
$I_{PGOOD}$	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5\text{V}$			$\pm 1$	$\mu\text{A}$
$V_{PG}$	PGOOD Trip Level, Either Controller	$V_{OSENSE}$ with Respect to Set Output Voltage $V_{OSENSE}$ Ramping Down $V_{OSENSE}$ Ramping Up	-6 6	-7.5 7.5	-9.5 9.5	% %

**Note 1:** 絶対最大定格に記載された値を超えるストレスはデバイスに永続的損傷を与える可能性がある。長期にわたって絶対最大定格条件に曝すと、デバイスの信頼性と寿命に悪影響を与える可能性がある。

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

$$\text{LTC3828UH: } T_J = T_A + (P_D \cdot 34^\circ\text{C/W})$$

$$\text{LTC3828G: } T_J = T_A + (P_D \cdot 95^\circ\text{C/W})$$

**Note 3:** このICは帰還ループを使って $V_{TH1,2}$ 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電源電流は増える。「アプリケーション情報」を参照。

**Note 5:** 立上り時間と立下り時間は10%と90%のレベルを使用して測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

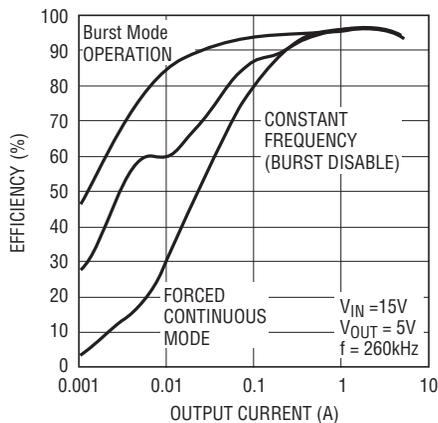
**Note 6:** 最小オン時間の条件は、 $I_{MAX}$ の40%以上のインダクタ・ピーク-ピーク間リップル電流で規定される（「アプリケーション情報」セクションの最小オン時間の検討事項を参照）。

**Note 7:** LTC3828Eは、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されているように、 $-40^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の動作温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。

**Note 8:** このパラメータは設計によって保証されている。

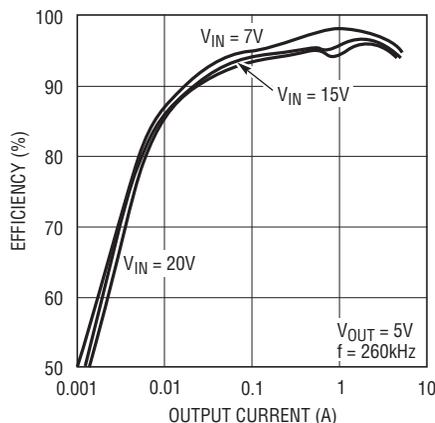
## 標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率と出力電流およびモード (図14)



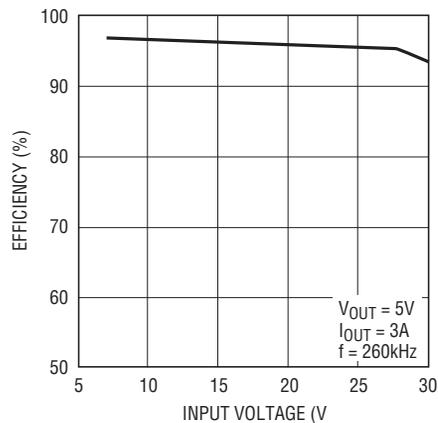
3828 G01

効率と出力電流 (図14)



3828 G02

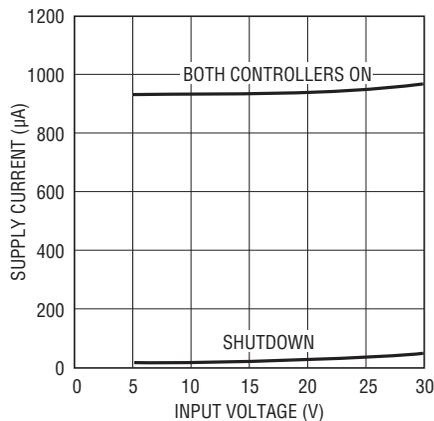
効率と入力電圧 (図14)



3828 G03

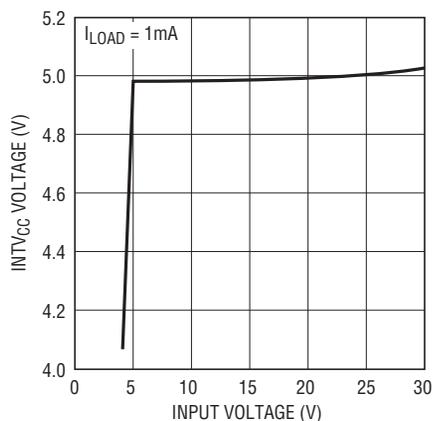
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

電源電流と入力電圧(図14)



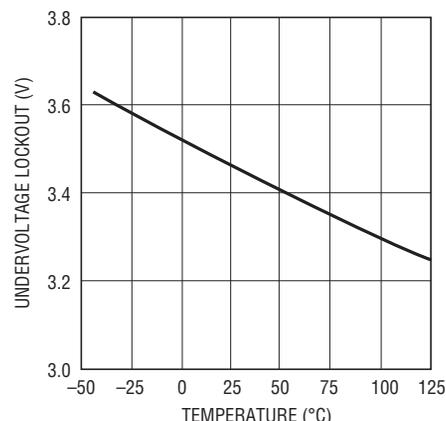
3828 G04

内部5V LDOライン・レギュレーション



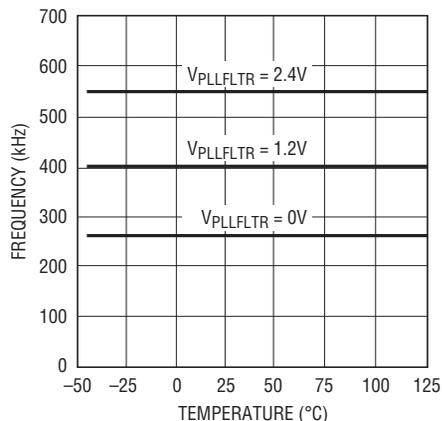
3828 G05

低電圧ロックアウトと温度



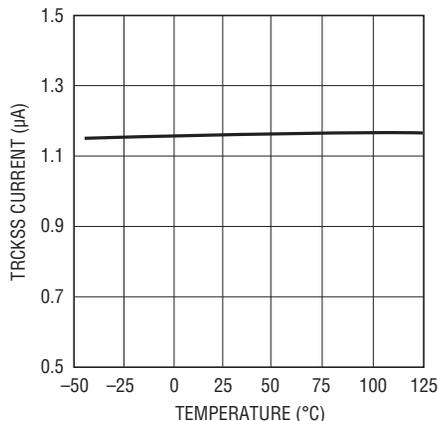
3828 G06

発振器周波数と温度



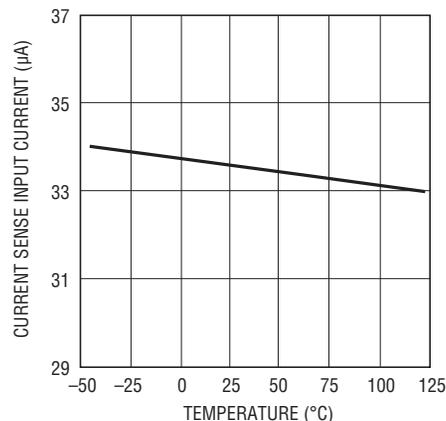
3828 G07

TRCKSS電流と温度



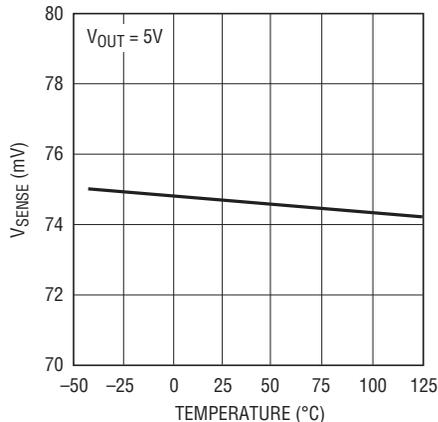
3828 G08

電流センス・ピンの入力電流と温度



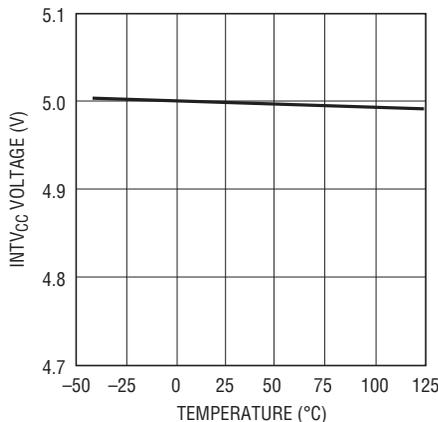
3828 G09

最大電流センス・スレッシュホールドと温度



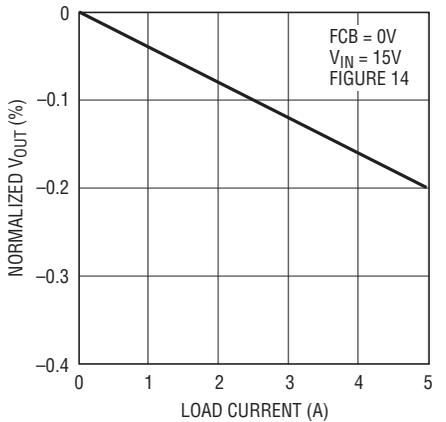
3828 G10

INTVCC電圧と温度



3828 G11

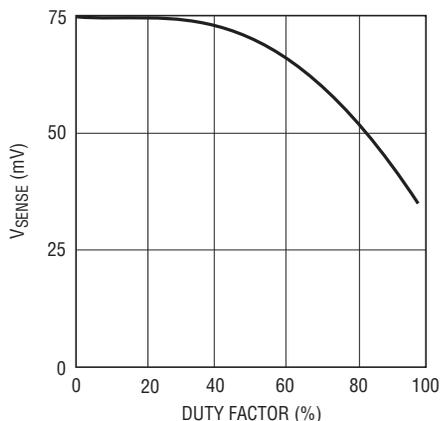
ロードレギュレーション



3828 G12

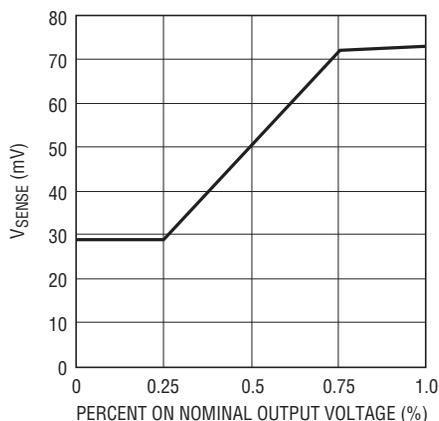
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

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



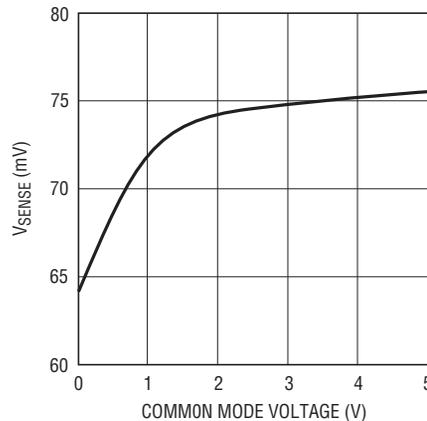
3828 G13

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



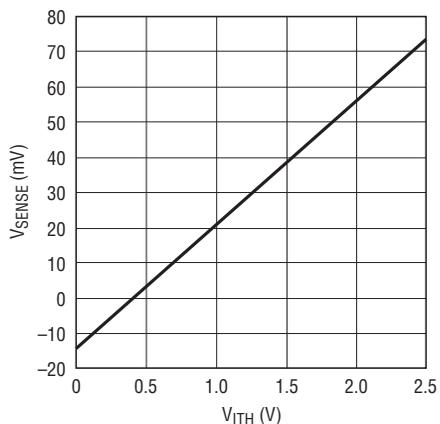
3828 G14

最大電流センス・スレッシュォルドとセンス同相電圧



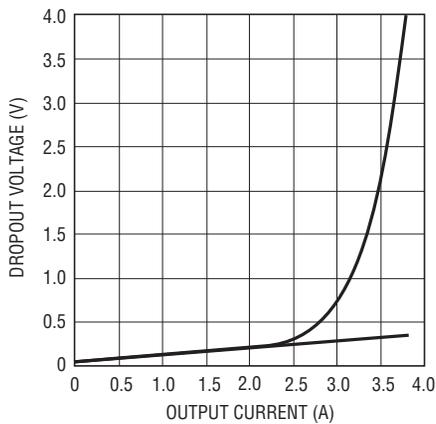
3828 G15

電流センス・スレッシュォルドと  $I_{TH}$  電圧



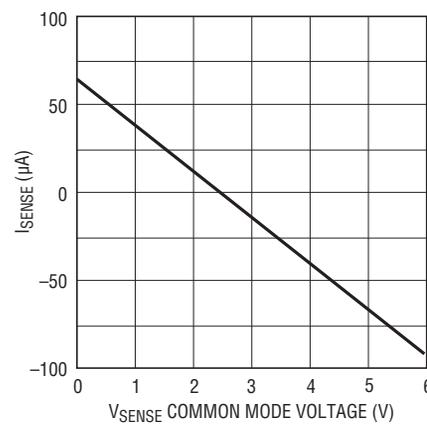
3828 G16

ドロップアウト電圧と出力電流 (図14)



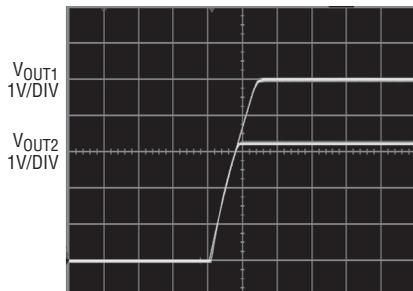
3828 G17

SENSEピンの全ソース電流



3828 G18

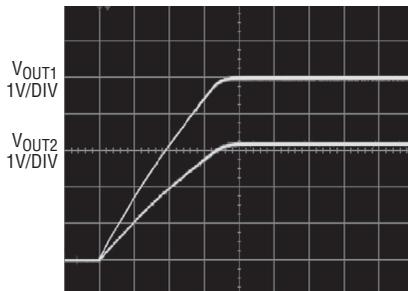
ソフトスタート: (図14、同時トラッキング)



$V_{IN} = 12\text{V}$   
 $V_{OUT1} = 5\text{V}$   
 $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$

3828 G19

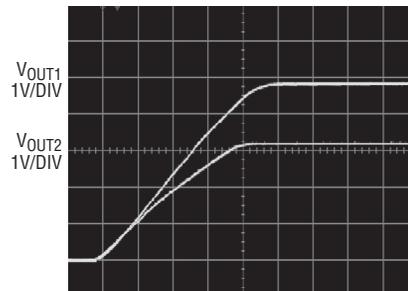
ソフトスタート: (図14、レシオメトリック・トラッキング)



$V_{IN} = 12\text{V}$   
 $V_{OUT1} = 5\text{V}$   
 $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$

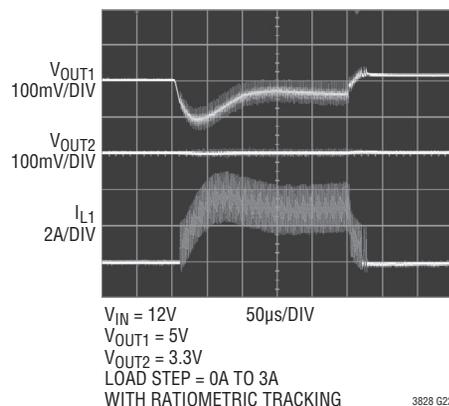
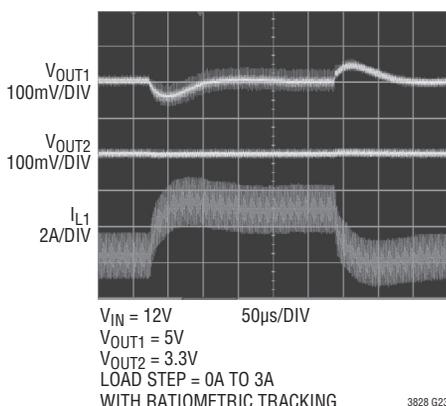
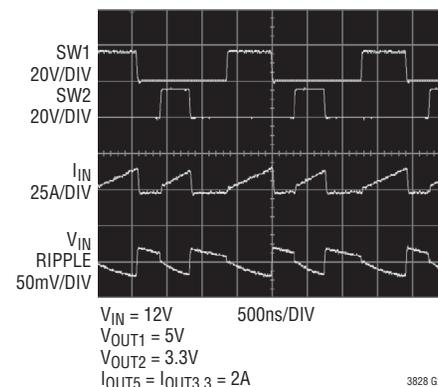
3828 G20

ソフトスタート: (図14、内部ソフトスタート)

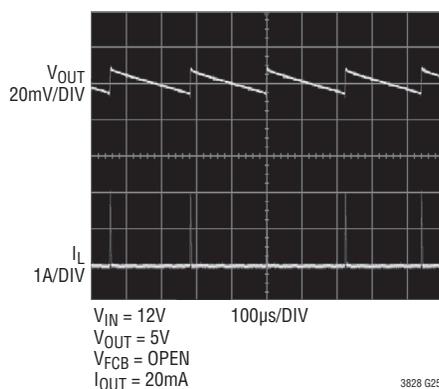
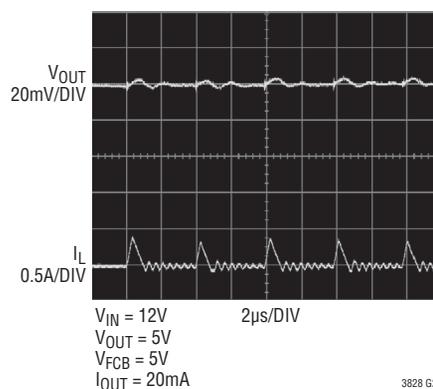


$V_{IN} = 12\text{V}$   
 $V_{OUT1} = 5\text{V}$   
 $V_{OUT2} = 3.3\text{V}$

3828 G21

標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。負荷ステップ:  
バースト・モード動作 (図14)負荷ステップ:  
連続モード (図14)入力ソース/コンデンサの  
瞬時電流 (図14)

バースト・モード動作 (図14)

固定周波数(バースト・モードは  
禁止)動作 (図14)

## ピン機能 (SSOP/QFN)

**$I_{TH1}$ 、 $I_{TH2}$  (ピン2、13/ピン30、12)**: 誤差アンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償ポイント。対応する各チャネルの電流コンパレータのトリップ点は、この制御電圧に応じて増加します。

**PHSM (ピン4、QFNのみ)**: コントローラ1、コントローラ2およびクロックアウト信号の位相関係を決める位相セクタへの制御入力。

**$V_{OSENSE1}$ 、 $V_{OSENSE2}$  (ピン5、14/ピン1、13)**: 誤差アンプの帰還入力。出力に接続された外部抵抗分割器から、各コントローラへのリモート・センス帰還電圧を受け取ります。

**PLLFLTR (ピン6/ピン2)**: フェーズロック・ループのフィルタ接続。代わりに、このピンを外部のACまたはDCの電圧源を使ってドライブして、内部発振器の周波数を変化させることができます。

**FCB/PLLIN (ピン8/ピン5)**: 強制連続制御入力および位相検出器への外部同期入力。このピンを0.8Vより下に引き下げると、連続同期動作が強制されます。外部同期クロック信号を与えると、LTC3828は外部クロックに同期します。

## ピン機能 (SSOP/QFN)

**SGND (ピン9/ピン6)** : 小信号グランド。両方のコントローラに共通で、このピンはC<sub>OUT</sub>コンデンサの共通(-)端子に接続される大電流グランドとは別に配線する必要があります。

**TRCKSS2、TRCKSS1 (ピン10、1/ピン7、29)** : ソフトスタートと出力電圧トラッキングの入力。1つのチャンネルが2つの出力のマスタになるように構成されていると、このピンからグランドに接続したコンデンサによりランプ・レートが設定されます。スレーブ・チャンネルは抵抗分割器を使ってマスタ・チャンネルのV<sub>FB</sub>電圧を再現し、その電圧を自己のトラッキング・ピンに与えることにより、マスタ・チャンネルの出力をトラッキングします。内部1.2μAソフトスタート電流がこれらのピンを常に充電しています。

**SENSE2<sup>-</sup>、SENSE1<sup>-</sup> (ピン11、4/ピン10、32)** : 差動電流コンパレータの(-)入力。

**SENSE2<sup>+</sup>、SENSE1<sup>+</sup> (ピン12、3/ピン11、31)** : 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>と組み合わせられた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。

**RUN2、RUN1 (ピン15、7/ピン14、3)** : 実行制御入力。RUNピンを1Vより下に強制すると、その特定のチャンネルに必要な回路がシャットダウンされます。これらのRUNピンを2Vより上に強制すると、デバイスがオンします。

**BOOST2、BOOST1 (ピン16、26/ピン15、26)** : 上側のフローティング・ドライバへのブートストラップされた電源。コンデンサをブースト・ピンとスイッチ・ピン間に接続し、ショットキー・ダイオードをブースト・ピンとINTV<sub>CC</sub>ピン間に接続します。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。

**TG2、TG1 (ピン17、25/ピン16、25)** : トップNチャンネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらはフローティング・ドライバの出力で、電圧振幅はスイッチ・ノード電圧SWの上にINTV<sub>CC</sub>-0.5Vを重ねた電圧に等しくなります。

**SW2、SW1 (ピン18、24/ピン17、24)** : インダクタに接続するスイッチ・ノード。これらのピンの電圧振幅は(外部)ショットキー・ダイオードの電圧降下分だけグランドより低い電圧からV<sub>IN</sub>までです。

**BG2、BG1 (ピン19、20/ピン18、19)** : ボトム(同期)NチャンネルMOSFETの高電流ゲート・ドライブ。これらのピンの電圧振幅はグランドからINTV<sub>CC</sub>までです。

**PGND (ピン21/ピン20)** : ドライバの電源グランド。ボトム(同期)NチャンネルMOSFETのソースとショットキー整流器のアノード、およびC<sub>IN</sub>の(-)端子に接続します。

**DRV<sub>CC</sub> (ピン21、QFNのみ)** : ゲート・ドライブへの外部電源入力。これをINTV<sub>CC</sub>と一緒に接続して、INTV<sub>CC</sub>をゲート・ドライブの電源として使うことができます。

**INTV<sub>CC</sub> (ピン22/ピン22)** : 内部の5Vリニア低ドロップアウト・レギュレータの出力。ドライバと制御回路にはこの電圧源から電力が供給されます。最小4.7μFのタンタル・コンデンサまたは他の低ESRコンデンサを使って電源グランドにデカップリングする必要があります。

**V<sub>IN</sub> (ピン23/ピン23)** : 主電源ピン。このピンと信号グランド・ピン間にバイパス・コンデンサを接続します。

**PGOOD (ピン27/ピン27)** : オープンドレインのロジック出力。どちらかのV<sub>OSENSE</sub>ピンの電圧が設定値の±7.5%以内でない場合、PGOODはグランドに引き下げられます。

**CLKOUT (ピン28/ピン28)** : 追加のMOSFETドライバ段/位相を与えるため、他のコントローラICとデジタイズチェーン接続するのに利用できる出力クロック信号。

**NC (ピン8、9、QFNのみ)** : これらの”No Connect”ピンは内部でどこにも接続されていません。PCのレイアウトの際、これらのピンのランドはデバイスの下のSGNDプレーンに接続します。

**露出パッド (ピン33、QFNのみ)** : 信号グランド。PCBに半田付けしてデバイスの制御用部品のローカル・グランドを与え、デバイスの下のPGNDピンに接続する必要があります。

機能図

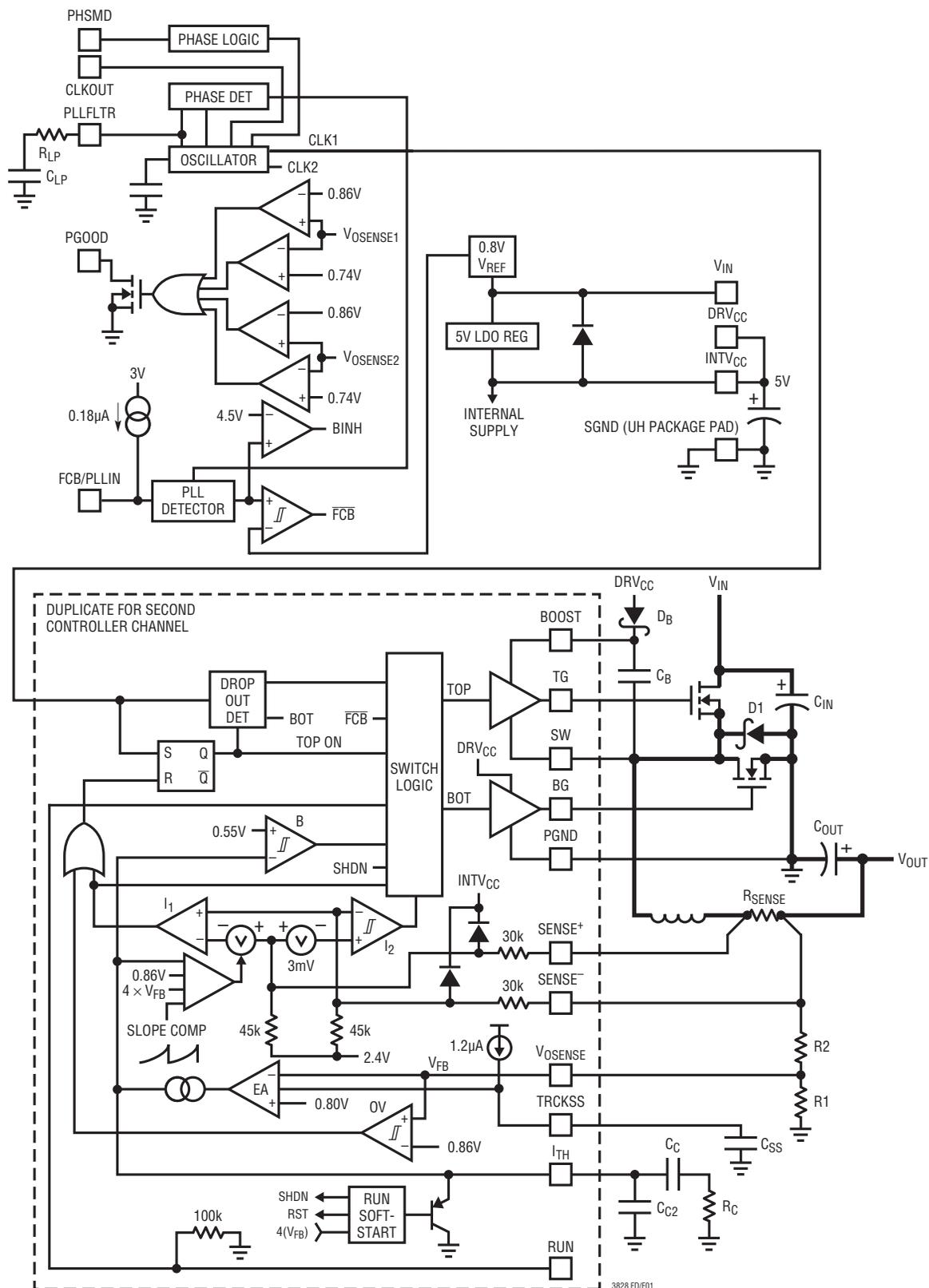


図1

## 動作 (機能図を参照)

## メイン制御ループ

このデバイスは固定周波数の電流モード降圧アーキテクチャを採用しており、2つのコントローラ・チャンネルが位相差180度で動作します。通常動作時は、各チャンネルのクロックがRSラッチをセットすると該当するトップMOSFETがオンし、メイン電流コンパレータ $I_1$ がRSラッチをリセットするとオフします。 $I_1$ がRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、 $I_{TH}$ ピンの電圧によって制御されます。この電圧は各誤差アンプEAの出力です。 $V_{OSENSE}$ ピンは電圧帰還信号を受け取り、EAがこれを内部リファレンス電圧と比較します。負荷電流が増加すると、0.8Vリファレンスに対して $V_{OSENSE}$ がわずかに減少し、それによって平均インダクタ電流が新たな負荷電流と一致するまで $I_{TH}$ 電圧が上昇します。トップMOSFETがオフした後、インダクタ電流が逆流し始めて電流コンパレータ $I_2$ 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 $C_B$ は通常、各オフ・サイクル中にトップMOSFETがオフしているとき、外付けダイオードを通して再充電されます。 $V_{IN}$ が $V_{OUT}$ に近い電圧まで低下してくると、ループがドロップアウト状態に入り、トップMOSFETを連続してオンしようとする場合があります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、10サイクルに1回トップMOSFETを約400nsのあいだ強制的にオフして、 $C_B$ の再充電を可能にします。

RUNピンを“L”に引き下げるとメイン制御ループはシャットダウンされます。RUNピンが1.5Vに達すると、メイン制御ループがイネーブルされます。RUN1とRUN2がともに“L”のとき、5Vレギュレータを含むすべての制御機能がシャットダウンします。

## 低電流動作

FCB/PLLINピンは多機能ピンで2つの機能を備えています。1)外部クロック信号を受け取る機能と、2)軽負荷動作の3つのモードのどれかを選択する機能です。FCB/PLLINピンの電圧が0.75Vより低いとき、コントローラは連続PWM電流モード動作を強制します。このモードでは、トップとボトムのMOSFETは、出力電圧を維持するためにインダクタ電流の方向に関係なく交互にオンします。FCB/PLLINピンの電圧が $V_{INTVCC}$  - 0.7Vより低いが0.8Vよりは高いとき、コントローラはバースト・

モード動作になります。バースト・モード動作では、トップ・スイッチを禁止する前の最小出力電流レベルが設定され、インダクタ電流が負になると同期MOSFETがオフします。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より下に強制され、出力電圧が低下するまで一時的に両方の出力MOSFETともオンするのが禁止されます。 $I_{TH}$ ピンに接続されたバースト・コンパレータBには60mVのヒステリシスがあります。このヒステリシスによってMOSFETへの出力信号が生成され、MOSFETを数サイクルのあいだオンします。その後、負荷電流に応じて変わる「スリープ」期間が続きます。これによって生じる出力電圧リップルは、誤差アンプの利得ブロックの後にヒステリシスを持つコンパレータを配置すれば、非常に小さな値に抑えられます。FCB/PLLINピンの電圧が4.8Vを超しているとき、コントローラは固定周波数モードで動作し、各サイクルでインダクタ電流がゼロに近づくと同期MOSFETがオフします。

FCB/PLLINピンに外部接続がない場合の不安定動作を防止するため、FCB/PLLINピンにはこのピンを“H”にプルアップする0.18 $\mu$ Aの内部電流源があります。

FCB/PLLINピンによって可能な状態が下表にまとめてあります。

表1

FCB/PLLIN Pin	状態
0V to 0.75V	両方のコントローラの強制連続動作 (電流反転を許容 - バーストは禁止)
$0.85V < V_{FCB/PLLIN} < 4.3V$ またはオープン	最少ピーク電流により バースト・モード動作を起動 電流反転は禁止
>4.8V	バースト・モード動作をディスエーブル 固定周波数モードをイネーブル 電流反転は禁止 最少ピーク電流なし

FCB/PLLINピンは軽負荷時の動作モードを選択するためのロジック入力を与えますが、外部クロックによる同期の入力としても機能します。外部クロック信号の存在を検出すると、チャンネル1はこの外部クロックにロックオンし、これにチャンネル2が従います(「周波数同期」のセクションを参照)。LTC3828は外部クロックに同期すると既定で強制連続モードになります。

## 動作 (機能図を参照)

### 周波数同期

フェーズロック・ループにより、FCB/PLLINピンを介して内部発振器を外部ソースに同期させることができます。位相検出器の出力であるPLLFLTRピンは発振器の周波数制御DC入力でもあり、発振器は0V～2.4VのDC電圧入力に対応して260kHz～550kHzの範囲で動作します。PLLはロックするとトップMOSFETのターンオンを同期信号の立上りエッジに揃えます。

内部のマスタ発振器は各位相のスイッチング周波数の12倍の周波数で動作します。PHSMDピン(UHパッケージのみ)により、表2に示されているように、内部コントローラ相互の位相関係、さらにCLKOUT信号との位相関係が決まります。

表2.

V <sub>PHSMD</sub>	GND	OPEN	INTV <sub>CC</sub>
Controller 1	0°	0°	0°
Controller 2	180°	180°	240°
CLKOUT	60°	90°	120°

CLKOUT信号を使って、単一の高電流出力または複数の出力に給電しているマルチフェーズ電源ソリューションの追加の電力段を同期させることができます。入力容量のESRの要求条件と効率の低下が大幅に緩和されます。その理由は、入力コンデンサから引き出されるピーク電流が、使用される複数の位相によって実効的に分割され、電力損失はRMS電流の二乗に比例するからです。2フェーズの単一出力電圧の実装では、入力経路の電力損失を75%減らし、入力コンデンサに要求されるRMS電流定格を大幅に減らすことができます。

G28パッケージでは、CLKOUTの位相がチャンネル1とチャンネル2では90度ずれています。

### 固定周波数動作

FCB/PLLINピンをINTV<sub>CC</sub>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、強制的最小出力電流条件が解除されます。このため、可能なかぎり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)不連続電流動作が実行されます。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、設計上の最大出力電流の約1%の低電流まで低ノイズ固定周波数動作モードを実現します。

### 連続電流(PWM)動作

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

### 出力過電圧保護

過電圧コンパレータOVは、過渡オーバーシュート(7.5%以上)や、出力に過電圧を生じるおそれのある他のより深刻な状態からデバイスを保護します。この場合、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETはオフし、ボトムMOSFETはオンします。

### パワーグッド(PGOOD)ピン

PGOODピンは内部MOSFETのオープン・ドレインに接続されています。イネーブルされたチャンネルの出力が帰還抵抗分割器で決まる公称出力レベルの±7.5%以内ないと、MOSFETがオンしてこのピンを“L”に引き下げます。イネーブルされたチャンネルの出力が±7.5%の条件を満たすと、10μs以内にMOSFETがオフするので、外部抵抗を使って、このピンを最大5.5Vの電源までプルアップすることができます。

### フォールドバック電流

出力電圧が公称レベルの70%以下になると、フォールドバック電流制限が有効になります。短絡状態のとき、出力電流は内部電流フォールドバックにより低くて安全なレベルに保たれ、電流モード・スイッチング・レギュレータは本来効率が高いため、実際に浪費される電力はわずかです。この機能は起動時にはディスエーブルされます。

## 動作 (機能図を参照)

### 2フェーズ動作の理論と利点

LTC3728とLTC3828ファミリーのデュアル高効率DC/DCコントローラは、2フェーズ動作の大きな利点を初めて携帯用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、入力フィルタ条件の緩和、電磁干渉(EMI)の低減、効率向上など、あらゆる面で2フェーズ動作がもたらす恩恵を受けます。

なぜ2フェーズ動作が必要なのでしょう？2フェーズの製品群が登場するまで、固定周波数デュアル・スイッチング・レギュレータは、両チャンネルが同位相で(つまり1フェーズで)動作していました。これは両方のスイッチが同時にオンするので、入力コンデンサおよびバッテリーから、片方のレギュレータの最大2倍の振幅の電流パルスが流れることを意味します。これらの大振幅電流パルスによって入力コンデンサから流れる総RMS電流が増大し、より高価な入力コンデンサが必要になるとともに、入力コンデンサとバッテリーのEMIと損失が両方増大します。

2フェーズ動作では、デュアル・スイッチング・レギュレータの2つのチャンネルは180度位相がずれて動作します。このため、スイッチを流れる電流パルスは実際上交互に差し挟まれるので、互いに重なり合うオーバーラップ時間が大幅に短縮されます。その結果、総RMS入力電流が大幅に減少するため、廉価な入力コンデンサを使うことができ、EMI対策のシールド条件が緩和され、実際の動作効率が向上します。

代表的な1フェーズのデュアル・スイッチング・レギュレータの入力波形と2フェーズのデュアル・スイッチング・レギュレータ(LTC3828)の入力波形の比較を図2に示します。この条件におけるRMS入力電流の実測値は、2フェーズ動作により入力電流が2.6ARMSから1.9ARMSに減少したことを示しています。これ自体でも大きな減少ですが、電力損失は $I_{RMS}$ の二乗に比例するので、実際の電力浪費は1.86分の1に低減されることに注意してください。入力リップル電圧の低下は入力パワー・パスの電力損失も減少することを意味します。入力パワー・パスにはバッテリー、スイッチ、トレース/コネクタ抵抗、保護回路などが含まれます。入力RMS電流とRMS電圧の減少の直接の結果として伝導EMIと放射EMIも改善されます。

もちろん、2フェーズ動作で得られる性能の改善はデュアル・スイッチング・レギュレータの相対デューティ・サイクルと相関関係があるので、結局は入力電圧 $V_{IN}$ に依存します(デューティ・サイクル =  $V_{OUT}/V_{IN}$ )。広い入力電圧範囲にわたって、3.3Vレギュレータと5Vレギュレータの1フェーズ動作と2フェーズ動作でRMS入力電流がどのように変化するかを図3に示します。

2フェーズ動作の利点は狭い動作範囲に限定されるものではなく、事実広い領域に及ぶことがよく分かります。ほとんどのアプリケーションに適用可能な経験則によれば、2フェーズ動作では入力コンデンサの条件が、最大電流で50%のデューティ・サイクルで1チャンネルだけが動作している場合の条件にまで緩和されます。

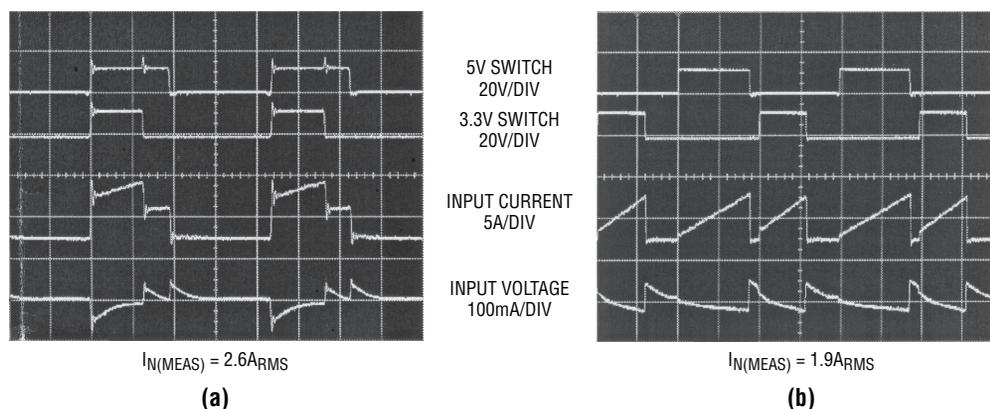


図2. 12Vから5V/3Aおよび3.3V/3Aに変換するデュアル・スイッチング・レギュレータの1フェーズ動作(a)と2フェーズ動作(b)を比較した入力波形。2フェーズ・レギュレータLTC3828では入力リップルが減少するので、廉価な入力コンデンサが使用可能となり、EMIに対するシールド条件が緩和され効率が改善される

## 動作 (機能図を参照)

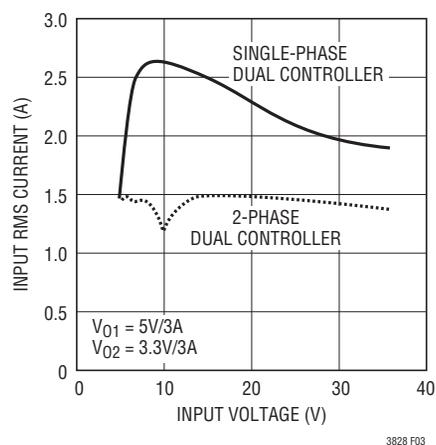


図3. RMS入力電流の比較

## アプリケーション情報

## 出力電圧のトラッキング

LTC3828を使うと、ユーザーはTRCKSSピンを使って、チャネルの出力がどのようにランプアップ/ランプダウンするかをプログラムすることができます。図4に示されているように、これらのピンを通して、チャネルの出力を同時トラッキングまたはレシオメトリック・トラッキングに設定することができます。

TRCKSSピンはチャネルのリファレンス電圧のクランプとして機能します。 $V_{OUT}$ は $TRCKSS < 0.8V$ のときはTRCKSSの電圧を基準にし、 $TRCKSS > 0.8V$ のときは内部高精度リファレンスを基準にします。

図4aのトラッキングを実現するには、追加の抵抗分割器をマスタ・チャネルの出力に接続し、そのミッドポイントをスレーブ・チャネルのTRCKSSピンに接続します。この分割器の比はチャネル2の帰還分割器の比と同じにします(図5)。このトラッキング・モードでは、マスタ・チャネルの出力をスレーブ・チャネルの出力よりも高く設定する必要があります。図4bのレシオメトリック・トラッキングを実装するには、追加の分割器は不要です。単にTRCKSSピンの片方を他のチャネルの $V_{FB}$ ピンに接続します(図5)。

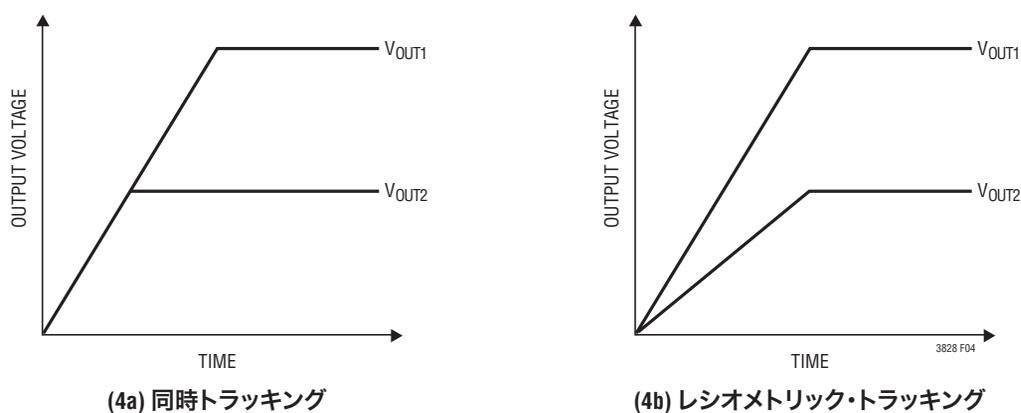


図4. 出力電圧トラッキングの2つの異なるモード

## アプリケーション情報

異なる抵抗を選択することにより、LTC3828は図4の2モードを含む異なるトラッキング・モードを実現することができます。図6はトラッキング機能の説明に役立ちます。誤差アンプの入力段では、等価基準電圧をクランプするのに2個のダイオードが使われており、シフトされた同相電圧を合致させるのに別のダイオードが1個使われています。上側の2つの電流源は値が同じです。TRCKSSの電圧が低いとき、スイッチS1はオンしており、V<sub>OSENSE</sub>はTRCKSSの電圧に追従します。TRCKSSの電圧が0.8V(基準電圧)に近いとき、スイッチS1がオフして、V<sub>OSENSE</sub>は基準電圧に追従します。両方のチャンネルの出力のレギュレーションはトラッキング・モードの影響を受けません。レシオメトリック・トラッキング・モードでは、2つのチャンネルの相互応答はありません。

図5aの抵抗の個数は図7の回路を使うとさらに減らすことができます。

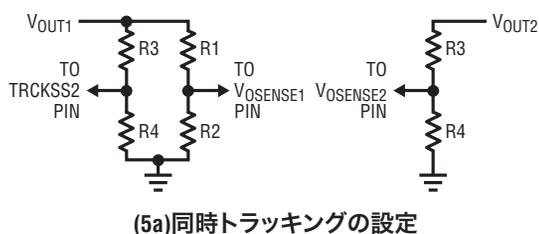
複数の電源をトラッキングする必要があるシステムでは、TRCKSS1ピンを通して複数のLTC3828をデジチェーン接続することができます。TRCKSS2がチャンネル2をクランプすると同様に、TRCKSS1はチャンネル1のリファレンスをクランプ

します。複数のLTC3828が異なる時間にオンする可能性を除くため、マスタLTC3828のTRCKSS1ピンだけをソフトスタート・コンデンサに接続します。4つの出力を備えた回路を図8に示します。それらのうちの3つは同時モードにプログラムされ、4番目はレシオメトリック・トラッキングをおこないます。出力のトラッキングが不要であれば、TRCKSSピンはソフトスタート・ピンとして使われます。これらのピンに接続されたコンデンサにより、ソフトスタートのランプアップ速度が設定されます。

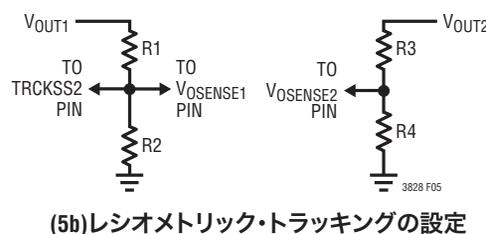
図15はLTC3828の基本的なアプリケーション回路です。外付け部品の選択は負荷条件に基づいておこない、R<sub>SENSE</sub>とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワー・MOSFETとD1を選択します。最後にC<sub>IN</sub>とC<sub>OUT</sub>を選択します。図15に示す回路は最大28V(外付けMOSFETによって制限される)の入力電圧で動作するように構成されています。

### 出力電流に対応したR<sub>SENSE</sub>の選択

R<sub>SENSE</sub>は必要な出力電流に基づいて選択します。電流コンパレータの最大スレッシュホールドは75mV/R<sub>SENSE</sub>で、同相入力範囲はSGND~1.1(INTV<sub>CC</sub>)です。



(5a)同時トラッキングの設定



(5b)レシオメトリック・トラッキングの設定

図5. 同時トラッキングとレシオメトリック・トラッキングの設定

$$\left( \frac{R1}{R2} = \frac{V_{OUT1}}{0.8} - 1, \frac{R3}{R4} = \frac{V_{OUT2}}{0.8} - 1 \right) T$$

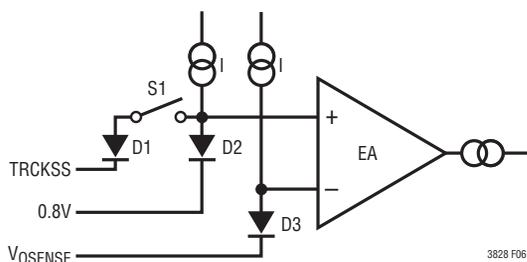


図6. チャンネル2の誤差アンプの等価入力回路

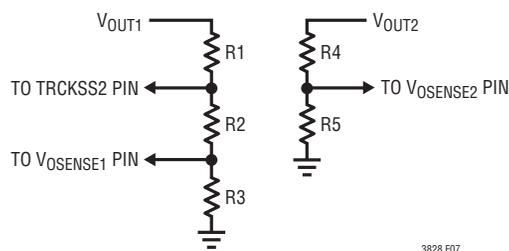


図7. 同時トラッキングの別の設定方法

$$\left( \frac{R1+R2}{R3} = \frac{V_{OUT1}}{0.8} - 1, \frac{R1}{R2+R3} = \frac{R4}{R5} = \frac{V_{OUT2}}{0.8} - 1 \right)$$

## アプリケーション情報

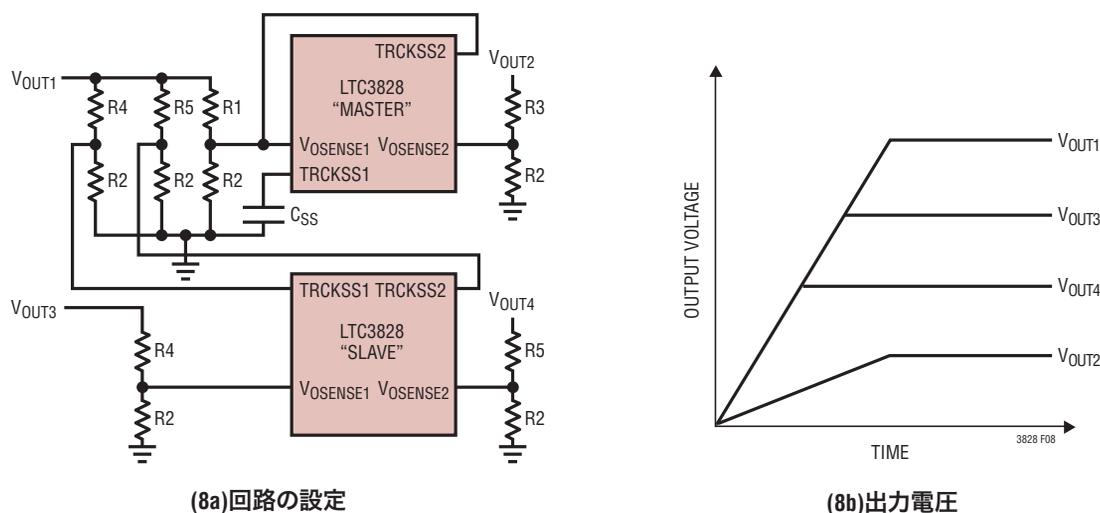


図8. トラッキングとレシオメトリック・シーケンス制御を備えた4つの出力

$$\left( \frac{R1}{R2} = \frac{V_{OUT1}}{0.8} - 1, \frac{R3}{R2} = \frac{V_{OUT2}}{0.8} - 1, \frac{R4}{R2} = \frac{V_{OUT3}}{0.8} - 1, \frac{R5}{R2} = \frac{V_{OUT4}}{0.8} - 1 \right)$$

電流コンパレータのスレッシュホールドによってインダクタ電流のピーク値が設定され、このピーク値からピーク-ピーク間リップル電流 $\Delta I_L$ の半分を差し引いた値に等しい最大平均出力電流 $I_{MAX}$ が得られます。

デバイスと外付け部品の値のばらつきに対して余裕をもたせると、次式ようになります。

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

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と、デューティ・ファクタ50%以上で動作中の降圧レギュレータの安定性基準に適合するために必要な内部補償のため、最大出力電流レベルが低下します。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この減少を推定するための特性曲線が示してあります。

## 動作周波数

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

PLLFLTRピンに加えられた電圧と周波数のグラフを図9に示します。動作周波数が高くなるとゲート電荷損失が増加し、効率が低下します(「効率に関する検討事項」のセクションを参照)。最大スイッチング周波数は約550kHzです。

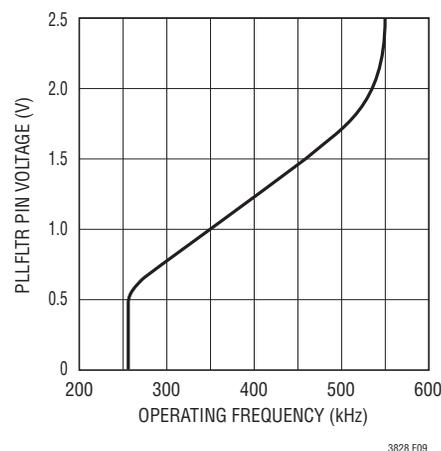


図9. PLLFLTRピンの電圧と周波数

## インダクタ値の計算

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。そうであれば、なぜ誰もが大きな値のコンポーネントを使った低い周波数での動作を選ぶのでしょうか? 答えは効率です。周波数が高いほどMOSFETのゲート電荷による損失のために一般に効率が低下します。

## アプリケーション情報

この基本的なトレードオフに加えて、リップル電流と低電流動作に対するインダクタ値の影響も考慮しなければなりません。

インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。インダクタ・リップル電流 $\Delta I_L$ 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。

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

大きな値の $\Delta I_L$ を許容すれば、低いインダクタンスを使用できますが、出力電圧リップルが高くなりコア損失が大きくなります。リップル電流を設定するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.3(I_{MAX})$ です。入力電圧が最大のときに $\Delta I_L$ が最大になります。

インダクタの値は2次的な影響も与えます。必要な平均インダクタ電流が低下した結果、ピーク電流が $R_{SENSE}$ によって決定される電流リミットの25%より下に下がると、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と( $\Delta I_L$ を高くすると)、相対的に低い負荷電流でバースト・モードに移行するので、低電流動作の相対的に上の範囲の効率が低下する可能性があります。バースト・モード動作では、インダクタンス値が小さくなるとバースト周波数が低下します。

### インダクタの選択

通常、電流リップルが小さくコア損失が小さいので高いインダクタンスが好まれます。残念ながら、インダクタンスを大きくすると、インダクタの巻線数を増やすか、またはエアギャップを小さくする必要があるため、銅損が大きくなるか、または飽和電流が小さくなります。Lの値が分かったら、次に実際にインダクタを選択する必要があります。市販されているインダクタのコア材にはよく知られている2種類があります。

フェライト・コアのインダクタのコア損失は通常きわめて低く、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。ただし、フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、ピーク電流の設計値を超すとインダクタンスが急激に消滅します。その結果、インダクタのリップル電流が突如増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。LTC3828の利点のひとつはその電流モード制御で、各サイクルごとにピーク・インダクタ電流を検出し、制限します。したがって、定常状態または過渡モードのあいだにインダクタが飽和すると、即座に精確な保護が実現されます。

鉄粉コアのインダクタは通常「ソフトに」飽和します。つまり、電流の増加につれてインダクタンスが直線的に低下します。ただし、鉄粉コアのインダクタのコア損失は通常フェライト・コアのインダクタよりも大きくなります。したがって、高い周波数のデザインでは、インダクタのコア損失にも注意を払う必要があります。

インダクタの製造元は一般にインダクタンス、DCR、(ピーク)飽和電流および(DC)熱電流定格をインダクタのデータシートで与えています。良い電源の設計ではインダクタの飽和と熱電流の定格を超さないようにします。

### パワーMOSFETとD1の選択

LTC3828の各コントローラに2つの外部パワーMOSFETを選択する必要があります。トップ(メイン)スイッチ用に1個のNチャネルMOSFET、およびボトム(同期)スイッチ用に1個のNチャネルMOSFETです。

ピーク-ピーク間のドライブ・レベルは $INTV_{CC}$ 電圧で設定されます。この電圧は起動時には標準5Vです。したがって、ほとんどのアプリケーションではロジック・レベルのスレッシュホールドのMOSFETを使用する必要があります。唯一の例外は、低い入力電圧( $V_{IN} < 5V$ )が予定されている場合、サブロジック・レベルのスレッシュホールドのMOSFET( $V_{GS(TH)} < 3V$ )を使います。MOSFETの $BV_{DSS}$ の仕様にも十分注意を払ってください。ほとんどのロジック・レベルMOSFETは30V以下に制限されています。

パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、ミラー容量 $C_{MILLER}$ 、入力電圧、および最大出力電流が含まれます。ミラー容量 $C_{MILLER}$ はMOSFETの製造元のデータシートで通常与えられているゲート電荷曲線から見積ることができます。 $C_{MILLER}$ は、曲線がほぼ平らな区間の水平軸に沿ったゲート電荷の増分を、 $V_{DS}$ で規定された電荷で割ったものに等しくなります。次に、この結果に、アプリケーションで与えられる $V_{DS}$ とゲート電荷曲線で規定された $V_{DS}$ との比を掛けます。このデバイスが連続モードで動作しているときは、トップMOSFETとボトムMOSFETのデューティ・サイクルは次式で与えられます。

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

## アプリケーション情報

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

最大出力電流でのMOSFETの消費電力は以下の式で与えられます。

$$P_{\text{MAIN}} = \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} (I_{\text{MAX}})^2 (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + (V_{\text{IN}})^2 \left( \frac{I_{\text{MAX}}}{2} \right) (R_{\text{DR}}) (C_{\text{MILLER}}) \cdot \left[ \frac{1}{V_{\text{INTVCC}} - V_{\text{THMIN}}} + \frac{1}{V_{\text{THMIN}}} \right] (f)$$

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

ここで、 $\delta$ は $R_{\text{DS(ON)}}$ の温度係数で、 $R_{\text{DR}}$  (約 $2\Omega$ )はMOSFETのミラー・スレッシュホールド電圧での実効ドライバ抵抗です。 $V_{\text{THMIN}}$ は標準的なMOSFETの最少スレッシュホールド電圧です。

$I^2R$ 損失は両方のMOSFETに共通していますが、上側のNチャネルの式には追加の遷移損失の項があり、これは入力電圧が高いときに最も高くなります。 $V_{\text{IN}} < 12\text{V}$ では、高電流のときの効率は一般に大きなMOSFETを使用すると向上しますが、 $V_{\text{IN}} \geq 12\text{V}$ では遷移損失が急激に上昇し、実際には $C_{\text{MILLER}}$ が小さくて $R_{\text{DS(ON)}}$ が大きなデバイスを使用する方が効率が高くなるポイントにまで達します。同期MOSFETの損失は、トップ・スイッチのデューティ・ファクタが低くなる高入力電圧時、または同期スイッチが周期の100%近くオンになる短絡時に最も大きくなります。

特定のMOSFETの $(1 + \delta)$ の項は、一般に正規化された $R_{\text{DS(ON)}}$ と温度の関係を示す曲線から得られますが、低電圧のMOSFETの近似値として $\delta = 0.005/^\circ\text{C}$ を使用することができます。

図1に示すショットキー・ダイオードD1は、2つのパワーMOSFETのそれぞれの導通期間の間隙に生じるデッドタイム中に導通します。これによって、ボトムMOSFETのボディ・ダイオードがデッドタイム中にオンして電荷を蓄積するのを防止し、( $V_{\text{IN}}$ が高いときに効率を低下させるおそれのある) 逆回復時間を不要にします。1A~3Aのショットキーは平均電流が比較的小さいので、両方の動作領域にとって一般に妥当な選択といえます。これより大きなダイオードは接合容量が大きいため遷移損失が増加します。

### $C_{\text{IN}}$ と $C_{\text{OUT}}$ の選択

入力回路(バッテリー/ヒューズ/コンデンサ)を流れるワーストケースRMS電流に対するマルチフェーズ・アーキテクチャの効果によって、 $C_{\text{IN}}$ の選択は簡単になります。ワーストケースRMS電流は、片方のコントローラしか動作していないときに生じることを示すことができます。最大RMS電流条件を求めるには、以下の式で( $V_{\text{OUT}}$ )( $I_{\text{OUT}}$ )の積が最大になる方のコントローラを使用する必要があります。他方の位相のずれたコントローラから流れ出す出力電流を増やすと、実際には入力のRMSリップル電流がこの最大値から減少します(図3を参照)。位相をずらす方式では、1フェーズの電源ソリューションと比較すると、入力コンデンサのRMSリップル電流が一般に30%~70%ほど減少します。

入力コンデンサの種類、容量、およびESR定格が効率に影響を与えるので、選択の過程で検討する必要があります。バッテリーのピーク電流を低く抑えるのに十分な電荷を蓄積できる容量値を選択する必要があります。260kHzで動作する25W出力の電源では、通常 $20\mu\text{F}$ ~ $40\mu\text{F}$ で十分です。コンデンサのESRは、バッテリーの全体の効率だけでなく、コンデンサの電力消費にとって重要です。電力(RMSリップル電流・ESR)の全てがコンデンサを熱するだけでなく、バッテリーの電力を浪費します。

中程度の電圧(20V~35V)のセラミック、タンタル、OS-CONなどのコンデンサ、さらにスイッチャー定格の電解コンデンサを入力コンデンサに使用できますが、それぞれ短所があります。セラミック・コンデンサの電圧係数は非常に高く、可聴圧電効果が生じることがあります。タンタル・コンデンサはサージに対する定格が定められている必要があります。OS-CONはインダクタンスとケースのサイズが大きくなり、表面実装での使用に制約があります。電解コンデンサはESRが大きく、ドライアウトする可能性があるため複数個を使用する必要があります。マルチフェーズ・システムでは、全体として最小の容量値ですみます。セラミック・コンデンサはESRが非常に小さいので、20W~35W電源に最適で、 $22\mu\text{F}$ なら1個、 $10\mu\text{F}$ なら2~3個で十分です。セラミック・コンデンサの20Vでの容量値はゼロ・バイアス時の定格よりもかなり低くなりますが、ESR損失が非常に低いため、高効率のバッテリー駆動システムにとって理想的な選択肢になります。

## アプリケーション情報

また、ESRとバルク容量の両方の目標を達成する効果的な方法として、セラミック・コンデンサと高品質の電解コンデンサを並列接続することも検討してください。

連続モードでは、トップNチャンネル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。大きな電圧トランジェントを防ぐには、1つのチャンネルの最大RMS電流に対応できる容量の低ESR入力コンデンサを使う必要があります。コンデンサの最大RMS電流は次式で与えられます。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のとき最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にこの単純なワーストケース条件が設計に使用されます。多くの場合、コンデンサの製造元のリッ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レーティングする、つまり要求条件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデンサを並列に接続することもできます。疑問点については必ず製造元に問い合わせてください。

LTC3828のマルチフェーズ・クロッキングの利点は、電力の高い方のコントローラに対して上式を使用し、次に両方のコントローラ・チャンネルが同時にオンするとき生じるであろう損失を計算することによって評価することができます。両方のコントローラが動作しているときは、入力コンデンサのESRを流れる電流パルスが交互に差し挟まれるので総RMS電力損失が減少します。この理由により、ワーストケースのコントローラについて上で計算した入力コンデンサの条件はデュアル・コントローラの設計に対して適切です。マルチフェーズ・システムではピーク電流が減少するので、入力保護ヒューズの抵抗、バッテリー抵抗、およびPCボードのトレース抵抗による各損失も減少することに注意してください。**マルチフェーズ・デザインの全体的利点は、電源/バッテリーのソース・インピーダンスを効率テストに含めるとき初めて完全に把握されます。**2つのトップMOSFETのドレインは互いに1cm以内に配置し、 $C_{IN}$ を共有するようにします。ドレインと $C_{IN}$ を離すと、 $V_{IN}$ に不要な電圧共振や電流共振を生じる可能性があります。

$C_{OUT}$ の選択は、必要な出力電圧リップルと負荷過渡応答に依存します。コンデンサの等価直列抵抗(ESR)と容量により、出力リップルが次のように決まります。

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

ここで、 $f$  = 動作周波数、 $C_{OUT}$  = 出力容量、 $\Delta I_L$  = インダクタのリップル電流です。 $\Delta I_L$ 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。

セラミック・コンデンサはESRが非常に小さいので、通常はセラミック・コンデンサを使って出力電圧リップルを最小に抑えます。現在、多層セラミック・コンデンサの容量値は数百 $\mu\text{F}$ に達します。ただし、セラミック・コンデンサの容量は通常DCバイアス電圧および周囲温度の上昇に伴って減少します。高性能ソリューションには一般にX5RやX7Rのタイプのコンデンサを推奨します。LTC3828のOPTI-LOOP電流モード制御では、すべてセラミック・コンデンサを使っても、安定した高性能の過渡応答が得られます。TDK、太陽誘電、村田製作所、AVXなどのメーカーから高性能セラミック・コンデンサが供給されています。

特に負荷トランジェントの条件を満たすため大容量が必要な場合、三洋電機のPOSCAPやパナソニックのSPコンデンサのような低ESRのポリマ電解コンデンサをセラミック・コンデンサと並列に使用することができます。他の高性能電解コンデンサのメーカーにはAVX、KEMETおよびNECがあります。LTC3828を使うと、セラミック・コンデンサと低ESRの電解コンデンサの組合せにより、低リップル、高速トランジェント、高密度で、費用効果の高いソリューションが得られます。具体的利点については製造元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、 $V_{IN}$ 電源ピンからINTV<sub>CC</sub>ピンに5Vを発生します。INTV<sub>CC</sub>はこのデバイス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ます。最小4.7 $\mu\text{F}$ のタンタル、10 $\mu\text{F}$ 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する必要があります。1 $\mu\text{F}$ セラミック・コンデンサをデバイスのINTV<sub>CC</sub>ピンとPGNDピンに隣接して接続することを推奨します。

## アプリケーション情報

MOSFETゲート・ドライバに必要な高い過渡電流の供給とチャネル間の相互反応の防止のために十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、このデバイスの最大接合部温度定格を超えるおそれがあります。システムの電源電流は一般にゲート電荷電流によって支配されます。INTV<sub>CC</sub>に追加される外部負荷も、消費電力計算のとき考慮に入れる必要があります。

INTV<sub>CC</sub>ピンの絶対最大定格は50mAです。最大接合部温度を超えないようにするには、最大V<sub>IN</sub>での連続モード動作時の入力電源電流をチェックする必要があります。

### トップサイドMOSFETドライバの電源 (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。機能図のコンデンサC<sub>B</sub>は、SWピンが“L”のとき、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つをオンさせるとき、ドライバはそのMOSFETのゲート・ソース間にC<sub>B</sub>の電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、トップサイド・スイッチがオンします。スイッチ・ノード電圧 (SW) がV<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V<sub>BOOST</sub> = V<sub>IN</sub> + V<sub>INTVCC</sub>のように入力電源より高くなります。ブースト・コンデンサC<sub>B</sub>の値としてはトップサイドMOSFETの全入力容量の100倍が必要です。外部ショットキー・ダイオードの逆ブレイクダウン電圧はV<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・レベルは最終的にはレギュレータの総入力電流に基づいて調整します。何かを変更した結果入力電流が減少すれば効率が改善されています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

### 出力電圧

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

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

ここで、R1とR2は図1で定義されています。

### SENSE<sup>+</sup>ピン/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～(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、0.8V～7.7Vの出力電圧を設定することができます。機能図に示されているように、差動NPN入力段が内部2.4Vソースから内部抵抗によってバイアスされています。これには、出力電圧に応じて、SENSEピンによる電流のソースまたはシンクが必要です。出力電圧が2.4Vより低いと、両方のセンス・ピンからメイン出力に電流が流れます。この出力は、電流コンパレータの負入力バイアス電流を補償するために、V<sub>OUT</sub>の抵抗分割器で容易にプリロードできます。センス・ピンの各ペアから流れる最大電流は次のとおりです。

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

V<sub>SENSE</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ように図1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> < 2.4Vの場合

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

### 実行およびソフトスタート

LTC3828の2つのRUNピンはそれぞれのチャネルを独立してシャットダウンします。両方のRUNピンの電圧が1Vより下だと、LTC3828は低消費電流状態 (I<sub>Q</sub> < 30μA) になります。このシャットダウン状態では、TRCKSSピンがアクティブにグラウンドに引き下げられます。RUNピンの電圧が1.5Vを超すと、LTC3828のそれぞれのチャネルが起動します。

## アプリケーション情報

LTC3828は外付けのソフトスタート・コンデンサを使ってそれ自体でソフトスタートするか、または他のチャネルや電源の出力をトラッキングすることができます。デバイスがそれ自体でソフトスタートするように構成されている場合、外付けソフトスタート・コンデンサをTRCKSSピンに接続します。1.2μAのソフトスタート電流がソフトスタート・コンデンサC<sub>SS</sub>を充電します。このモードのあいだソフトスタートはコントローラの最大出力電流を制限することによって実現されるのではなく、出力電圧のランプ・レートを制限することによって実現されることに注意してください。実際、ソフトスタートまたはトラッキングのあいだ電流フォールドバックは無効になります。このフェーズでは、LTC3828は基本的にリファレンス電圧が0.8Vのリファレンスより7.5%下に達するまでリファレンス電圧をランプさせます。全ソフトスタート時間は次のように推算できます。

$$T_{\text{SOFT-START}} = 0.925 \cdot 0.8V \cdot C_{\text{SS}} / 1.2\mu\text{A}$$

片方のチャネルだけがシャットダウンされた場合はTRCKSSピンがアクティブに引き下げられないようにLTC3828は設計されています。この場合、TRCKSSピンの電圧は0.8Vより高くなることがあります。この特定のチャネルが再度起動すると、約450μsの内部ソフトスタート・タイマによってこの特定のチャネルのソフトスタートが実行されます。この内部ソフトスタート・タイマはLTC3828が既に起動している出力電源をトラッキングしようとしている場合にも有効です。

いずれにせよ、ソフトスタート・フェーズの最初の90%のあいだ、強制連続モードはディスエーブルされ、PGOOD信号は“L”に強制されます。外部ソフトスタートのこの時間は次のように推算できます。

$$T_{\text{FORCE}} = 0.9 \cdot 0.925 \cdot 0.8V \cdot C_{\text{SS}} / 1.2\mu\text{A}$$

内部ソフトスタートの場合、この時間は450μsになります。

### フォールト状態: 電流制限と電流フォールドバック

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、このときトップMOSFETの消費電力が最大になります。

各コントローラには出力がグラウンドに短絡したとき負荷電流をさらに制限する電流フォールドバック機能が備わっています。出力が公称出力レベルの70%より下に下がると、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、コントローラは短絡電流を制限するためにサイクル・スキップを開始します。この状況ではボトムMOSFETが大半の電力を消費しますが、通常動作時よりも少なくなります。短絡時のリップル電流は各コントローラの最小オン時間t<sub>ON(MIN)</sub>(標準200ns)、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。

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

短絡電流は次式で与えられます。

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

### フォールト状態: 過電圧保護(クローバ)

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

ひとつのコンパレータが出力の過電圧状態をモニタします。コンパレータ(OV)は公称出力電圧より7.5%以上高い過電圧フォールトを検出します。この状態が検出されると、過電圧状態が解消されるまでトップMOSFETはオフし、ボトムMOSFETはオンします。このコンパレータの出力は過電圧状態でのみラッチされますので、設計のデバッグ中はPCレイアウトが良くないスイッチング・レギュレータ・システムでも動作させることができます。ボトムMOSFETはOV状態が続く限りオンしたままです。V<sub>OUT</sub>が安全なレベルに回復すると、正常動作が自動的に再開されます。トップMOSFETが短絡すると大電流が流れ、システムのヒューズが切れます。トップMOSFETにリークが生じていても、スイッチング・レギュレータはリークに応じてデューティ・サイクルを調整して適切に出力を安定化します。

### フェーズロック・ループと周波数同期

このデバイスには、電圧制御発振器と位相検出器で構成されるフェーズロック・ループが内蔵されています。そのため、トップMOSFETのターンオンを外部ソースの立上りエッジにロックすることができます。電圧制御発振器の周波数範囲は中心周波数f<sub>0</sub>の±50%です。

## アプリケーション情報

PLLFLTRピンに加えられる1.2Vの電圧は約400kHzの周波数に対応します。このデバイスの公称動作周波数範囲は260kHz～550kHzです。

使用されている位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相のずれはゼロ度となります。このタイプの検出器はVCOの中心周波数の高調波に近い入力周波数にはロックしません。PLLのホールドイン範囲( $\Delta f_H$ )はキャプチャ範囲( $\Delta f_C$ )に等しくなります。

$$\Delta f_H = \Delta f_C = \pm 0.5 f_0 \text{ (260kHz-550kHz)}$$

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

外部周波数( $f_{PLLIN}$ )が発振器周波数( $f_{OSC}$ )より大きいと電流はPLLFLTRピンから連続的にソースされ、PLLFLTRピンを引き上げます。外部周波数が $f_{OSC}$ より小さいと電流は連続的にシンクされ、PLLFLTRピンを引き下げます。外部周波数と内部周波数が等しいが位相が異なると、位相差に対応した時間だけ電流源がオンします。このように、PLLFLTRピンの電圧は、外部発振器と内部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。この安定した動作点では位相コンパレータの出力はオープンになり、フィルタ・コンデンサ $C_{LP}$ がその電圧を保持します。デバイスのFCB/PLLINピンはピンの近くに配置したロジック・ゲートなどの低インピーダンスのソースからドライブする必要があります。フェーズロック・システムに複数のデバイスを使う場合、スレーブ発振器がマスタ発振器の周波数に確実にロックできる電圧でマスタ発振器のPLLFLTRピンをバイアスします。この必要条件を満たすため、マスタ発振器のPLLFLTRピンには0.7V～1.7VのDC電圧を印加することを推奨します。このとき動作周波数範囲は300kHz～500kHzになります。

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

### 最小オン時間に関する検討事項

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

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

デューティ・サイクルが最小オン時間で対応可能な値より低くなると、コントローラはサイクル・スキップを開始します。出力電圧は引き続き安定化されますが、リップル電圧とリップル電流が増加します。

各コントローラの最小オン時間は約120ns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のリミットより下に下がると、大きなサイクル・スキップが発生するおそれがあり、それに対応して電流および電圧リップルが大きくなります。

### 電圧ポジショニング

電圧ポジショニングを使ってワーストケースの過渡負荷条件でのピーク・ピーク間の出力電圧の変動を最少に抑えることができます。制御ループの開ループDC利得は最大負荷ステップの仕様に従って減少します。誤差アンプの動作電圧範囲の中間点(つまり1.2V)に等しいテブナン等価電圧源をもつ抵抗分割器を $I_{TH}$ ピンに接続することにより(図10参照)、どちらかのコントローラまたは両方のコントローラに電圧ポジショニングを簡単に追加することができます。

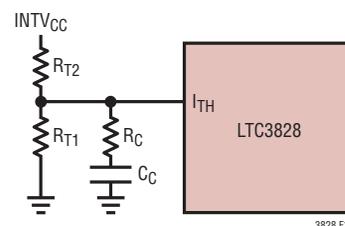


図10. LTC3828に適用したアクティブ電圧ポジショニング

## アプリケーション情報

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

### 効率に関する検討事項

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

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

ここで、L1、L2などは入力電力に対するパーセンテージで表した個々の損失です。

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3828の回路の損失の大部分は4つの主な損失要因によって生じます。1) デバイスの $V_{IN}$ 電流、2) INTV<sub>CC</sub>レギュレータ電流、3)  $I^2R$ 損失、4) トップサイドMOSFETの遷移損失です。

1.  $V_{IN}$ 電流には2つの成分があります。ひとつは「電気的特性」の表に示されているDC電源電流で、これにはMOSFETドライバ電流と制御電流は含まれません。 $V_{IN}$ 電流による損失は一般に大きくはありません(0.1%未満)。
2. INTV<sub>CC</sub>電流はMOSFETドライバ電流と制御電流の和です。MOSFETドライバ電流はパワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り換わる度に、INTV<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。ここで、 $Q_T$ と $Q_B$ はトップサイドMOSFETとボトムサイドMOSFETのゲート電荷です。
3.  $I^2R$ 損失は、ヒューズ(使用している場合)、MOSFET、インダクタ、電流センス抵抗、および入力と出力のコンデンサのESRの各DC抵抗から予測されます。連続モードでは、LやR<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間で細切れにされます。2つのMOSFETのR<sub>DS(ON)</sub>がほぼ同じ場合、片方のMOSFETの抵抗にLの抵抗、R<sub>SENSE</sub>およびESRを加算するだけで $I^2R$ 損失を求めることができます。たとえば、各R<sub>DS(ON)</sub> = 30mΩ、R<sub>L</sub> = 50mΩ、R<sub>SENSE</sub> = 10mΩ、およびR<sub>ESR</sub> = 40mΩ(入力容量と出力容量の両方の損失の和)であれば、全抵抗は130mΩです。この結果、5V出力では出力電流が1Aから5Aまで増加すると損失は3%~13%の範囲になり、3.3V出力では4%~20%の範囲になります。効率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・システムでは要求される出力電圧は低下し、電流は増加していますので、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの各損失要因の重要性は単に2倍ではなく4倍になります。

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

$$\text{遷移損失} = (V_{IN})^2 \cdot \left( \frac{I_{MAX}}{2} \right) (R_{DR}) \cdot (C_{MILLER})(f) \left( \frac{1}{5V - V_{TH}} + \frac{1}{V_{TH}} \right)$$

銅トレースや内部バッテリー抵抗など他の「隠れた」損失は、携帯用システムではさらに5%~10%の効率低下を生じる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失を設計段階で含めることが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数においてC<sub>IN</sub>の電荷蓄積を適切にし、ESRを非常に低くすれば最小に抑えることができます。25W電源は一般にESRが最大20mΩ~50mΩの最小20μF~40μFの容量を必要とします。LTC3828の2フェーズ・アーキテクチャでは、必要な入力容量は競合製品に比べて標準で半分になります。デッドタイム中のショットキー・ダイオードの導通損失やインダクタのコア損失などその他の損失は一般に追加される全損失の2%未満にしかなりません。

## アプリケーション情報

### 過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷電流過渡応答を観察すればチェックできます。スイッチング・レギュレータはDC (抵抗性) 負荷電流のステップにตอบสนองするのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 $V_{OUT}$  は  $\Delta I_{LOAD}$  (ESR) だけシフトします。ここで、ESRは $C_{OUT}$ の等価直列抵抗です。さらに、 $\Delta I_{LOAD}$ により $C_{OUT}$ の充放電が始まって帰還誤差信号を発生し、レギュレータを電流変化に適応させて $V_{OUT}$ を定常値に回復させます。この回復期間に(安定性に問題があることを示す)過度のオーバershootやリングングが発生しないか $V_{OUT}$ をモニタすることができます。OPTI-LOOP補償により、出力容量とESRの広い範囲の値に対して過渡応答を最適化することができます。 $I_{TH}$ ピンが備わっているため制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタされた閉ループ応答のテスト・ポイントが与えられます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立上り時間、およびセトリングは、真の閉ループ応答を反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相マージンや減衰係数はこのピンで見られるオーバershootの割合を使って推定することができます。このピンの立上り時間を調べることで、帯域幅も推定できます。図15の回路に示す $I_{TH}$ ピンの外部部品はほとんどのアプリケーションにおいて妥当な出発点となります。

$I_{TH}$ の直列RC-CCフィルタにより、支配的なポール-ゼロ・ループ補償が設定されます。これらの値は、プリント基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、過渡応答を最適化するために多少は(推奨値の0.5~2倍)変更することができます。出力コンデンサのさまざまな種類と値によってループの利得と位相が決まるので、まず出力コンデンサを選択する必要があります。立上り時間が $1\mu\text{s}$ ~ $10\mu\text{s}$ の、全負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって、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る出力電圧波形と $I_{TH}$ ピンの波形が発生します。現実的な負荷ステップを発生する実用的な方法として、出力コンデンサの両端に直接パワーMOSFETを接続し、適当な信号発生器でそのゲートをドライブします。出力電流のステップによって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にはない場合があるため、位相マージンを決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、 $I_{TH}$ ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタ

され補償された制御ループ応答です。ループの利得は $R_C$ を大きくすると増加し、ループの帯域幅は $C_C$ を小さくすると拡大します。 $C_C$ を減少させるのと同じ比率で $R_C$ を増加させるとゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源の実際の全体的性能を表します。

次に、大容量( $1\mu\text{F}$ 以上)の電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷を切り替えて接続すると、さらに厳しい過渡が発生します。放電しきったバイパス・コンデンサが実質的に $C_{OUT}$ と並列接続状態になるため、 $V_{OUT}$ が急速に降下します。負荷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ステップ変化を防止するだけ素早く電流供給を変えることはできません。 $C_{LOAD}$ 対 $C_{OUT}$ の比率が1:50より大きい場合は、スイッチの立上り時間を制御して、負荷の立上り時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限しなければなりません。たとえば、 $10\mu\text{F}$ コンデンサは $250\mu\text{s}$ の立上り時間を必要とし、充電電流は約 $200\text{mA}$ に制限されます。

### 自動車と低入力電圧に関する検討事項

バッテリー駆動デバイスを携帯するようになると、シガレット・ライターから電源をとってバッテリーを節約するだけでなく、動作中にバッテリー・パックの再充電までやれたらと考えるのは当然です。ただし、接続する前に以下のことに注意してください。まず、最悪状態の電源に接続することになります。自動車のメイン・パワー・ラインは、負荷ダンプ、バッテリーの逆接続、ダブル・バッテリーなど、多くの好ましくない過渡電位を発生させる温床です。バッテリー・ケーブルがしっかり接続されていないと負荷ダンプが生じます。

ケーブルの接続が外れると、オルタネータのフィールドが崩壊して、減衰するのに数 $100\text{ms}$ を要する $60\text{V}$ もの正の高電圧スパイクが発生する可能性があります。バッテリーの逆接続はその言葉通りであり、ダブル・バッテリーは、牽引トラックの運転手が $12\text{V}$ よりも $24\text{V}$ にした方が手早くエンジンをジャンプ・スタートできることに気づくと発生します。

自動車のパワー・ラインの故障からDC/DCコンバータを保護する最も簡単な回路を図11に示します。

## アプリケーション情報

直列ダイオードはバッテリーの逆接続時に電流が流れるのを防止し、過渡サプレッサは負荷遮断時に入力電圧をクランプします。過渡サプレッサはダブル・バッテリー動作時には導通してはいけませんが、それでも入力電圧をコンバータのブレイクダウン電圧以下にクランプする必要があることに注意してください。LTC3828の最大入力電圧は30Vですが、ほとんどのアプリケーションもMOSFETのBV<sub>DSS</sub>によって30Vに制限されています。

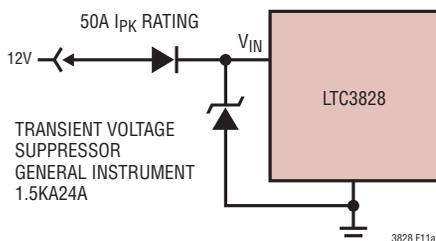


図11a. 自動車用アプリケーションの保護

主入力電源が5Vのアプリケーションでは、VINピン、INTVCCピン、DRVCCピンを一緒に結線し、結合されたこれらのピンを、図11bに示すように1Ωまたは2.2Ωの抵抗を使って5V入力に接続し、ゲート充電電流によって生じる電圧降下を最小限に抑えます。これによってINTVCCレギュレータがオーバーライドされ、損失電圧によってINTVCCが低くなりすぎるのを防ぐことができます。INTVCC電圧がMOSFETのR<sub>DS(ON)</sub>テスト電圧（ロジック・レベルのデバイスの場合、標準4.5V）に等しいか、それより高いことを確認します。

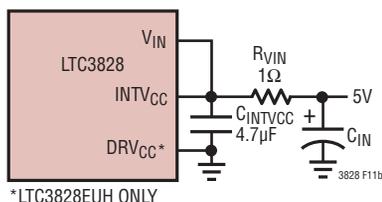


図11b. 5V入力の構成設定

### 設計例

1チャンネルの場合の設計例として、VIN = 12V（標準）、VIN = 22V（最大）、V<sub>OUT</sub> = 1.8V、I<sub>MAX</sub> = 5A、f = 300kHzと仮定します。

30%のリプル電流を仮定して、まずインダクタンス値を選択します。リプル電流の最大値は最大入力電圧で発生します。

INTVCCピンから接続された抵抗分割器にPLLFLTRピンを接続し、300kHz動作のために0.7Vを発生します。30%のリプル電流の場合、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のインダクタでは23%のリプル電流が生じ、3.3μHでは33%となります。インダクタ値が3.3μHでは、ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリプル電流の半分を加えた値（つまり5.84A）になります。リプル電流を増やすと、100nsの最小オン時間に違反しないようにするのも役立ちます。最小オン時間は以下のとおり最大VINで発生します。

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

R<sub>SENSE</sub>抵抗値は、最大電流センス電圧仕様を使い、いくらかの許容差を考慮して計算することができます。

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

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

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

1%抵抗を選択すると、R<sub>1</sub> = 25.5kおよびR<sub>2</sub> = 32.4kのとき出力電圧は1.816Vになります。

トップサイドMOSFETの電力消費は容易に推定できます。FairchildのFDS6982SデュアルMOSFETを選択すると、R<sub>DS(ON)</sub> = 0.035Ω/0.022Ω、C<sub>MILLER</sub> = 215pFとなります。T（概算値）= 50°Cで最大入力電圧の場合、次のようになります。

## アプリケーション情報

$$P_{\text{MAIN}} = \frac{1.8\text{V}}{22\text{V}}(5)^2 [1 + (0.005)(50^\circ\text{C} - 25^\circ\text{C})] \cdot \\ (0.035\Omega) + (22\text{V})^2 \left(\frac{5\text{A}}{2}\right) (4\Omega)(215\text{pF}) \cdot \\ \left[\frac{1}{5-2.3} + \frac{1}{2.3}\right] (300\text{kHz}) = 332\text{mW}$$

グラウンドへの短絡によって、次のフォールドバック電流が流れます。

$$I_{\text{SC}} = \frac{25\text{mV}}{0.01\Omega} - \frac{1}{2} \left( \frac{120\text{ns}(22\text{V})}{3.3\mu\text{H}} \right) = 2.1\text{A}$$

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

$$P_{\text{SYNC}} = \frac{22\text{V} - 1.8\text{V}}{22\text{V}} (2.1\text{A})^2 (1.125)(0.022\Omega) \\ = 100\text{mW}$$

これは最大負荷状態での値より小さい値です。

$C_{\text{IN}}$ は、このチャンネルだけが動作しているものと仮定して、全動作温度で最低3AのRMS電流定格のものを選択します。出力リップルを下げするために、ESRが $0.02\Omega$ の $C_{\text{OUT}}$ を選択します。連続モードでの出力リップルは入力電圧が最大ときに最大になります。ESRによる出力電圧リップルはおよそ次のとおりです。

$$V_{\text{ORIPPLE}} = R_{\text{ESR}}(\Delta I_L) = 0.02\Omega(1.67\text{A}) = 33\text{mV}_{\text{P-P}}$$

## PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトするときは、以下のチェックリストを使用して、このデバイスが正しく動作するようにします。これらの項目は図12のレイアウト図にもイラストで示してあります。図13には、連続モードで動作している2フェーズ同期レギュレータの各部における電流波形を示します。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. トップNチャンネルMOSFETのM1とM3は互いに1cm以内に配置され、 $C_{\text{IN}}$ で共通ドレイン接続されていますか？2つのチャンネルの入力デカップリングを分割すると大きな共振ループが形成されることがありますから、入力デカップリングは分割しないでください。

2. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか？1つにまとめたこのデバイスの信号グラウンド・ピンと $C_{\text{INTVCC}}$ のグラウンド・リターンは、1つにまとめた $C_{\text{OUT}}(-)$ 端子に戻す必要があります。トップNチャンネルMOSFET、ショットキー・ダイオード、および $C_{\text{IN}}$ コンデンサで形成される経路は、リードとPCトレースを短くします。コンデンサは互いに隣接させ、また上記のショットキー・ループからは離して配置し、出力コンデンサの(-)端子と入力コンデンサの(-)端子をできるだけ近づけて接続してください。

3. LTC3828の $V_{\text{OSENSE}}$ ピンの抵抗分割器は $C_{\text{OUT}}$ の(+)端子に接続されていますか？抵抗分割器は $C_{\text{OUT}}$ の(+)端子と信号グラウンドのあいだに接続する必要があります。 $R_2$ と $R_4$ は入力コンデンサからの大電流入力部に沿って配線しないでください。

4.  $\text{SENSE}^-$ と $\text{SENSE}^+$ は最少の基板トレース間隔で一緒に配線されていますか？ $\text{SENSE}^+$ と $\text{SENSE}^-$ のあいだのフィルタ・コンデンサはできるだけデバイスに近づけて配置します。 $\text{SENSE}$ 抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を保証します。

5.  $\text{INTV}_{\text{CC}}$ デカップリング・コンデンサはデバイスの近くで $\text{INTV}_{\text{CC}}$ ピンと電源ピンのあいだに接続されていますか？このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。 $1\mu\text{F}$ セラミック・コンデンサを1個 $\text{INTV}_{\text{CC}}$ ピンと $\text{PGND}$ ピンに隣接して追加すれば、ノイズ性能を大幅に改善できます。

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離してください。これらすべてのノードの信号は非常に大きく高速で変化するので、LTC3828の「出力側」に置き、基板のトレース面積を最小にします。

7. 改良型の「スター・グラウンド」手法を使います。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板の側にある低インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点で、ここに $\text{INTV}_{\text{CC}}$ デカップリング・コンデンサのボトム側、電圧帰還抵抗分割器のボトム、およびICの $\text{SGND}$ ピンを接続します。

## アプリケーション情報

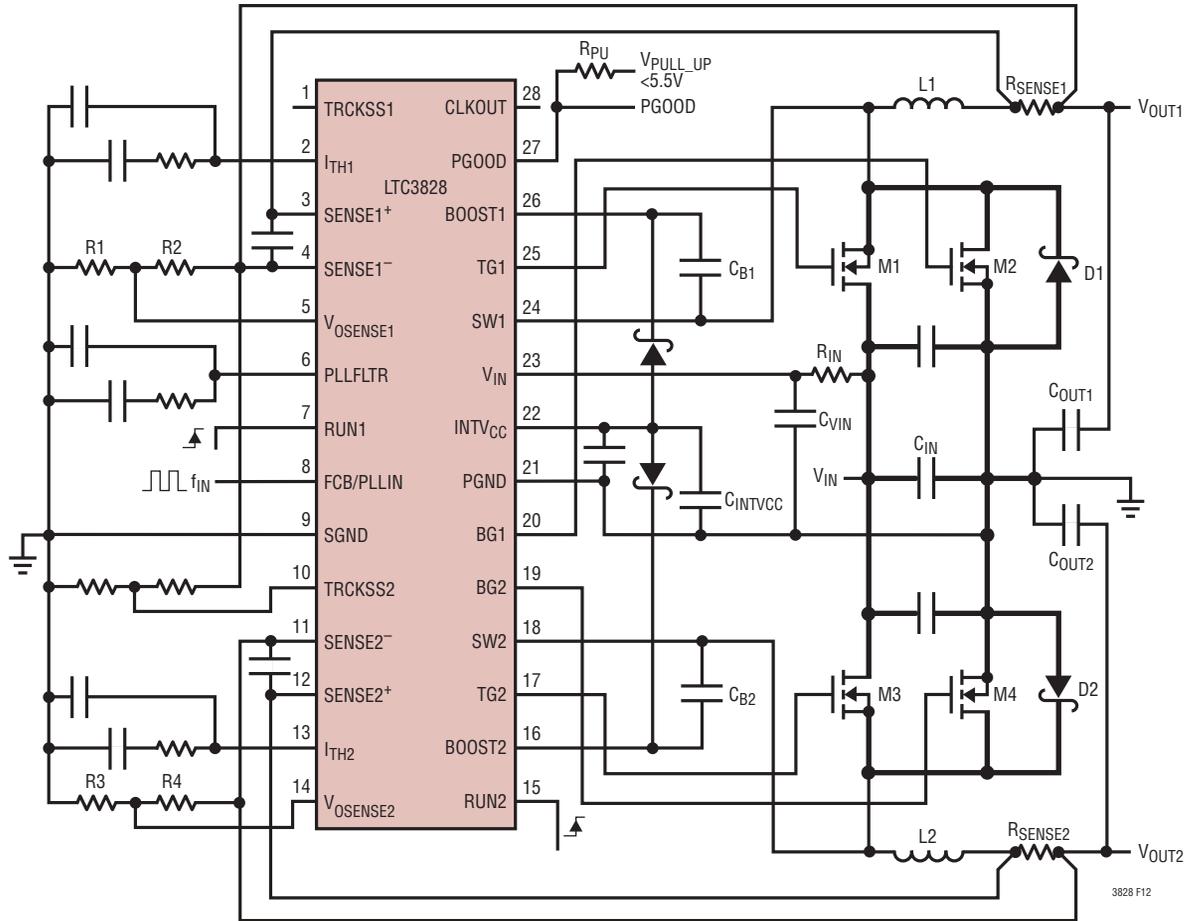


図12. LTC3828の推奨基板レイアウト図

## アプリケーション情報

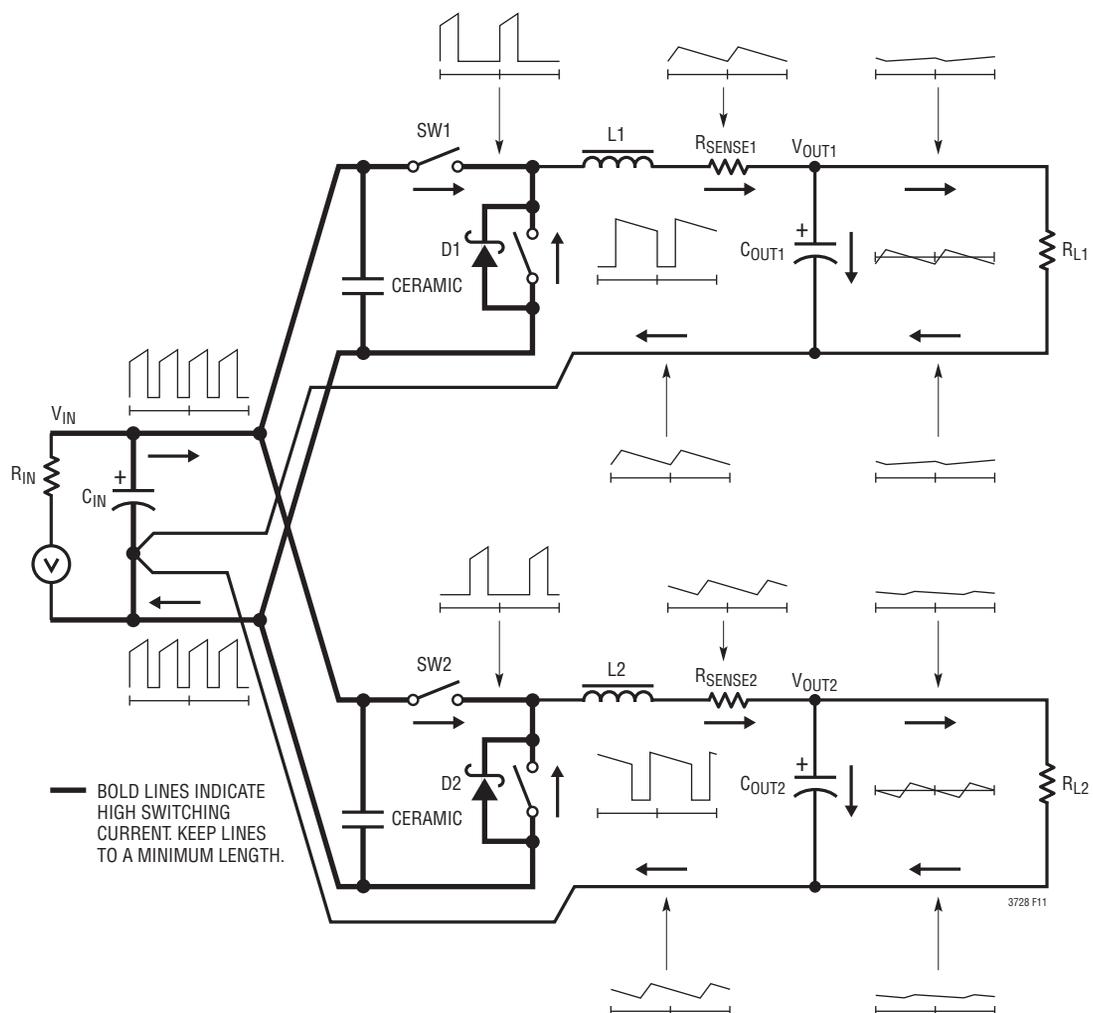


図13. ブランチ電流の波形

## アプリケーション情報

## PCボード・レイアウトのデバッグ

最初、片方のコントローラだけオンにします。回路をテストするとき、DC-50MHzの電流プローブを使用してインダクタの電流をモニタすると有益です。出力スイッチング・ノード (SWピン) をモニタしてオシロスコープを内部発振器に同期させ、実際の出力電圧も調べてください。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で適切な性能が出ているかチェックします。ドロップアウト電圧までの入力電圧範囲にわたって、さらに出力負荷が低電流動作スレッシュホールド (標準でバースト・モード動作の最大設計電流レベルの10%~20%) より下に下がるまで動作周波数が保たれなければなりません。

デューティ・サイクルのパーセンテージは、適切に設計された低ノイズのPCBにおいてはサイクルからサイクルへと維持されます。低調波の周期でデューティ・サイクルが変動する場合、電流センス入力または電圧センス入力でのノイズを拾っているか、あるいはループ補償が不適當である可能性があります。レギュレータの帯域幅の最適化が必要であれば、ループを過補償にしてPCレイアウトの不備を補うことができます。両方のコントローラを同時にオンするのは必ず各コントローラの個々の性能をチェックした後にしてください。特に条件の厳しい動作領域は、片方のコントローラ・チャ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に他方のチャンネルがトップMOSFETをオンするときです。これは内部クロックの位相同期のために、どちらかのチャンネルのデューティ・サイクルが50%付近のとき発生し、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。

$V_{IN}$ を公称レベルから下げて、ドロップアウト状態のレギュレータ動作を検証します。出力をモニタしながらさらに $V_{IN}$ を下げて動作を確認し、低電圧ロックアウト回路の動作をチェックします。

出力電流が大きいとき、あるいは入力電圧が高いときにしか問題がないかどうか調べます。入力電圧が高かつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、TGおよびBGの各接続と、敏感な電圧ピンおよび電流ピンとのあいだの容量性結合を調べます。電流センス・ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を抑えるのに有効です。入力電圧が低かつ電流出力負荷が大きいときに問題が起きる場合は、 $C_{IN}$ 、ショットキー・ダイオード、トップMOSFETなどの部品と、敏感な電流および電圧センス・トレースとの誘導性結合を調べます。さらに、これらの部品とデバイスのSGNDピン間の共通グランド経路の電圧ピックアップも調べてください。

電流センスのリード線を逆方向に接続した場合、その他の点ではスイッチング・レギュレータが正しく動作するため、かえって見逃すおそれのある厄介な問題が生じます。このような不適切な接続状態でも出力電圧は維持されますが、電流モード制御の利点は実現されません。電圧ループの補償は部品選択に対してはるかに敏感です。この現象は電流センス抵抗を一時的に短絡して調べることができます。センス抵抗を短絡してもレギュレータは引き続き出力電圧を制御しますので心配はいりません。

## アプリケーション情報

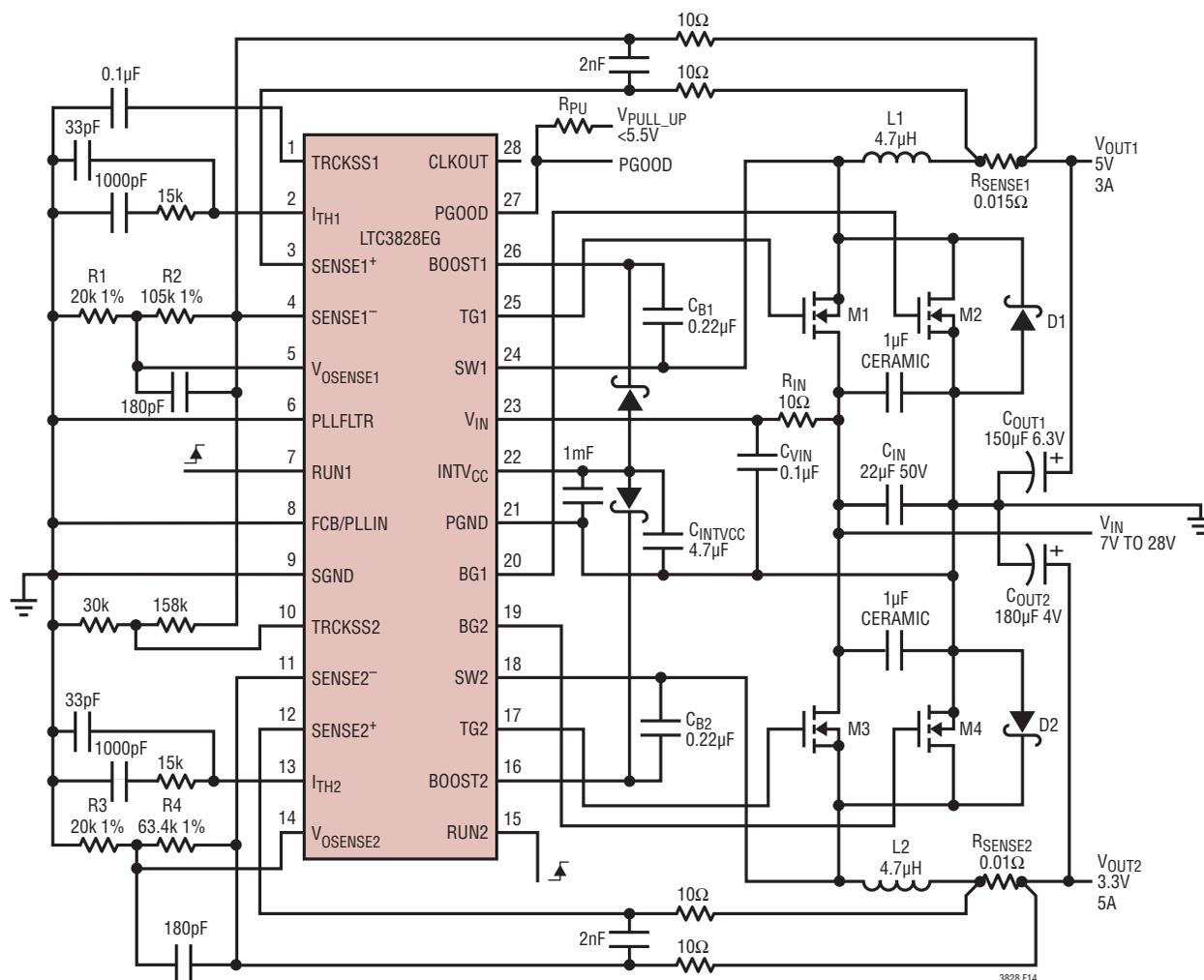


図14. LTC3828を使った高効率で低ノイズの5V/3A、  
3.3V/5Aレギュレータ(レシオメトリック・トラッキング)

## アプリケーション情報

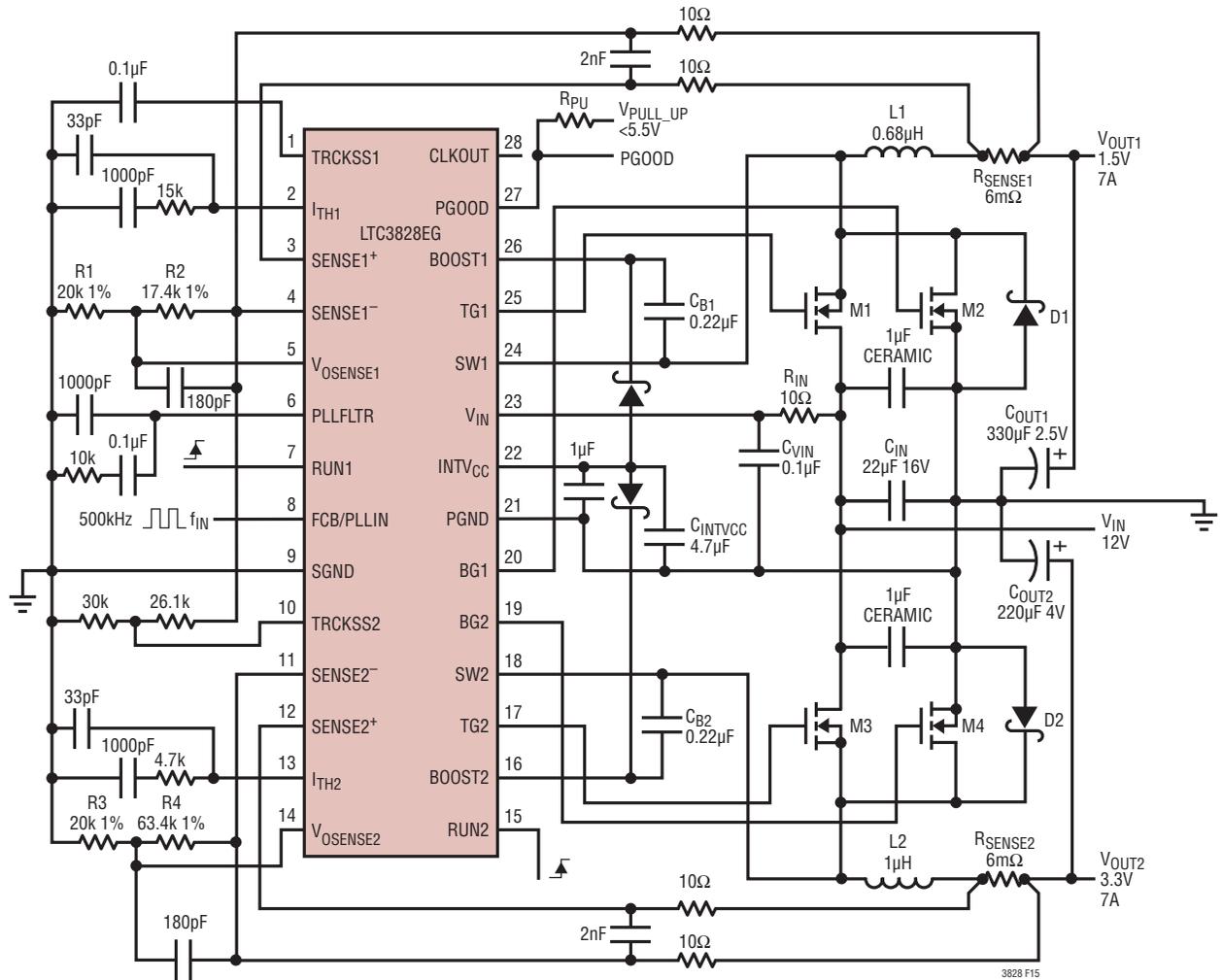
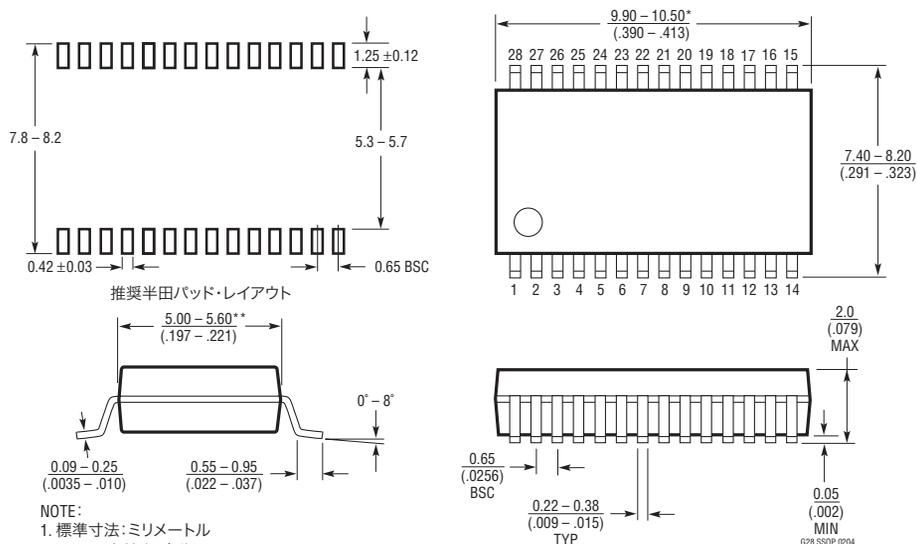


図15. LTC3828を使った高効率で低ノイズの1.5V/7A、3.3V/7A、500kHzレギュレータ(レシオメトリック・トラッキング)

パッケージ寸法 (分かりやすくするため、図は実寸とは異なる)

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



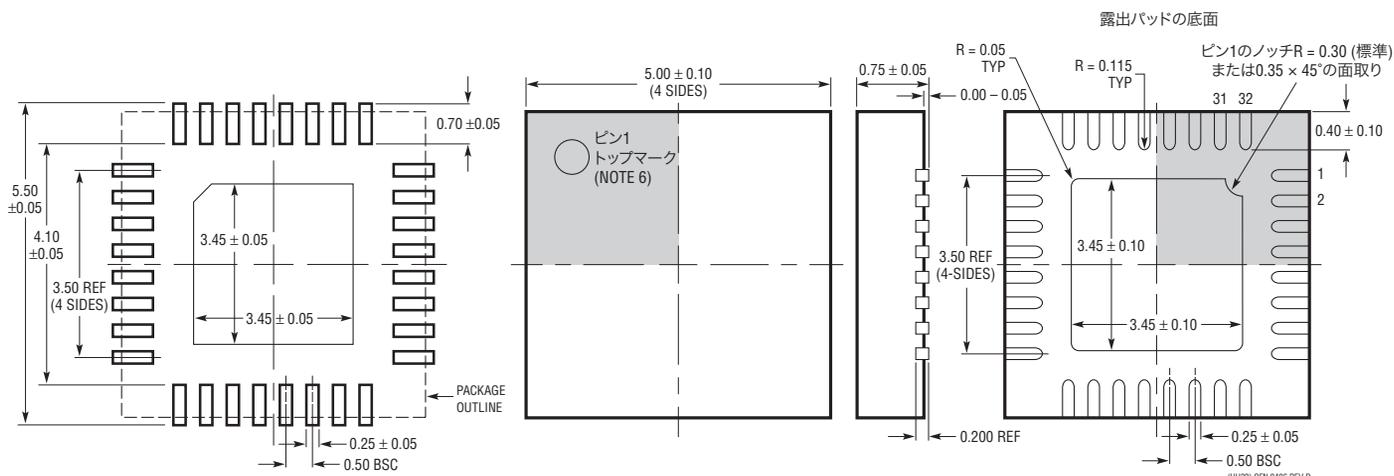
推奨半田パッド・レイアウト

NOTE:  
 1. 標準寸法: ミリメートル  
 2. 寸法は ミリメートル (インチ)  
 3. 図は実寸とは異なる

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

\*\* 寸法にはリード間のバリを含まない。  
 リード間のバリは各サイドで0.254mm (0.010") を超えてはならない

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



推奨半田パッド・レイアウト  
 半田付けされない領域には半田マスクを使用する

NOTE:  
 1. 図はJEDEC/パッケージ・アウトラインMO-220のバリエーションWHHD-(X)に含めるよう提案されている(承認待ち)  
 2. 図は実寸とは異なる  
 3. すべての寸法はミリメートル  
 4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない。  
 モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.20mmを超えないこと  
 5. 露出パッドは半田メッキとする  
 6. 網かけの部分はパッケージの上面と底面のピン1の参考にすぎない

## 標準的応用例

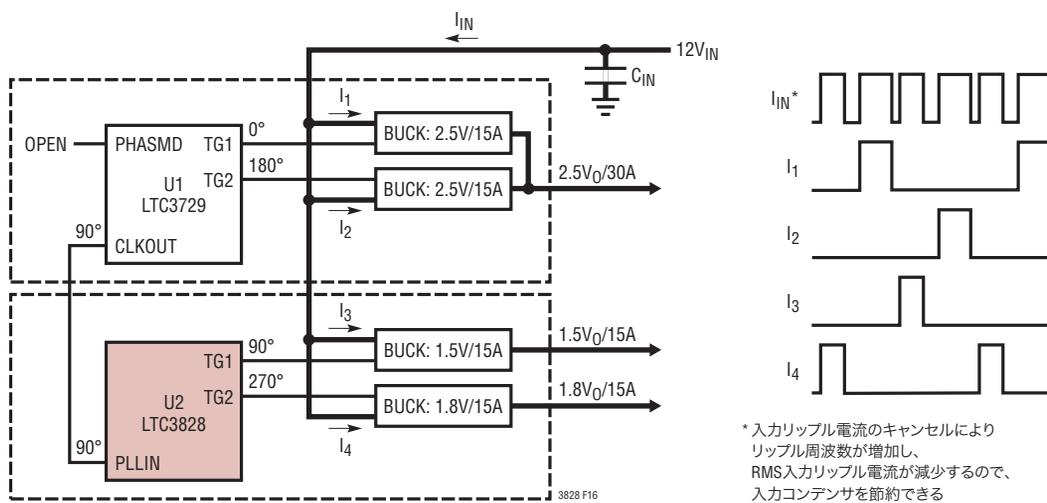


図16. 複数出力のPolyPhaseアプリケーション

## 関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC1628/LTC1628-PG/ LTC1628-SYNC	2フェーズ、デュアル出力同期式降圧DC/DCコントローラ	C <sub>IN</sub> とC <sub>OUT</sub> が減少、パワーグッド出力信号、同期可能、3.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V、I <sub>OUT</sub> :最大20A、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 5V
LTC1629/ LTC1629-PG	20A~200AのPolyPhase®同期式コントローラ	2フェーズから12フェーズまで拡張可能、すべて表面実装型部品を使用可能、ヒートシンク不要、V <sub>IN</sub> :最大36V
LTC1702A	No R <sub>SENSE</sub> 2フェーズ、デュアル同期式降圧コントローラ	550kHz、センス抵抗が不要
LTC1708-PG	2フェーズ、デュアル同期式コントローラ、Mobile VID付き	3.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V、V <sub>ID</sub> によりV <sub>OUT1</sub> を設定、PGOOD
LT1709/LT1709-8	高効率、2フェーズ同期式降圧スイッチング・レギュレータ、5ビットVID付き	1.3V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 3.5V、電流モードにより正確な電流分担を保証、3.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V
LTC1735	高効率同期式降圧スイッチング・レギュレータ	出力フォールト保護、16ピンSSOP
LTC1778/LTC1778-1	No R <sub>SENSE</sub> <sup>TM</sup> 電流モード同期式降圧コントローラ	効率:最大97%、4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V、0.8V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ (0.9)V <sub>IN</sub> 、I <sub>OUT</sub> :最大20A
LTC1929/LTC1929-PG	2フェーズ同期式コントローラ	最大42A、すべて表面実装型部品を使用可能、ヒートシンク不要、3.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V
LTC3708	デュアル、2フェーズDC/DCコントローラ、出力トラッキング付き	電流モード、No R <sub>SENSE</sub> 、アップ/ダウン・トラッキング、同期可能
LTC3711	No R <sub>SENSE</sub> 電流モード同期式降圧コントローラ、デジタル5ビット・インタフェース付き	効率:最大97%、500kHz、Pentium®IIIプロセッサに最適、0.925V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 2V、4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 36V、I <sub>OUT</sub> :最大20A
LTC3728	デュアル、550kHz、2フェーズ同期式降圧コントローラ	デュアル180度位相差コントローラ、V <sub>IN</sub> :3.5V~35V、99%デューティ・サイクル、5mm×5mm QFN、SSOP-28
LTC3729	20A~200A、550kHz PolyPhase同期式コントローラ	2フェーズから12フェーズまで拡張可能、すべて表面実装型部品を使用可能、V <sub>IN</sub> :最大36V
LTC3731	3フェーズから12フェーズの降圧同期式コントローラ	出力電流:60A~240A、0.6V ≤ V <sub>OUT</sub> ≤ 6V、4.5V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 32V
LTC3770	マーゼニング、トラッキング、およびPLL付き高速、No R <sub>SENSE</sub> 降圧同期式コントローラ	0.67%精度の0.6Vリファレンス電圧、プログラム可能なマーゼニング、真の電流モード、4V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ 32V

No R<sub>SENSE</sub>とPolyPhaseはリニアテクノロジー社の商標です。PentiumはIntel Corporationの登録商標です。

3828fc