



正誤表

この製品のデータシートに間違いがありましたので、お詫びして訂正いたします。

この正誤表は、2021年6月10日現在、アナログ・デバイセズ株式会社で確認した誤りを記したものです。

なお、英語のデータシート改版時に、これらの誤りが訂正される場合があります。

正誤表作成年月日：2021年6月10日

製品名：LTC7872

対象となるデータシートのリビジョン(Rev)：Rev.0

訂正箇所：21ページ、右の段、下から9行目

【誤】

「…R3とC3を通して…」

【正】

「…R3とC2を通して…」

アナログ・デバイセズ株式会社

本社／〒105-6891 東京都港区海岸1-16-1
ニューピア竹芝サウスタワービル
電話 03 (5402) 8200
大阪営業所／〒532-0003 大阪府大阪市淀川区富原3-5-36
新大阪トラストタワー
電話 06 (6350) 6868

4 相同期整流式双方向降圧または昇圧コントローラ

特長

- 独自のアーキテクチャにより、入力電圧、出力電圧または電流を動的にレギュレーション可能
 - 外部ゲート・ドライバおよびMOSFETと組み合わせて動作
 - 最大100Vの V_{HIGH} 電圧、最大60Vの V_{LOW} 電圧
 - 同期整流動作：最大効率98%
 - アナログ・デバイセズ独自の高度な電流モード制御
 - 全温度範囲にわたって±1%の電圧レギュレーション精度
 - 高精度でプログラマブルなインダクタ電流モニタリングと双方向レギュレーション
 - SPI準拠のシリアル・インターフェース
 - 動作ステータスおよびフォルトの通知
 - プログラマブルな V_{HIGH} および V_{LOW} マージニング
 - フェーズロック可能な周波数：60kHz～750kHz
 - オプションのスペクトラム拡散変調
 - マルチフェーズ／マルチIC動作、最大24位相
 - CCM/DCM/Burst Mode動作を選択可能
 - 熱強化型48ピンLQFPパッケージ
 - AFC-Q100認証を申請中

アプリケーション

- オートモーティブ用48V/12Vデュアル・バッテリ・システム
 - バックアップ電源システム

説明

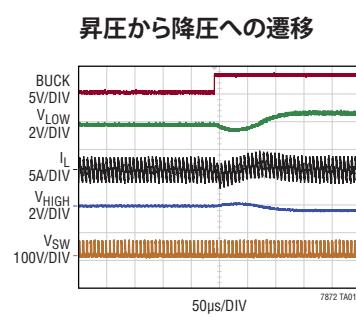
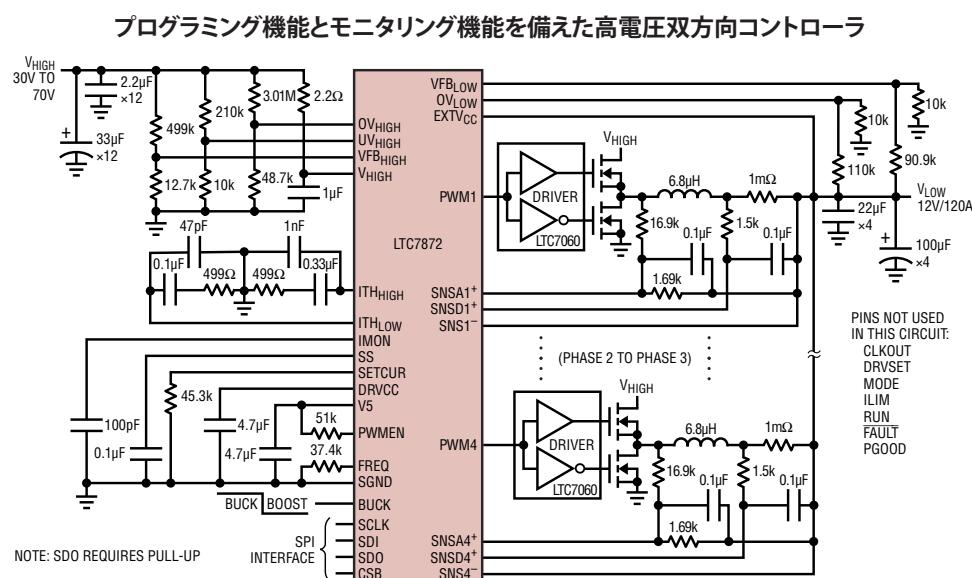
LTC[®]7872は、高性能の双方向降圧または昇圧スイッチング・レギュレータ・コントローラで、要求に応じて、降圧モードまたは昇圧モードで動作します。制御信号に応じて、V_{HIGH}からV_{LOW}への降圧モードとV_{LOW}からV_{HIGH}への昇圧モードでレギュレーションを行うため、48V/12Vのオートモーティブ用デュアル・バッテリ・システムに最適です。高精度な電流プログラミング・ループによって最大電流をレギュレーションし、これをどちらの方向にも供給できます。LTC7872を使用すると、一方のバッテリから他方のバッテリに電力を送ることで、両方のバッテリから同時に電力を負荷に供給できます。

独自の固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、SN比が向上して低ノイズ動作が可能となり、位相間の電流マッチングも良好になります。その他に、SPI準拠のシリアル・インターフェース、不連続または連続動作モード、OV/UVモニタ、降圧および昇圧動作に対する独立したループ補償、インダクタ電流の高精度モニタリング、過電流保護といった機能があります。

LTC7872は48ピン7mm × 7mm LXEパッケージを採用しています

本紙記載の登録商標および商標は、すべて各社の所有に属します。

代表的なアプリケーション



目次

特長	1
アプリケーション	1
説明	1
代表的なアプリケーション	1
絶対最大定格	3
ピン配置	3
オーダー情報	3
電気的特性	4
代表的な性能特性	8
ピン機能	10
ブロック図	12
動作	13
アプリケーション情報	20
シリアル・ポート	31
シリアル・ポート・レジスタの詳細	35
代表的なアプリケーション	46
パッケージの説明	47
代表的なアプリケーション	48
関連製品	48

絶対最大定格

(注1)

V_{HIGH} -0.3V~100V

電流検出電圧

(SNSD⁺、SNSA⁺、SNS⁻位相1~4) -0.3V~60V(SNSA⁺ - SNS⁻) -0.3V~0.3V(SNSD⁺ - SNS⁻) -0.3V~0.3VEXTV_{CC} -0.3V~60VDRV_{CC} -0.3V~11VRUN、OV_{HIGH}、UV_{HIGH}、OV_{LOW} -0.3V~6VV₅ -0.3V~6V

SCLK、SDI、SDO、CSB -0.3V~6V

PWM1、PWM2、PWM3、PWM4、PWMEN -0.3V~V₅ITH_{HIGH}、ITH_{LOW}、VFB_{HIGH}、VFB_{LOW} -0.3V~V₅FAULT、SETCUR、DRVSET、PGOOD -0.3V~V₅IMON、ILIM、SS、BUCK、MODE -0.3V~V₅FREQ、SYNC、CLKOUT -0.3V~V₅

動作ジャンクション温度範囲

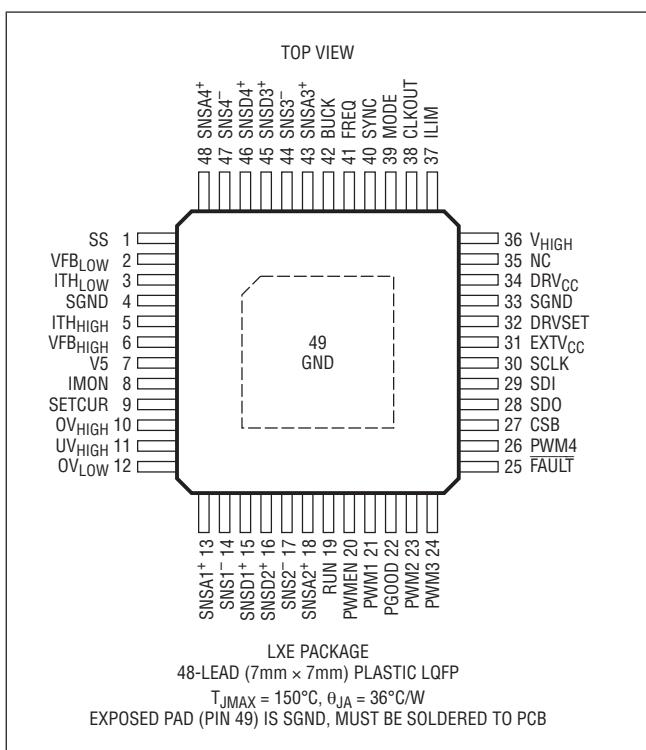
(注2、3) -40°C~150°C

保管温度範囲 -65°C~150°C

DRV_{CC}/EXTV_{CC}のピーク電流

(設計により性能を確保) 150mA

ピン配置



オーダー情報

鉛フリー仕上げ	製品マーキング*	パッケージの説明*	温度範囲
LTC7872ELXE#PBF	LTC7872 LXE	48 ピン (7mm × 7mm) プラスチック LXE	-40°C~125°C

オートモーティブ製品**

LTC7872ILXE#WPBF	LTC7872 LXE	48 ピン (7mm × 7mm) プラスチック LXE	-40°C~125°C
LTC7872JLXE#WPBF	LTC7872 LXE	48 ピン (7mm × 7mm) プラスチック LXE	-40°C~150°C
LTC7872HLXE#WPBF	LTC7872 LXE	48 ピン (7mm × 7mm) プラスチック LXE	-40°C~150°C

更に広い動作温度範囲で仕様規定されたデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。*温度グレードは、出荷容器のレベルに表示されています。

この製品は160個入りトレイで提供されます。

**このデバイスの各バージョンは、オートモーティブ・アプリケーションの品質と信頼性の条件に対応するよう管理された製造により提供されています。これらのモデルは#W接尾部により指定されます。オートモーティブ・アプリケーション向けには、上記のオートモーティブ・グレード製品のみを提供しています。特定製品のオーダー情報とこれらのモデルに特有のオートモーティブ信頼性レポートについては、最寄りのアナログ・デバイセズまでお問い合わせください。

電気的特性

●は全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$ 、 $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
メイン制御ループ						
V_{HIGH}	V_{HIGH} 電源電圧範囲		6	100		V
V_{LOW}	V_{LOW} 電源電圧範囲	$V_{\text{HIGH}} > 6\text{V}$	1.2	60		V
	V_{LOW} のレギュレーションされた帰還電圧	(注4); $\Delta I_{\text{TH,LOW}}$ の電圧 = 1.5V	● 1.188	1.200	1.212	V
	V_{HIGH} のレギュレーションされた帰還電圧	(注4); $\Delta I_{\text{TH,HIGH}}$ の電圧 = 0.5V	● 1.188	1.200	1.212	V
	V_{LOW} の EA 帰還電流	(注4)		-10	-40	nA
	V_{HIGH} の EA 帰還電流	(注4)		-10	-40	nA
	リファレンス電圧ライン・レギュレーション	(注4); $V_{\text{HIGH}} = 7\text{V} \sim 80\text{V}$		0.02	0.2	%
	$V_{\text{HIGH}}/V_{\text{LOW}}$ 電圧負荷レギュレーション	サーボ・ループで測定、 ΔI_{TH} 電圧 = 1.0V ~ 1.5V サーボ・ループで測定、 ΔI_{TH} 電圧 = 1.0V ~ 0.5V		0.01 -0.01	0.2 -0.2	% %
$g_{\text{m-buck}}$	降圧モード・トランスコンダクタンス・アンプの $g_{\text{m-buck}}$	(注4) $I_{\text{TH,LOW}} = 1.5\text{V}$ 、シンク／ソース $5\mu\text{A}$		2		mmho
$g_{\text{m-boost}}$	昇圧モード・トランスコンダクタンス・アンプの $g_{\text{m-boost}}$	(注4) $I_{\text{TH,HIGH}} = 0.5\text{V}$ 、シンク／ソース $5\mu\text{A}$		1		mmho
I_Q	V_{HIGH} DC 電源電流 シャットダウン・モード、 V_{HIGH} 電源電流 シャットダウン・モード、 V_{LOW} 電源電流	(注5) $V_{\text{RUN}} = 0\text{V}; V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$ $V_{\text{RUN}} = 0\text{V}; V_{\text{LOW}} = 12\text{V}$		9 30 20	15	mA μA μA
UVLO	DRV _{CC} 低電圧ロックアウト閾値	DRV _{CC} ランプ・ダウン、 $V_{\text{DRVSET}} = V_{\text{V5}}$ DRV _{CC} ランプ・ダウン、 $V_{\text{DRVSET}} = \text{フロート状態}$ DRV _{CC} ランプ・ダウン、 $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$	6.9 4.8 3.9	7.2 5.0 4.1	7.5 5.2 4.3	V V V
	DRV _{CC} 低電圧ヒステリシス	$V_{\text{DRVSET}} = \text{フロート状態}, V_{\text{V5}}$ $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$		0.8 0.5		V V
	V ₅ 低電圧ロックアウト閾値	V ₅ ランプ・ダウン、 $V_{\text{DRVSET}} = \text{フロート状態}, V_{\text{V5}}$ V ₅ ランプ・ダウン、 $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$	4.2 3.9	4.4 4.1	4.6 4.3	V V
	V ₅ 低電圧ヒステリシス	$V_{\text{DRVSET}} = \text{フロート状態}, V_{\text{V5}}$ $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$		0.2 0.5		V V
	RUN ピン・オン閾値	V_{RUN} の立上がり	1.1	1.22	1.35	V
	RUN ピン・オン・ヒステリシス			80		mV
	RUN ピンのソース電流	$V_{\text{RUN}} < 1.1\text{V}$	● 0.6	2		μA
	RUN ピンのヒステリシス電流	$V_{\text{RUN}} > 1.3\text{V}$	● 2	6		μA
I _{SS}	ソフトスタート充電電流	$V_{\text{SS}} = 1.2\text{V}$	0.8	1.0	1.2	μA
	BUCK ピン入力閾値	V_{BUCK} の立上がり V_{BUCK} の立下がり		2.2 1.7		V V
	BUCK ピンのプルアップ抵抗	BUCK ピンと V ₅ の間		200		k Ω
	最大デューティ・サイクル	降圧モード 昇圧モード	96	98 92		% %

電流モニタリングおよびレギュレーション機能

$I_{\text{SNSA+}}$	SNSA+ ピンの入力電流		± 0.05	± 1	μA
$I_{\text{NSD+}}$	SNSD+ ピンの入力電流		± 0.05	± 1	μA
$I_{\text{SNS-}}$	SNS- ピンの入力電流		1		mA
	I _{LIM} ピンの入力抵抗			100	k Ω

電気的特性

●は全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$ 、 $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
I_{SETCUR}	SETCUR ピンのソース電流	$\text{MFR_IDAC_SETCUR} = 0x00$	● 15.0	16.0	17.0	μA
	最大電流でのIMON誤差	$V_{\text{ILIM}} = \text{フロート状態}, R_{\text{SENSE}} = 3\text{m}\Omega$			± 10	%
	I_{MON} ゼロ電流電圧		1.240	1.250	1.260	V
	電流検出ピン電圧 ($V_{\text{SNSD}}^+ - V_{\text{SNS}}^-$) の IMONに対するゲイン	$V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}, 1/4 V_{\text{V5}}$ $V_{\text{ILIM}} = \text{フロート状態}, 3/4 V_{\text{V5}}, V_{\text{V5}}$		40 20		V/V V/V
	合計 DC 検出信号ゲイン	DCR 構成		5		V/V
	合計 DC 検出信号ゲイン	R_{SENSE} 構成		4		V/V
$V_{\text{SENSE(MAX)}}$ (DCR 構成)	最大電流検出閾値 (降圧および昇圧モード)	$V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$ $V_{\text{ILIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$ $V_{\text{ILIM}} = \text{フロート状態}$ $V_{\text{ILIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$ $V_{\text{ILIM}} = V_{\text{V5}}$	● 6.5 ● 17.0 ● 27.0 ● 36.0 ● 44.0	10.0 20.0 30.0 40.0 50.0	13.5 23.0 33.0 44.0 56.0	mV
$V_{\text{SENSE(MAX)}}$ (R_{SENSE} 構成)	最大電流検出閾値 (降圧および昇圧モード)	$V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$ $V_{\text{ILIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$ $V_{\text{ILIM}} = \text{フロート状態}$ $V_{\text{ILIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$ $V_{\text{ILIM}} = V_{\text{V5}}$	● 8.1 ● 21.2 ● 33.7 ● 45.0 ● 55.0	12.5 25.0 37.5 50.0 62.5	16.9 28.8 41.3 55.0 70.0	mV
V_{OCFT}	過電流フォルト閾値、 $V_{\text{SNSD}}^+ - V_{\text{SNS}}^-$	$V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$ $V_{\text{ILIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$ $V_{\text{ILIM}} = \text{フロート状態}$ $V_{\text{ILIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$ $V_{\text{ILIM}} = V_{\text{V5}}$	● 31.0 ● 43.0 ● 54.0 ● 65.0 ● 76.0	37.5 50.0 62.5 75.0 87.5	44.0 57.0 71.0 85.0 99.0	mV
V_{NOCFT}	負の過電流フォルト閾値、 $V_{\text{SNSD}}^+ - V_{\text{SNS}}^-$	$V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$ $V_{\text{ILIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$ $V_{\text{ILIM}} = \text{フロート状態}$ $V_{\text{ILIM}} = 3/4 V_{\text{V5}}$ $V_{\text{ILIM}} = V_{\text{V5}}$	● -45.0 ● -58.0 ● -72.0 ● -86.0 ● -100.0	-37.5 -50.0 -62.5 -75.0 -87.5	-30.0 -42.0 -53.0 -64.0 -75.0	mV
	過電流フォルト閾値ヒステリシス、 $ V_{\text{SNSD}}^+ - V_{\text{SNS}}^- $	$V_{\text{ILIM}} = 0\text{V}$ $V_{\text{ILIM}} = 1/4 V_{\text{V5}}$ 、フロート状態、 $3/4 V_{\text{V5}}, V_{\text{V5}}$			25 31	mV mV

DRV_{CC} および V₅ リニア電圧レギュレータ

V_{DRVCC}	DRV _{CC} レギュレーション電圧	$12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 60\text{V}, V_{\text{DRVSET}} = V_{\text{V5}}$ $12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 60\text{V}, V_{\text{DRVSET}} = \text{フロート状態}$ $12\text{V} < V_{\text{EXTVCC}} < 60\text{V}, V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$	9.5 7.6 4.8	10 8 5	10.5 8.4 5.2	V V V	
	DRV _{CC} 負荷レギュレーション	$I_{\text{DRVCC}} = 0\text{mA} \sim 100\text{mA}, V_{\text{EXTVCC}} = 14\text{V}$			1.6	3.0	%
	EXTV _{CC} スイッチオーバー電圧	EXTV _{CC} ランプ・アップ、 $V_{\text{DRVSET}} = V_{\text{V5}}$ EXTV _{CC} ランプ・アップ、 $V_{\text{DRVSET}} = \text{フロート状態}$ EXTV _{CC} ランプ・アップ、 $V_{\text{DRVSET}} = 0\text{V}$			10.7 8.5 6.9		V V V
	EXTV _{CC} ヒステリシス				12		%
V_5	V_5 レギュレーション電圧	$6\text{V} < V_{\text{DRVCC}} < 10\text{V}$	4.8	5.0	5.2	V	
	V_5 負荷レギュレーション	$I_{V_5} = 0\text{mA} \sim 20\text{mA}$			0.5	1	%

電流 DAC (IDAC)

	$V_{\text{HIGH}}/V_{\text{LOW}}$ IDAC 精度	$\text{MFR_IDAC_V}_{\text{LOW/HIGH}} = 0x40$ または $0x7F$		-1	1	%
	$V_{\text{HIGH}}/V_{\text{LOW}}$ IDAC プログラム範囲			-64	63	μA
	SETCUR IDAC プログラム範囲			0	31	μA

電気的特性

●は全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$ 、 $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
LSB	$V_{\text{HIGH}}/V_{\text{LOW}}$ IDAC LSB SETCUR IDAC LSB		1	1		μA

発振器およびフェーズロック・ループ

I_{FREQ}	FREQ ピンの出力電流		●	19	20	21	μA
	公称周波数	$V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ 、 $R_{\text{FREQ}} = 51.1\text{k}\Omega$		230	250	270	kHz
f_{LOW}	低固定周波数	$V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ 、 $R_{\text{FREQ}} = 27.4\text{k}\Omega$		55	70	85	kHz
f_{HIGH}	高固定周波数	$V_{\text{SYNC}} = 0\text{V}$ 、 $R_{\text{FREQ}} = 105\text{k}\Omega$		640	710	780	kHz
	同期可能周波数	SYNC = 外部クロック	●	60		750	kHz
	スペクトラム拡散周波数変調範囲	$V_{\text{SYNC}} = 5\text{V}$ 、 $R_{\text{FREQ}} = 51.1\text{k}\Omega$ 、MFR_SSFM = 0x00		-12		12	%
$\theta_2 - \theta_1$	位相1を基準とする位相2				180		°
$\theta_3 - \theta_1$	位相1を基準とする位相3				90		°
$\theta_4 - \theta_1$	位相1を基準とする位相4				270		°
$\theta_{\text{CLKOUT}} - \theta_1$	位相1を基準とする CLKOUT				45		°
	クロック出力高電圧	$I_{\text{LOAD}} = 0.5\text{mA}$		V5 - 0.2	V5		V
	クロック出力低電圧	$I_{\text{LOAD}} = -0.5\text{mA}$				0.2	V
	SYNC ピン入力閾値	SYNC ピン立上がり SYNC ピン立下がり		2		1.1	V
	SYNC ピンの入力抵抗			100			$\text{k}\Omega$

パワー・グッドおよびFAULT

	PGOOD 電圧ロー	$I_{\text{PGOOD}} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V	
	PGOOD リーク電流	$V_{\text{PGOOD}} = 5\text{V}$			±1	μA	
	PGOOD 作動レベル、レギュレーション電圧を基準とする $V_{\text{FBHIGH}}/V_{\text{FBLOW}}$	$V_{\text{FBHIGH}}/V_{\text{FBLOW}}$ ランプ・ダウン $V_{\text{FBHIGH}}/V_{\text{FBLOW}}$ ランプ・アップ		-10		%	
	PGOOD 遅延	PGOOD ピンがハイからロー		40		μs	
	FAULT 電圧ロー	$I_{\text{FAULT}} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V	
	FAULT 電圧リーク電流	$V_{\text{FAULT}} = 5\text{V}$			±1	μA	
	FAULT 遅延	FAULT ピンがハイからロー		120		μs	
	$V_{\text{LOW}} \text{ OV}$ コンパレータ閾値			1.15	1.2	1.25	V
	$V_{\text{LOW}} \text{ OV}$ コンパレータ・ヒステリシス	$V_{\text{OVLOW}} > 1.2\text{V}$		5			μA
	$V_{\text{HIGH}} \text{ OV}$ コンパレータ閾値			1.15	1.2	1.25	V
	$V_{\text{HIGH}} \text{ OV}$ コンパレータ・ヒステリシス	$V_{\text{OVHIGH}} > 1.2\text{V}$		5			μA
	$V_{\text{HIGH}} \text{ UV}$ コンパレータ閾値			1.15	1.2	1.25	V
	$V_{\text{HIGH}} \text{ UV}$ コンパレータ・ヒステリシス	$V_{\text{UVHIGH}} < 1.2\text{V}$		5			μA

PWM 出力

	PWM 出力高電圧	$I_{\text{LOAD}} = 0.5\text{mA}$	●	V5 - 0.5		V
	PWM 出力低電圧	$I_{\text{LOAD}} = -0.5\text{mA}$	●		0.5	V
	Hi-Z 状態での PWM 出力電流				±5	μA

電気的特性

●は全動作温度範囲に適用される仕様であることを示します。それ以外の仕様は、特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $V_{\text{HIGH}} = 48\text{V}$ 、 $V_{\text{RUN}} = 5\text{V}$ での値です。(注2)

記号	パラメータ	条件	最小値	代表値	最大値	単位
デジタルI/O:CSB、SCLK、SDI、SDO						
V_{IL}	デジタル入力低電圧	CSB、SCLK、SDIの各ピン			0.5	V
V_{IH}	デジタル入力高電圧	CSB、SCLK、SDIの各ピン		1.8		V
V_{OL}	デジタル出力電圧ロー	SDOピン、1mAをシンク			0.3	V
R_{CSB}	CSBピンのプルアップ抵抗			300		kΩ
R_{SCLK}	SCLKピンのプルダウン抵抗			300		kΩ
R_{SDI}	SDIピンのプルダウン抵抗			300		kΩ

SPIインターフェースのタイミング特性(図9および10のタイミング図を参照)

t_{CKH}	SCLKハイ時間		45			ns
t_{CSS}	CSBセットアップ時間		40			ns
t_{CSH}	CSBハイ時間		60			ns
t_{CS}	SCLKに対するSDIのセットアップ・タイム		40			ns
t_{CH}	SCLKに対するSDIのホールド・タイム		20			ns
t_{DO}	SCLKからSDO完了までの時間		90			ns
$t_{\text{C}\%}$	SCLKのデューティ・サイクル		45	50	55	%
$f_{\text{SCLK}(\text{MAX})}$	最高SCLK周波数		5			MHz

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

注2:LTC7872は、 $T_J \approx T_A$ となるノーレス負荷条件下で試験されています。LTC7872Eは、 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ のジャンクション温度で性能仕様を満たすよう設計されています。 $-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲における仕様は、設計、特性評価、および統計的プロセス制御との相關付けによって確保されています。LTC7872Iの仕様は $-40^\circ\text{C} \sim +125^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で確保されています。LTC7872Jの仕様は $-40^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$ の動作ジャンクション温度範囲で確保されています。LTC7872Hの仕様は $-40^\circ\text{C} \sim +150^\circ\text{C}$ の全動作ジャンクション温度範囲で確保されています。ジャンクション温度が高いと動作寿命が低下します。動作寿命は 125°C を超えるジャンクション温度ではディレーティングされます。これらの仕様に整合する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗、およびその他の環境要因と共に、特定の動作条件によって決まります。

作寿命は 125°C を超えるジャンクション温度ではディレーティングされます。これらの仕様に整合する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗、およびその他の環境要因と共に、特定の動作条件によって決まります。

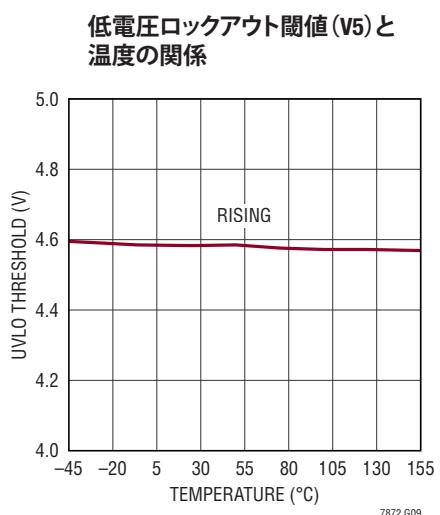
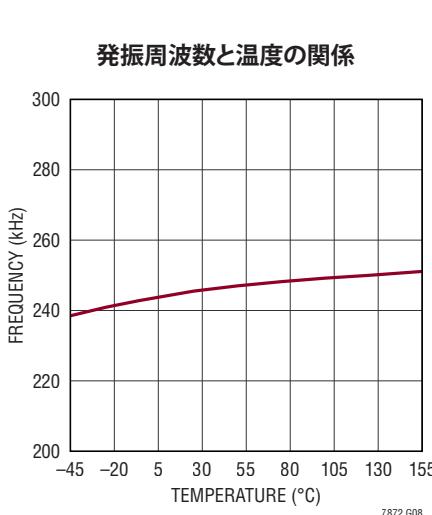
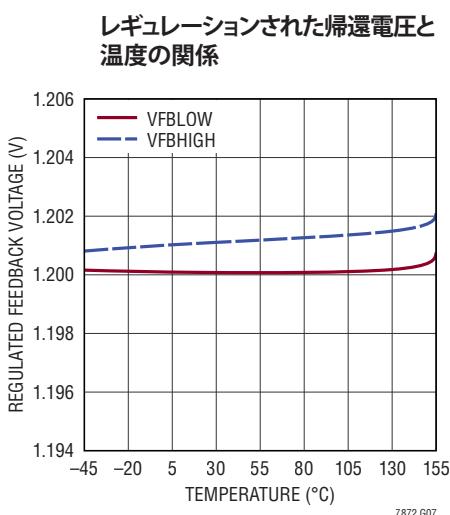
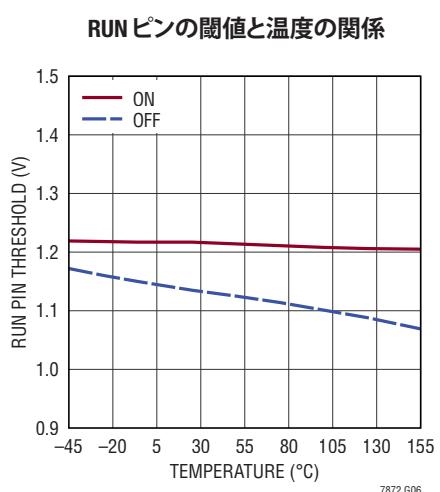
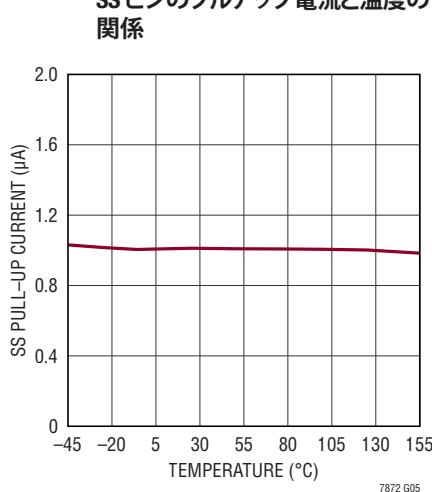
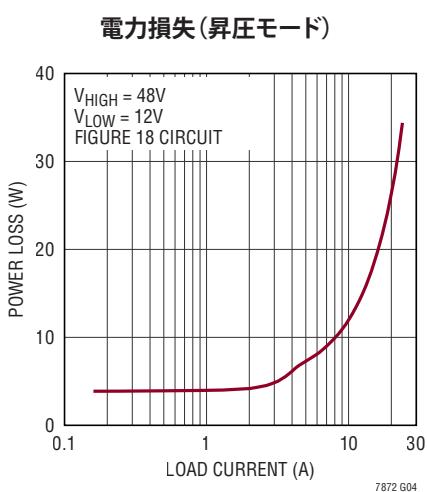
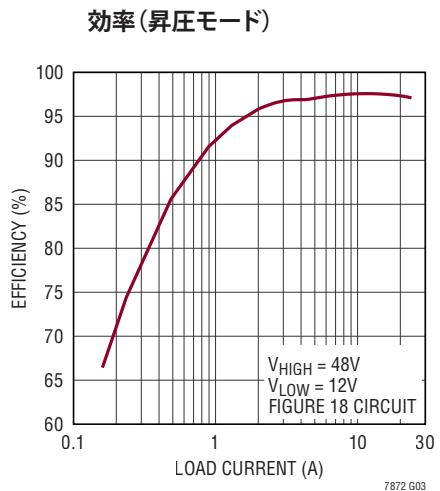
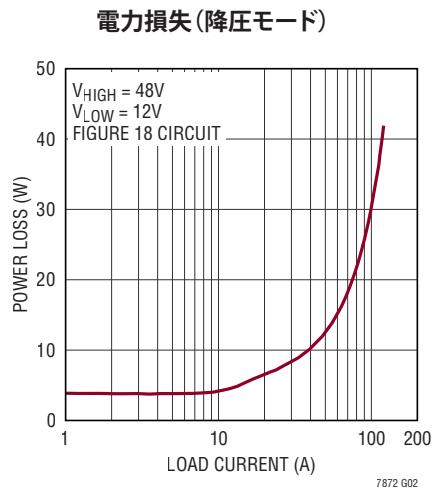
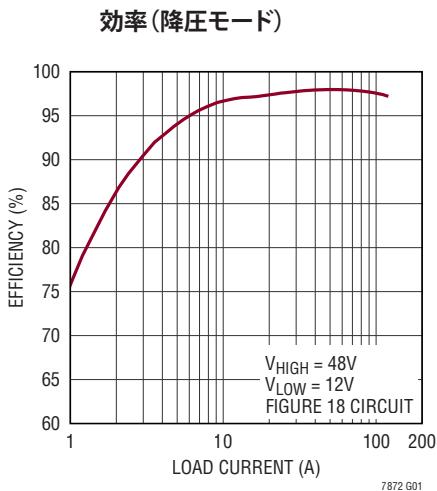
注3: T_J は、次式を使って周囲温度 T_A と消費電力 P_D から計算されます。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot 36^\circ\text{C}/\text{W})$$

注4:LTC7872は帰還ループでテストされています。このループでは V_{ITHHIGH} と V_{ITHLOW} を仕様規定された電圧にサーボして得られた V_{FBHIGH} と V_{FBLOW} をそれぞれ測定します。

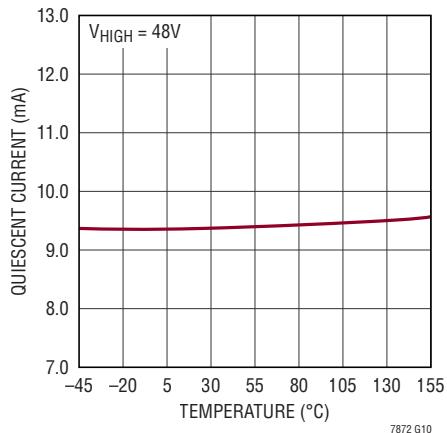
注5:動的な電源電流は、DRV_{CC}リニア電圧レギュレータでの負荷電流によって、これより大きくなることがあります。

代表的な性能特性 特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

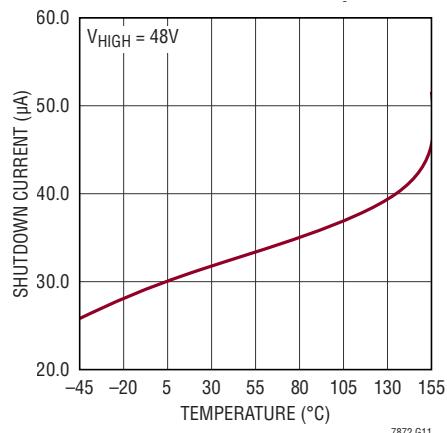


代表的な性能特性 特に指定のない限り $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

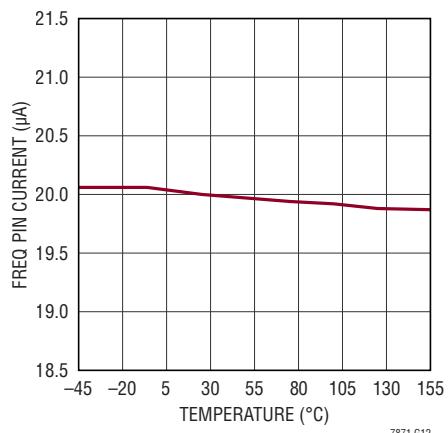
静止電流と温度の関係



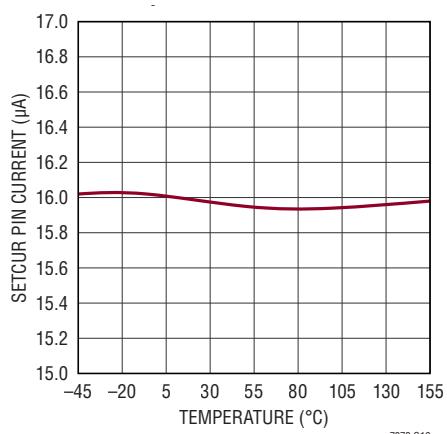
シャットダウン電流と温度の関係



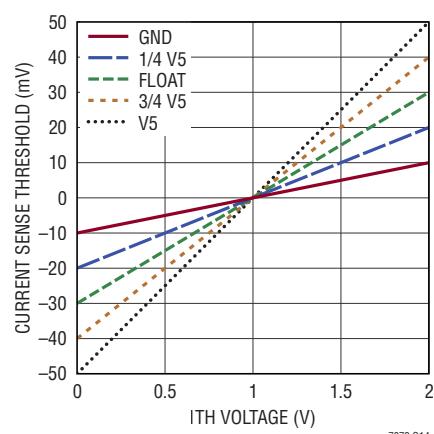
FREQピンのソース電流と温度の関係



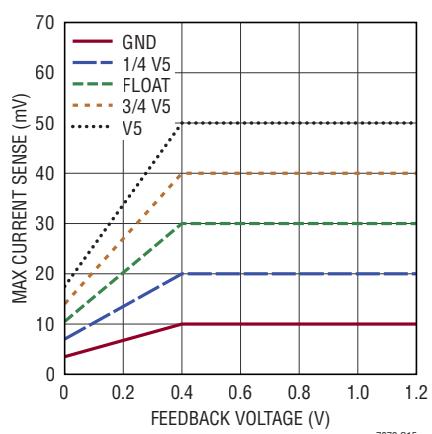
SETCURピンのソース電流と温度の関係



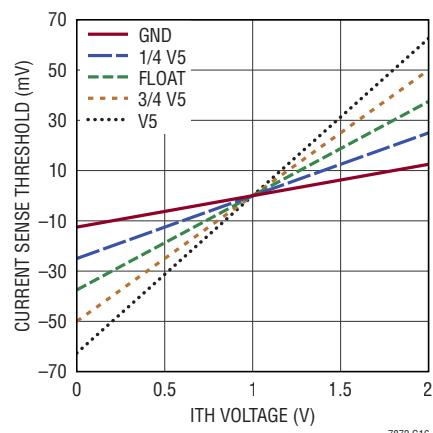
電流検出閾値とITH電圧 (DCR)
(ILIMの関数として表示)



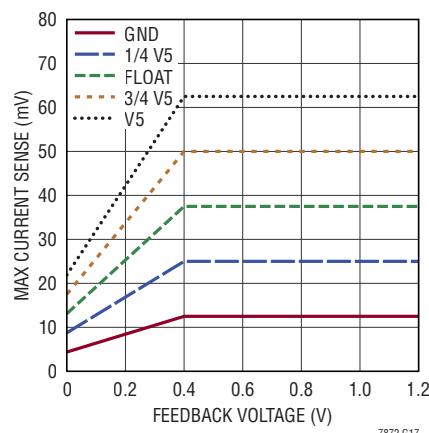
最大電流検出閾値と帰還電圧-降圧
(DCR) (ILIMの関数として表示)



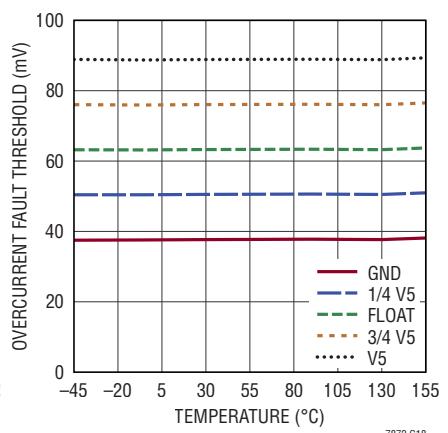
電流検出閾値とITH電圧 (RSENSE)
(ILIMの関数として表示)



最大電流検出閾値と帰還電圧-降圧
(RSENSE) (ILIMの関数として表示)



過電流FAULT閾値と温度 (ILIMの
関数として表示)



ピン機能

SS(1番ピン):ソフトスタート入力。このピンの電圧ランプ・レートで、レギュレーションされた電圧のランプ・レートが設定されます。グラウンドとの間にコンデンサを接続することによってソフトスタートが行われます。このピンには $1\mu A$ のプルアップ電流が流れます。

VFB_{LOW}(2番ピン):V_{LOW}電圧検出エラー・アンプの反転入力。

ITH_{HIGH}/ITH_{LOW}(5、3番ピン):電流制御閾値とエラー・アンプの補償点。電流コンパレータの閾値は、ITH制御電圧に応じて変化します。

SGND(4、33番ピン、露出パッド):グラウンド。定格の熱性能を得るために、PCBのグラウンドにハンダ処理する必要があります。このピンは、V_{HIGH}、DRV_{CC}、V₅のバイパス・コンデンサの負端子に近づけて接続します。小信号部品と補償部品はすべてここに接続する必要があります。

VFB_{HIGH}(6番ピン):V_{HIGH}電圧検出エラー・アンプの非反転入力。

V₅(7番ピン):内部5Vレギュレータ出力。制御回路はこの電圧から給電されます。4.7μF以上の低ESRタンタルまたはセラミック・コンデンサを使用して、このピンをSGNDにバイパスします。

IMON(8番ピン):電流モニタ・ピン。このピンの電圧は、全4チャネルの平均インダクタ電流に正比例します。このピンの電圧が1.25Vの場合、位相あたりの平均インダクタ電流がゼロであることを示します。

SETCUR(9番ピン):このピンは、降圧モードまたは昇圧モードの最大平均インダクタ電流を設定します。このピンからは、 $16\mu A$ の電流が流れ出します。この電流はSPIインターフェースで設定できます。

OV_{HIGH}(10番ピン):V_{HIGH}の過電圧閾値設定ピン。この閾値を設定するには、V_{HIGH}からの抵抗分圧器が必要です。このピンの電圧が1.2Vの作動点を上回った場合、ヒステリシスを外部的に調整できるように $5\mu A$ の電流がこのピンから流れ出します。

UV_{HIGH}(11番ピン):V_{HIGH}の低電圧閾値設定ピン。この閾値を設定するには、V_{HIGH}からの抵抗分圧器が必要です。このピンの電圧が1.2Vの作動点を下回った場合、ヒステリシスを外部的に調整できるように $5\mu A$ の電流がこのピンに流れこみます。

OV_{LOW}(12番ピン):V_{LOW}の過電圧閾値設定ピン。この閾値を設定するには、V_{LOW}からの抵抗分圧器が必要です。このピンの電圧が1.2Vの作動点を上回った場合、ヒステリシスを外部的に調整できるように $5\mu A$ の電流がこのピンから流れ出します。

SNSA1⁺/SNSA2⁺/SNSA3⁺/SNSA4⁺(13、18、43、48番ピン):電流検出コンパレータのAC正側入力。これらの入力は、このICの電流コンパレータへの電流信号のAC成分を増幅します。

SNS1⁻/SNS2⁻/SNS3⁻/SNS4⁻(14、17、44、47番ピン):電流検出コンパレータの負側入力。電流コンパレータの負側入力は通常V_{LOW}に接続されます。

SNSD1⁺/SNSD2⁺/SNSD3⁺/SNSD4⁺(15、16、45、46番ピン):電流検出コンパレータのDC正側入力。これらの入力は、このICの電流コンパレータおよび電流検出アンプへの電流信号のDC成分を増幅します。

RUN(19番ピン):制御をイネーブルする入力。1.22Vを超える電圧でICがオンになります。このピンには、 $2\mu A$ のプルアップ電流が流れています。RUNピンが1.22Vの閾値を上回ると、このプルアップ電流が $6\mu A$ に増加します。

PWMEN(20番ピン):外部ゲート・ドライバのイネーブル・ピン。オープン・ドレイン・ロジックで、LTC7872が外部ゲート・ドライバをシャットダウンするとグラウンドまで下がります。このピンがローの場合、PWMピンの出力はすべて高インピーダンスになります。

PWM1、PWM2、PWM3、PWM4(21、23、24、26番ピン):(上側の)ゲート信号出力。この信号は、PWMに送られるか、外部ゲート・ドライバの上側ゲート入力または統合化ドライバMOSFETに送られます。これは、スリーステート互換の出力です。

PGOOD(22番ピン):レギュレーションされたV_{HIGH}/V_{LOW}のパワー・グッド・インジケータ出力。オープン・ドレイン・ロジック出力で、レギュレーションされたV_{HIGH}/V_{LOW}が±10%のレギュレーション範囲を超えた場合、内部の40μSパワー・パッド・マスク・タイマの時間経過後、グラウンドまで下がります。

FAULT(25番ピン):フォルト・インジケータ出力。オープン・ドレイン出力で、フォルト状態の間、グラウンドまで下がります。

ピン機能

CSB、SDO、SDI、SCLK (27、28、29、30番ピン)：4線式シリアル・ペリフェラル・インターフェース(SPI)。アクティブ・ロー・チップセレクト(CSB)、シリアル・クロック(SCLK)、シリアル・データ入力(SDI)はデジタル入力です。シリアル・データ出力(SDO)はオープン・ドレインNMOS出力ピンです。SDOには、外付けプルアップ抵抗が必要です。詳細については、シリアル・ポートのセクションを参照してください。

EXTV_{CC} (31番ピン)：DRV_{CC}に接続された内部LDOへの外部電源入力。EXTV_{CC}がスイッチオーバー閾値を上回ると、必ずこのLDOがDRV_{CC}電源に電力を供給し、V_{HIGH}から電力を供給される内部LDOはバイパスされます。このピンの電圧は60Vを超えないようにしてください。

DRVSET (32番ピン)：このピンの電圧設定により、DRV_{CC}の出力電圧がプログラムされます。200kΩと160kΩの2つの抵抗が内蔵されており、このピンをそれぞれV₅とSGNDに接続しています。

DRV_{CC} (34番ピン)：ゲート・ドライバ電流供給用LDO出力。このピンの電圧は、DRVSETピンによって5V、8V、または10Vに設定できます。このピンは、4.7μF以上の低ESRタンタルまたはセラミック・コンデンサを使用して、グランド・ブレーンにバイパスします。

NC (35番ピン)：接続のないピン。

V_{HIGH} (36番ピン)：メインのV_{HIGH}電源。このピンは、0.1μF～1μFのコンデンサでグラウンドにバイパスします。

ILIM (37番ピン)：電流コンパレータ検出電圧制限選択ピン。このピンの入力インピーダンスは100kΩです。

CLKOUT (38番ピン)：クロック出力ピン。このピンを使って複数のLTC7872を同期させます。信号振幅はV₅からグラウンドまでです。

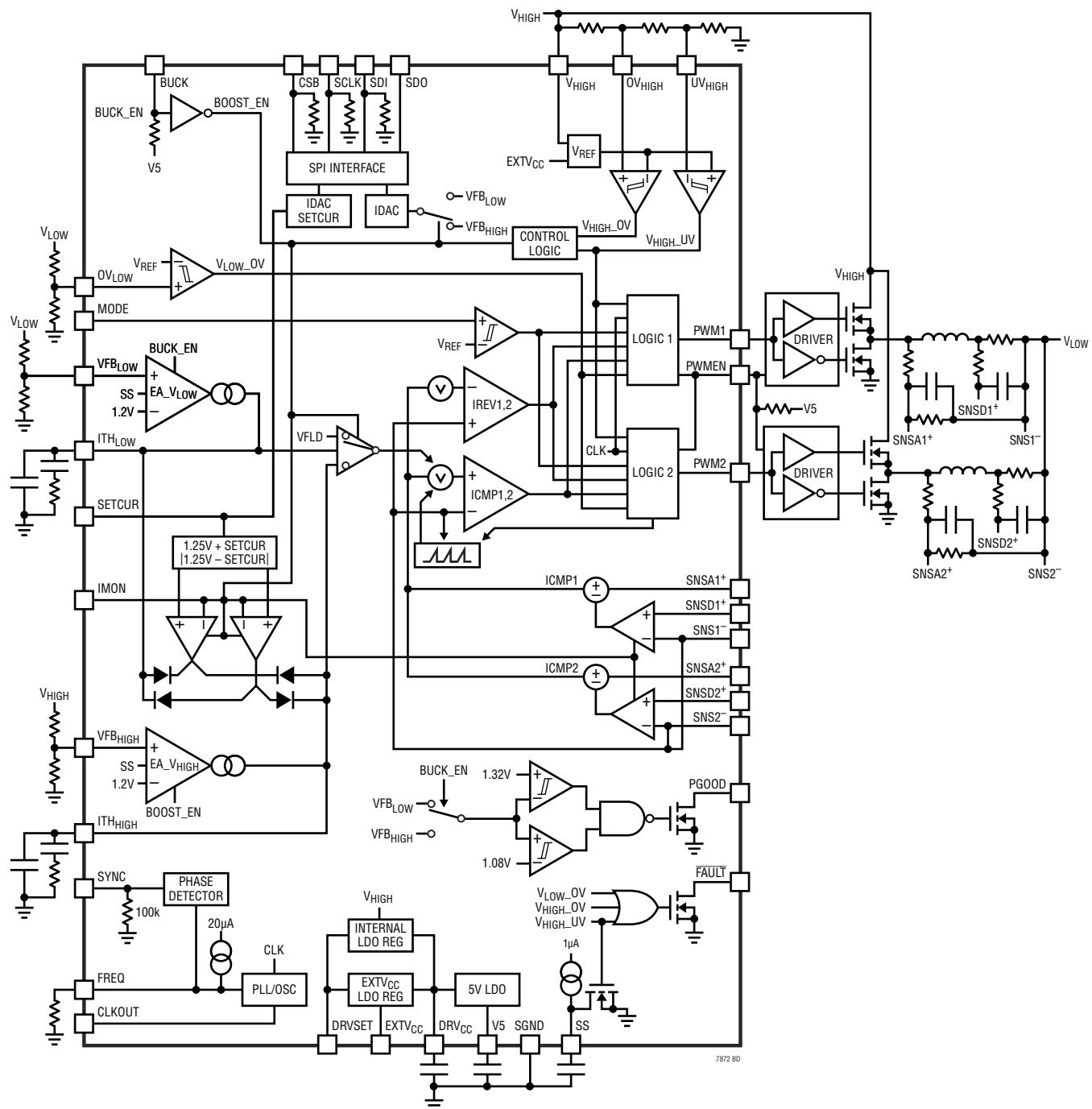
MODE (39番ピン)：モード設定ピン。このピンをSGNDに接続すると、降圧モードまたは昇圧モードで強制連続モードが有効になります。このピンをフロート状態にすると、降圧モードではバースト・モードになり、昇圧モードでは不連続モードになります。このピンをV₅に接続すると、降圧モードまたは昇圧モードで不連続モードが有効になります。このピンの入力インピーダンスは90kΩです。

SYNC (40番ピン)：スイッチング周波数同期またはスペクトラム拡散の設定ピン。60kHz～750kHzの外部クロックをこのピンに加えると、スイッチング周波数がクロック信号に同期します。SYNCがローの場合、FREQピンからSGNDピンに抵抗を接続するとスイッチング周波数が設定されます。このピンをV₅に接続すると、スイッチング周波数スペクトラム拡散が可能になります。このピンでは、100kΩ抵抗が内部で接地されています。

FREQ (41番ピン)：周波数設定ピン。このピンとSGNDの間に抵抗を接続することで、スイッチング周波数が設定されます。このピンからは20μAの電流が流れ出します。

BUCK (42番ピン)：このピンの電圧は、ICがV_{LOW}またはV_{HIGH}のどちらの電圧／電流をレギュレーションするかを決定します。降圧モードで動作させるには、このピンをフロート状態にするか、V₅に接続します。昇圧モードで動作させるには、このピンを接地します。

ブロック図 機能図には2つのチャンネルのみを示してあります。



動作

メイン制御ループ

LTC7872は、双方向の固定周波数電流モード降圧または昇圧スイッチング・レギュレータ・コントローラで、4つのチャンネルを等間隔の位相差で動作させることができます。このデバイスは、 V_{HIGH} から V_{LOW} へ、また、 V_{LOW} から V_{HIGH} へ電力を供給できます。電力が V_{HIGH} から V_{LOW} に供給される場合、LTC7872はピーク電流モードの固定周波数降圧レギュレータとして動作し、電力供給が逆方向の場合は、バレー電流モードの固定周波数昇圧レギュレータとして動作します。2つが電流用、2つが電圧用の4つの制御ループにより、 V_{HIGH} または V_{LOW} の電圧または双方向電流の制御が可能です。LTC7872ではアナログ・デバイセズ独自の電流検出技術である電流モード・アーキテクチャが採用されています。通常の降圧モード動作時は、上側MOSFETは、発振器がRSラッチをセットするサイクルごとにオンになります。メイン電流コンパレータ I_{CMP} がRSラッチをリセットするとオフになります。 I_{CMP} がRSラッチをリセットするピーク・インダクタ電流は、ITHピンの電圧によって制御されます。この電圧はエラー・アンプEAの出力です。エラー・アンプは帰還信号を受け取り、それを1.2V内部リファレンスと比較します。負荷電流が増加すると、帰還ピンの電圧が1.2Vリファレンスに対してわずかに変化するため、ITH電圧が変化します。この変化はインダクタの平均電流が新しい負荷電流に等しくなるまで続きます。上側MOSFETがオフになると、次のサイクルが開始されるまで下側同期MOSFETがオンになります。

降圧モードまたは昇圧モードのどちらにおいても、2つの電流制御ループは常に最大平均インダクタ電流をモニタしています。この電流が閾値を上回った場合、電流ループはITHピンの制御を電圧ループから引き継ぎます。その結果、最大平均インダクタ電流は制限されます。

RUNピンをローにすると、メイン制御ループはシャットダウンされます。RUNピンを解放すると、 $2\mu A$ の内部電流源によってRUNピンがプルアップされます。RUNピンが1.22Vに達すると、デバイスが起動し、プルアップ電流は $6\mu A$ に増加します。RUNピンがローのとき、すべての機能は制御されたシャットダウン状態に維持されます。

小さいDCRまたは R_{SENSE} を使った電流検出

LTC7872は、低い電流検出オフセットでS/N比を改善するために、独自のアーキテクチャを採用しています。これによって、非常に小さいDCR値のインダクタの小さな電流検出信号で動作できるため、電力効率を向上させ、信号を破損する可能性のあるスイッチング・ノイズによるジッタを減らすことができます。各チャンネルには、2つの正電流検出ピン($SNSD^+$, $SNSA^+$)があり、これらのピンは、負電流検出ピン SNS^- を共有しています。これらの検出ピンは信号を取得し、それらを内部で処理して、S/N比が14dB(5倍)のDCR検出信号に相当する応答を行います。そのため、電流制限閾値は引き続きインダクタのピーク電流とDCR値によって決まり、ILIMピンを使って10mV～50mVの範囲で10mV単位で正確に設定できます。

$DRV_{CC}/EXTV_{CC}/V5$ 電源

外部の上側および下側MOSFETドライバへの電力は、 DRV_{CC} ピンから供給されます。 DRV_{CC} の電圧は、 $DRVSET$ ピンを使用して5V、8V、または10Vに設定できます。 $EXTV_{CC}$ ピンを開放状態のままにするか、 $DRVSET$ ピンで設定されたスイッチオーバー電圧より低い電圧に接続すると、内部リニア電圧レギュレータが DRV_{CC} の電力を V_{HIGH} から供給します。 $EXTV_{CC}$ をスイッチオーバー電圧より高くすると、 V_{HIGH} と DRV_{CC} の間の内部レギュレータがオフになり、 $EXTV_{CC}$ と DRV_{CC} の間の第2の内部レギュレータがオンになります。各上側MOSFETドライバは、フロート状態のブートストラップ・コンデンサからバイアスされます。このコンデンサは通常、上側MOSFETがオフになると、それぞれのオフ・サイクル中に外付けのダイオードを通して再充電されます。入力電圧 V_{HIGH} が V_{LOW} 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、上側のMOSFETを連続してオンにしようことがあります。ドロップアウト検出器がこれを検出し、5サイクルごとにクロック周期の12分の1に160nsを加えた時間、上側MOSFETを強制的にオフにし、ブートストラップ・コンデンサが再充電できるようにします。

ほとんどの内部回路は、 DRV_{CC} を電源とする内部リニア電圧レギュレータによって生成されるV5レールから給電されます。V5ピンは $4.7\mu F$ 以上の外付けコンデンサを使用してSGNDにバイパスする必要があります。このピンからは、最大20mAの電流を供給できる5V出力が得られます。詳細については、アプリケーション情報のセクションを参照してください。

動作

ソフトスタート(降圧モード)

デフォルトでは、 V_{LOW} 電圧の起動は通常、内部ソフトスタート・ランプで制御されます。この内部ソフトスタート・ランプは、エラー・アンプへの非反転入力に相当します。 VFB_{LOW} ピンは、エラー・アンプにある3つの非反転入力(内部ソフトスタート・ランプ、SSピン、内部1.2Vリファレンス)のうち最も低い電圧にレギュレーションされます。ランプ電圧が約1msかけて0Vから1.2Vまで上昇するに伴い、 V_{LOW} 電圧もプリバイアスされた値から最終的な設定値まで滑らかに上昇します。アプリケーションによっては、負荷電圧がゼロでない状態でのコンバータの起動を要求することがあります。その場合は、コンバータのスイッチングの開始時に V_{LOW} のコンデンサに電荷が残っています。こうした条件下で V_{LOW} が放電しないようにするために、上側MOSFETと下側MOSFETは、ソフトスタートが VFB_{LOW} を上回るまでディスエーブルされます。

ソフトスタート(昇圧モード)

コントローラが昇圧動作モードで起動する場合も、同じ内部ソフトスタート・コンデンサと外部ソフトスタート・コンデンサが使用されます。昇圧モードのエラー・アンプも起動時に最も低いリファレンスにレギュレーションしようとします。しかし、昇圧コンバータの回路形式は、昇圧出力電圧がその入力電圧レベルに達するまでこのソフトスタート機構の効力を制限します。そのため、降圧動作モードでコントローラを起動することを推奨します。

シャットダウンと起動(RUNピンとSSピン)

LTC7872はRUNピンを使用してシャットダウンすることができます。RUNピンの電圧を1.22Vより低くすると、コントローラのメイン制御ループと、DRV_{CC}レギュレータやV_Sレギュレータなど、ほとんどの内部回路がシャットダウンされます。RUNピンを解放すると、2μAの内部電流によってRUNピンがプルアップされ、コントローラがイネーブルされます。あるいは、RUNピンを外部からプルアップするか、またはロジックで直接駆動することもできます。このピンの電圧が6Vの絶対最大定格を超えないようにしてください。コントローラの V_{LOW} 電圧の起動は、SSピンの電圧で制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンス電圧より低いと、LTC7872は VFB_{LOW} の電圧を、1.2Vのリファレンス電圧ではなくSSピンの電圧にレギュレーションします。このため、SSピンとSGNDの間に外付けコンデンサを接続することにより、SSピンを使ってソフトスタートを設定することができます。1μAの内部プルアップ電流がこのコ

ンデンサを充電し、SSピンに電圧ランプを発生させます。SSピンの電圧が0Vから1.2V(およびそれ以上)に直線的に上昇するにつれて、 V_{LOW} 電圧もゼロからその最終値まで滑らかに上昇します。RUNピンをローにしてコントローラをディスエーブルした場合、または、V_Sが低電圧ロックアウト閾値より低くなった場合、SSピンは内部MOSFETによってローになります。低電圧ロックアウト時には、コントローラがディスエーブルされ、外部MOSFETはオフに保たれます。�ルトがクリアされたときにソフトスタートするように、外部回路を追加して、�ルト状態時にソフトスタート・コンデンサを放電させることができます。

周波数の選択、スペクトラム拡散、フェーズロック・ループ(FREQピンとSYNCピン)

スイッチング周波数の選択は、効率と部品サイズの間の兼ね合いによって決まります。低い周波数で動作させるとMOSFETのスイッチング損失が減るので効率が改善されますが、出力リップル電圧を低く保つには、インダクタンスや容量の値を大きくする必要があります。

SYNCピンをSGNDに接続している場合、FREQピンを使用してコントローラの動作周波数を67kHz～725kHzの範囲に設定できます。FREQピンから高精度の20μAの電流が流れ出しているため、SGNDとの間に1個の抵抗を接続してコントローラのスイッチング周波数を設定できます。FREQピンの電圧とスイッチング周波数の関係を示すグラフをアプリケーション情報のセクションに示します(図7)。

スイッチング・レギュレータは、電磁干渉(EMI)が懸念されるアプリケーションでは特に手間がかかることがあります。EMI性能を向上させるために、LTC7872はスペクトラム拡散モードで動作できます。このモードは、SYNCピンをV_Sに接続することで有効になります。この機能は、±12%の三角周波数変調を使って、低い周波数レート(デフォルトではスイッチング周波数の512分の1)でスイッチング周波数を変化させます。例えば、LTC7872のスイッチング周波数を200kHzに設定した場合、スペクトラム拡散を有効化すると、176kHzと224kHzの間の周波数が0.4kHzのレートで変調されます。これらのスペクトラム拡散パラメータは、MFR_SSFMレジスタで設定されます。

LTC7872にはフェーズロック・ループ(PLL)が備わっており、SYNCピンに接続された外部クロック信号源に内部発振器を同期させることができます。PLLループ・フィルタ・ネットワークはLTC7872に内蔵されています。フェーズロック・ループは60kHz～750kHzの範囲内の任意の周波数にロックできます。外部クロックにロックする前にコントロー

動作

ラの初期スイッチング周波数を設定するために、周波数設定抵抗は必ず配置してください。コントローラは、同期しているときはユーザが選択したモードで動作します。

低電圧ロックアウト

LTC7872には、低電圧状態となった場合にコントローラを保護する機能が2つあります。2つの高精度UVLOコンパレータがV₅とDRV_{CC}の電圧を常にモニタして、電圧が適切であることを確認します。V₅またはDRV_{CC}が低電圧ロックアウト閾値を下回った場合は、スイッチング動作が停止します。V₅またはDRV_{CC}の電圧に乱れが生じた場合の発振を防ぐため、UVLOコンパレータには高精度のヒステリシスが備わっています。

低電圧状態を検知するもう1つの方法は、V_{HIGH}電源をモニタすることです。RUNピンには1.22Vの高精度ターンオン・リファレンスがあるため、V_{HIGH}に接続した抵抗分圧器を使って、V_{HIGH}の電圧が十分に高くなったときにデバイスをオンにすることができます。RUNピンの電圧が1.22Vを超えると、4μAの追加の電流がRUNピンから流れ出します。RUNコンパレータ自体に約80mVのヒステリシスがあります。このRUNコンパレータのヒステリシスは追加が可能で、抵抗分圧器の値を調整することで追加ヒステリシスを設定できますV_{HIGH}低電圧検出を正確に行うためには、V_{HIGH}は5Vより高いことが必要です。

フォルト・フラグ(FAULT、OV_{HIGH}、OV_{LOW}、UV_{HIGH}ピン)

FAULTピンは、内部NチャンネルMOSFETのオープン・ドレインに接続されています。このピンは、(V₅や外部バイアス電圧などの)最大6Vの電圧に接続した外付け抵抗でハイにできます。下記の少なくとも1つの条件が満たされると、FAULTピンはローになります。

- a. RUNピンがターンオン閾値を下回っている。
- b. V₅またはDRV_{CC}がUVLO閾値を下回っている。
- c. 3つのOV/UVコンパレータのいずれかが作動した。
- d. 起動シーケンス中であり、かつSSピンが1.2V以上まで充電されていない。
- e. いずれかのチャンネルが過電流フォルト状態にある。
- f. ICが過熱状態にある。

OV_{LOW}閾値とOV_{HIGH}閾値はそれぞれ、V_{LOW}とV_{HIGH}を分圧する外付け抵抗分圧器を使用して設定されます。このピンの電圧が1.2Vのコンパレータ閾値を上回ると、5μAのヒステリシス電流が各ピンから流れ出し、120μsの遅延の後、FAULT信号がローに遷移します。UV_{HIGH}閾値も、V_{HIGH}を分圧する外付け抵抗分圧器を使用して設定されます。このピンの電圧が1.2Vのコンパレータ閾値を下回ると、5μAのヒステリシス電流がUV_{HIGH}ピンに流れ込み、120μsの遅延の後、FAULT信号はローに遷移します。このヒステリシスの量は、抵抗分圧器の合計インピーダンスを変更することで調整でき、抵抗比によってUV/OVの作動点を設定できます。

UV/OVコンパレータは、FAULTピンにフラグを立てること以外に、表1に示すようにコントローラの動作にも影響を与えます。OV_{LOW}コンパレータが1.2Vの閾値を上回った場合、以下が生じます。

- a. 降圧モードの場合、コントローラはスイッチングを停止します。
- b. 昇圧モードの場合、コントローラはスイッチングを継続します。
- c. 降圧モードでも昇圧モードでも、ITHおよびSSには影響ありません。フォルトが検出された場合は常に、必要に応じて外部からSSピンを放電してください。

OV_{HIGH}コンパレータが最初の閾値1.2Vを上回った場合、以下が生じます。

- a. 降圧モードでも昇圧モードでもコントローラはスイッチングを停止します。
- b. 降圧モードでも昇圧モードでも、ITHおよびSSには影響ありません。フォルトが検出された場合は常に、必要に応じて外部からSSピンを放電してください。

OV_{HIGH}コンパレータが2つ目の閾値2.4Vを上回った場合、以下が生じます。

- a. 降圧モードでも昇圧モードでも、コントローラはスイッチングを停止します。
- b. ITHピンとIMONピンはどちらも高インピーダンスになります。この機能を使うと、LTC7872のマルチフェーズ・システムにおいて1つのICでフォルトが検出された場合にそのICをマルチフェーズ・システムから分離できます。

動作

c. SSピンには影響ありません。

UVHIGHコンパレータが1.2Vの閾値を下回った場合、以下が生じます。

- a. 降圧モードの場合、120μsの遅延の後、コントローラはスイッチングを停止し、SSピンはSGNDまで下がります。
- b. 升圧モードの場合、コントローラはスイッチングを継続します。SSピンには影響はありません。
- c. 降圧モードでも升圧モードでもITHには影響ありません。

表1. OV/UVフォルト

FAULT	モード	スイッチング	ITHピン	IMON	SS
OV _{LOW} 1.2V 閾値	降圧	停止	影響なし	影響なし	影響なし
	昇圧	継続	影響なし	影響なし	影響なし
OV _{HIGH} 1.2V 閾値	降圧	停止	影響なし	影響なし	影響なし
	昇圧	停止	影響なし	影響なし	影響なし
OV _{HIGH} 2.4V 閾値	降圧	停止	Hi-Z	Hi-Z	影響なし
	昇圧	停止	Hi-Z	Hi-Z	影響なし
UV _{HIGH} 1.2V 閾値	降圧	停止	影響なし	影響なし	SGNDに 下がる
	昇圧	継続	影響なし	影響なし	影響なし

電流モニタリングおよびレギュレーション (IMON、SETCUR PIN)

インダクタ電流は、DCRまたはRSENSE抵抗のいずれかを使用して検出できます。電流モニタリング・ピンIMONは、LTC7872によって検出される4つのチャンネルの平均インダクタ電流に比例する電圧を出力します。IMONの動作範囲は0.4V～2.5Vです。平均インダクタ電流がゼロの場合、IMONピンの電圧は1.25Vのままでです。降圧モードでは、インダクタ電流が増加するにつれてIMON電圧はこれに比例して上昇します。また、昇圧モードでは、インダクタ電流が増加するにつれて、IMON電圧はこれに比例して低下します。IMONの電圧を計算するには、次式を使用します。

$$V_{IMON} = V_{ZERO} + \frac{K \cdot I_{L(ALL)} \cdot R_{SENSE}}{4}; \text{ Buck Mode}$$

$$V_{IMON} = V_{ZERO} - \frac{K \cdot I_{L(ALL)} \cdot R_{SENSE}}{4}; \text{ Boost Mode}$$

ここで、

V_{ZERO} は、平均出力電流がゼロの場合のIMON電圧です($V_{ZERO} = 1.25V$ (代表値))。

$K = 40$ (ILIM電圧が0Vまたは1/4 V_{V5} の場合)

$K = 20$ (ILIM電圧がフロート状態、3/4 V_{V5} 、または V_{V5} の場合)

$I_{L(ALL)}$ は、4つのチャンネルすべてを含む平均インダクタ電流の合計です。

R_{SENSE} は、電流検出抵抗の値。

外部電圧をSETCUR PINに印加すると、最大平均インダクタ電流をレギュレーションすることができます。SETCUR PINは次のように設定する必要があります。

$$V_{SETCUR} = \frac{K \cdot I_{L(MAX)} \cdot R_{SENSE}}{4}$$

ここで、

$I_{L(MAX)}$ は、4つのチャンネルすべてを含む最大平均インダクタ電流の合計です。

SETCURPおよびSETCURNはSETCUR PINに基づいて内部で生成された電圧で、次式の関係があります。

$$SETCURP = 1.25V + V_{SETCUR}$$

$$SETCURN = |1.25V - V_{SETCUR}|$$

SETCURP、SETCURN、IMONは、電流レギュレーション・ループのエラー・アンプへの3つの入力で、SETCURPとSETCURNはリファレンスとして機能します。IMONピンの電圧がSETCURPまたはSETCURNに近づくと、ITHピンの制御が、電圧ループ・エラー・アンプから電流ループ・エラー・アンプに引き継がれます。

降圧モードでも昇圧モードでも、最大の正の平均電流と最大の負の平均電流の両方がレギュレーションされます。SETCUR PINからは16μAの電流が流れ出しているため、SGNDとの間に1個の抵抗を接続することで、正の平均電流ループと負の平均電流ループの両方を設定できます。SETCUR PINからのソース電流は、SPIインターフェースによってプログラムできます。バッテリ充電アプリケーションでは、SETCURをその場で動的にプログラムし、降圧モードでも昇圧モードでも、バッテリへの充電電流を設定できます。SETCURを起動時に使用すると、降圧モードでも昇圧モードでも突入電流を制限できます。

動作

平均電流設定動作を無効にするには、SETCURピンをV5または1.25Vより高い電圧に接続します。

降圧および昇圧モード(BUCKピン)

LTC7872は、BUCKピンを使用して、降圧モードから昇圧モードに、また、その逆方向に、動的かつ滑らかに切り替えることができます。このピンをV5に接続すると降圧モード動作が選択でき、接地すると昇圧モード動作が選択できます。このピンには、プルアップ抵抗が内蔵されており、フロート状態にした場合はデフォルトで降圧モードになります。このデバイスは、V_{HIGH}またはV_{LOW}のレギュレーションのための2つの独立したエラー・アンプを内蔵しています。エラー・アンプが2つあることで、降圧モードと昇圧モードのループ補償を別々に微調整でき、過渡応答を最適化できます。降圧モードが選択されると、対応するエラー・アンプがイネーブルになり、ITH_{LOW}電圧がピーク・インダクタ電流を制御します。他方のアンプはディスエーブルされ、ITH_{HIGH}は一時的にゼロ電流レベルになります。昇圧モードでは、ITH_{HIGH}がイネーブルになり、ITH_{LOW}は一時的にゼロ電流レベルになります。降圧から昇圧、または昇圧から降圧への遷移の間、内部ソフトスタートはリセットされます。ソフトスタートをリセットし、かつITHピンを一時的にゼロ電流レベルにすることで、新たに選択されたモードに滑らかに遷移できます。概要については、表2を参照してください。

全てのトランジエントを更に低減するため、昇圧モードと降圧モードを切り替える前にSETCURをゼロ電流レベルに設定することもできます。

表2. ITHピンの一時固定条件

ピン	モード	一時固定された場合	コメント
ITH _{HIGH}	降圧	通常動作	OV _{HIGH} 2.4V閾値が一時固定をオーバーライド
	昇圧	プリバイアスされたターンオン	OV _{HIGH} 2.4V閾値が一時固定をオーバーライド
ITH _{LOW}	降圧	プリバイアスされたターンオン	OV _{HIGH} 2.4V閾値とOV _{LOW} が一時固定をオーバーライド
	昇圧	通常動作	OV _{HIGH} 2.4V閾値が一時固定をオーバーライド

パワー・グッド(PGOODピン)

レギュレーションされたVFB_{LOW}/VFB_{HIGH}電圧が1.2Vのリファレンス電圧の±10%の範囲内にない場合、PGOODピンはローになります。また、RUNピンが1.2V未満、またはLTC7872がソフトスタートまたはUVLO状態の場合

にも、PGOODはローになります。レギュレーションされたVFB_{LOW}/VFB_{HIGH}電圧がリファレンス電圧の±10%の範囲内に入ると、PGOODピンは直ちにパワー・グッドを示します。ただし、レギュレーションされたVFB_{LOW}/VFB_{HIGH}電圧が±10%の範囲から外れると、40μsの内部パワー・バッド・マスクが発生します。PGOODピンは外付け抵抗によって最大6Vの電源にプルアップすることができます。

プログラマブルなV_{HIGH}およびV_{LOW}マージニング

図1に示すように、LTC7872はSPI制御の7ビットD/Aコンバータ電流源を備えています。LTC7872は、SPIインターフェースを通じて7ビットDACコードを受け取り、その値を双方向アナログ出力電流に変換します。この電流は、降圧モードの場合はVFB_{LOW}ピンに接続され、昇圧モードの場合はVFB_{HIGH}ピンに接続されます。DAC電流を電圧レギュレータの帰還ノードに接続することで、降圧モードの場合はV_{LOW}電圧が次式で設定されます。

$$V_{LOW} = 1.2V \cdot (1 + R_B/R_A) - I_{DAC} \cdot R_B$$

昇圧モードでは、V_{HIGH}電圧が次式で設定されます。

$$V_{HIGH} = 1.2V \cdot (1 + R_D/R_C) - I_{DAC} \cdot R_D$$

本デバイスは、V_{LOW}とV_{HIGH}を設定するための2つの異なるレジスタ(MFR_IDAC_VLOW、MFR_IDAC_VHIGH)を内蔵しています。電流DACは、降圧モードか昇圧モードかに基づいてレジスタ値を選択します。電流DACのLSBは1μAです。MSBは電流の方向を決定します。MSBが0の場合、IDACは電流をソースします(V_{LOW}またはV_{HIGH}を低減させます)。これは帰還ピンから流れ出す正の電流です。MSBが1の場合、IDACは電流をシンクします(V_{LOW}またはV_{HIGH}を増加させます)。これは帰還ピンに流れ込む負の電流です。

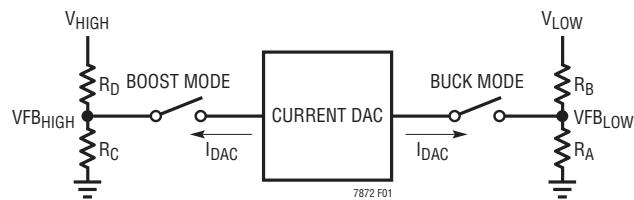


図1. 電流DACによるV_{LOW}/V_{HIGH}の設定

動作

降圧モードの軽負荷電流動作(DCM/CCM/Burst Mode動作)

降圧モードでは、不連続導通モード(DCM)、強制連続導通モード(CCM)、またはBurst Modeで動作するようにLTC7872を設定できます。強制連続動作を選択するには、MODEピンをSGNDに接続します。不連続導通モード動作を選択するには、MODEピンをV_Sに接続します。Burst Mode動作を選択するには、MODEピンをフロート状態にします。

強制連続動作では、軽負荷時または大きなトランジェント状態でインダクタ電流を反転できます。ピーク・インダクタ電流は、通常動作と全く同様に、I_{THLOW}ピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率がDCM動作の場合よりも低下します。ただし、連続モードには出力リップルが小さく、オーディオ回路への干渉が少ないという利点があります。

Burst Modeで動作するようにLTC7872を設定している場合は、I_{THLOW}ピンの電圧が低い値を示していても、インダクタのピーク電流は最大検出電圧の約1/3に設定されます。平均インダクタ電流が負荷電流より大きい場合、エラー・アンプEAはI_{THLOW}ピンの電圧を低下させます。I_{THLOW}電圧が1.1Vより低くなると、内部のスリープ信号がハイになり(スリープ・モードがイネーブルされ)、両方の外付けMOSFETがオフになります。

スリープ・モードでは、負荷電流が出力コンデンサから供給されます。出力電圧が低下するにつれて、EAの出力は上昇し始めます。出力電圧が十分低下すると、スリープ信号はローになり、コントローラは内部発振器の次のサイクルで外付けの上側MOSFETをオンすることにより、通常動作を再開します。Burst Modeで動作するようにコントローラを設定している場合、インダクタ電流は反転することができません。インダクタ電流がゼロに達する直前に、逆電流コンパレータ(I_{REV})が外付けの下側MOSFETをオフにして、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コントローラは不連続導通モードで動作します。

MODEピンをV_Sに接続すると、LTC7872は軽負荷時に不連続導通モードで動作します。非常に軽い負荷では、電流コンパレータI_{CMP}は数サイクルにわたって作動したままで、外付けの上側MOSFETと同じサイクル数だけ強

制的にオフのままにする(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。インダクタ電流は反転できません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。低電流での効率が強制連続動作より高くなりますが、Burst Mode動作ほど高くはありません。

昇圧モードの軽負荷電流動作(DCM/CCM)

昇圧モードでは、固定周波数の不連続導通モードまたは強制連続導通モードに入るようにLTC7872を設定できます。強制連続動作を選択するには、MODEピンをSGNDに接続します。不連続導通モード動作を選択するには、MODEピンをV_Sに接続するかフロート状態にします。強制連続動作では、軽負荷時または大きなトランジェント状態でインダクタ電流を反転できます。インダクタ電流のバレーは、通常動作と全く同様に、I_{THHIGH}ピンの電圧によって決まります。このモードでは、軽負荷での効率が低下します。ただし、連続動作には出力電圧リップルが小さいという利点があります。

MODEピンがV_Sに接続されているかフロート状態になっている場合、LTC7872は軽負荷時に不連続導通モードで動作します。非常に軽い負荷では、電流コンパレータI_{CMP}は数サイクルにわたって作動したままで、外付けの上側MOSFETを同じサイクル数だけ強制的にオフのままにする(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。インダクタ電流は反転できません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。また、低電流での効率が強制連続動作より高くなります。

表3にLTC7872の動作モードをまとめます。

表3. 動作モード

MODEピン	降圧動作モード	昇圧動作モード
OV	CCM	CCM
フロート	Burst Mode動作	DCM
V _S	DCM	DCM

動作

過電流�ルト・モニタ(OCFT および NOCFT)

LTC7872は、ピーク／バレー電流コンパレータや最大平均電流レギュレーション・ループの他に、 V_{SNSD^+} ピンと V_{SNS^-} ピンの電圧差をモニタするための追加の過電流�ルト・コンパレータを備えています。表4に示すように、1つのチャンネルの($V_{SNSD^+} - V_{SNS^-}$)が過電流�ルト閾値(OCFT)より大きい場合、または、負の過電流閾値(NOCFT)より小さい場合、4つのチャンネルすべてがスイッチングを停止し、すべてのPWMピンが高インピーダンス(Hi-Z)になります。OCFTとNOCFTのステータスは、MFR_OC_FAULTレジスタとMFR_NOC_FAULTレジスタにより、SPIインターフェースを通じて読み出すことができます。

表4. OCFT および NOCFT 閾値 ($V_{SNSD^+} - V_{SNS^-}$)

ILIMピン 電圧	OCFT 閾値	NOCFT 閾値	ヒステリシス
0V	37.5mV	-37.5mV	25mV
1/4 V_{V5}	50mV	-50mV	31mV
フロート	62.5mV	-62.5mV	31mV
3/4 V_{V5}	75mV	-75mV	31mV
V_{V5}	87.5mV	-87.5mV	31mV

PWM ピンと PWMEN ピン

PWM ピンはスリーステート互換の出力で、パワー・ブロック、DrMOS、MOSFET付きドライバなど、大容量性負荷ではないパワーレベルを駆動するよう設計されています。外付け抵抗分圧器を使用して、PWMが高インピーダンス状態の際に中間レールに印加される PWM 電圧を設定できます。

PWMEN ピンはオープン・ドレインの出力ピンです。コントローラがスイッチング開始するときには、 V_5 に接続した外付け抵抗でこのピンをプルアップする必要があります。なんらかの�ルト状態の間、LTC7872は、PWMEN ピンをプルダウンして、外部 MOSFET ドライバをディスエーブルします。

LTC7872 の PWMEN ピンは、コントローラのステータスを外部 MOSFET ドライバまたは他の LTC7872 に伝えるために使用されます。LTC7872 が PWMEN ピンを解放しても、このピンが引き続き外部からプルダウンされていることがわかった場合、LTC7872 はすべての PWM ピンを高インピーダンス状態に維持します。

マルチフェーズ動作

出力負荷が大電流を必要とする場合、複数の LTC7872 をデイジーチェーン接続して位相をずらして動作させることで、入出力の電圧リップルを増やさずに出力電流を増やすことができます。SYNC ピンを使用すると、LTC7872 を別の LTC7872 の CLKOUT ピンに同期させることができます。CLKOUT ピンを後段の LTC7872 の SYNC ピンに接続すれば、システム全体の周波数と位相の両方を揃えることができます。複数の IC を並列接続する場合は、同じノードに接続されるピンの入力インピーダンスを把握しておくようにしてください。

サーマル・シャットダウン

LTC7872 は、ダイ温度を検出する温度センサーを内蔵しています。ダイ温度が 180°C を上回った場合、全てのスイッチング動作が停止し、全ての PWM ピンが高インピーダンスになり、結果として全ての外部 MOSFET がオフになります。同時に、全てのチャンネルは IMON ピンから切り離され、SS ピンと ITHHIGH/ITHLOW ピンは引き続き正常に機能します。そのため、共通ピンを参照する可能性のある他の LTC7872 チップとは干渉しません。ダイ温度が作動閾値を 15°C 下回ると、通常動作が再開されます。

アプリケーション情報

このデータシートの最初のページの代表的なアプリケーションは、LTC7872の基本的なアプリケーション回路です。一般に、外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、DCRまたはR_{SENSE}とインダクタ値の選択から始めます。次にパワーMOSFETを選択します。最後に、V_{HIGH}とV_{LOW}のコンデンサを選択します。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償を使うと、高いデューティ・サイクルでの低調波発振を防止できるため、固定周波数アーキテクチャの安定性を確保できます。スロープ補償は、デューティ・サイクルが40%を超えた場合にインダクタ電流信号に補償ランプを重畠させることで内部的に実現します。通常、スロープ補償を行うと、40%を超えるデューティ・サイクルでの最大インダクタ・ピーク電流が減少します。しかし、LTC7872は、この補償ランプの影響を緩和する方式を採用しているため、全てのデューティ・サイクルにわたって最大インダクタ・ピーク電流は影響を受けません。

電流制限のプログラミング

ILIMピンは5レベルのロジック入力で、コントローラの最大電流制限値を設定します。表5に、5通りのILIM設定を示します。これらの設定は、ピーク・インダクタ電流の設定を表していることに注意してください。インダクタ・リップル電流があるため、平均出力電流はピーク電流より小さくなります。V_SからSGNDに接続した抵抗分圧器を使用してILIMを設定することで、起動時に5V LDOがドロップアウト状態であっても、最大電流検出閾値の設定値が変化しないようにできます。ILIMピンはSGNDとの間に200kΩのプルダウン抵抗を内蔵しており、V_Sとの間に200kΩのプルアップ抵抗を内蔵していることに注意してください。

表5. ILIMの設定

ILIMピン電圧	最大電流検出閾値	
	DCR検出	R _{SENSE}
0V	10mV	12.5mV
1/4 V _S	20mV	25mV
フロート	30mV	37.5mV
3/4 V _S	40mV	50mV
V _S	50mV	62.5mV

SNSD⁺、SNSA⁺、SNS⁻ピン

SNSA⁺ピンとSNS⁻ピンは電流コンパレータの入力であり、SNSD⁺ピンとSNS⁻ピンは内部DCアンプの入力です。3本の検出ピンの動作入力電圧範囲は、全て0V～60Vです。電流コンパレータまたはアンプに接続されている全ての正側検出ピンは、入力バイアス電流が1μA未満の高インピーダンス入力ピンです。SNS⁻ピンは高インピーダンス・ピンではありません。V_{LOW}電圧がV_Sより高い場合、電流コンパレータはそのバイアス電流をSNS⁻ピンから直接得ます。SNS⁻ピンはV_{LOW}に直接接続する必要があります。通常動作時にこれらのピンをフロート状態にしないよう注意が必要です。フィルタ部品(特にコンデンサ)はLTC7872の近くに配置し、検出ラインは電流検出素子の下のケルビン接続に近づけて一緒に配線する必要があります(図2)。LTC7872は、非常に小さな値のインダクタ電流検出素子と組み合わせて使うように設計されているため、適切な配慮をしない場合、寄生の抵抗、容量、インダクタンスが電流検出信号の完全性を損ない、設定した電流制限値が予測できないものになります。図3に示すように、抵抗R₁を出力インダクタの近くに配置し、コンデンサC₁およびC₂をデバイスのピンの近くに配置して、ノイズが検出信号に結合するのを防ぎます。

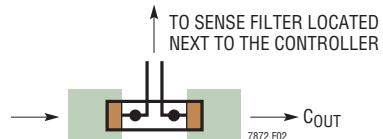


図2. 検出抵抗を使用した検出ラインの配置

インダクタのDCRによる検出

LTC7872は、可能な限り高い効率を必要とする大負荷電流アプリケーション向けに、特別に設計されたもので、mΩレンジのインダクタDCRの信号を検出できます(図3)。DCRはインダクタの銅のDC巻線抵抗であり、大電流インダクタでは多くの場合、数mΩです。大電流アプリケーションでは、DCRまたは検出抵抗が大きいと、導通損失によって電力効率が著しく低下します。SNSA⁺ピンは、インダクタのL/DCRの1/5のR₁・C₁時定数を持つフィルタに接続されます。SNSD⁺ピンは、インダクタのL/DCRに一致する時定数を持つ第2のフィルタに接続されています。特定の出力条件に対しては、必要な最大検出電圧を満たすDCR

のインダクタを選択し、次式に示す検出ピン・フィルタと出力インダクタ特性の関係を利用します。

$$DCR = \frac{V_{SENSE(MAX)}}{I_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

$$\frac{L}{DCR} = 5 \cdot R1 \cdot C1 = R2 \cdot C2$$

ここで、

$V_{SENSE(MAX)}$ は与えられたILIM閾値に対する最大検出電圧です。

ΔI_L はインダクタのリップル電流です。

L とDCRは出力インダクタの特性です。

$R1 \cdot C1$ はSNSA⁺ピンのフィルタの時定数です。

$R2 \cdot C2$ はSNSD⁺ピンのフィルタの時定数です。

全動作温度範囲全体にわたって負荷電流が十分に供給されるように、DCR抵抗の温度係数(約0.4%/°C)を考慮する必要があります。

通常、C1およびC2は0.047μF～0.47μFの範囲で選択します。0.1μFのC1とC2を選択し、DCRが2mΩの10μHインダクタを選択した場合、R1とR2はそれぞれ10kΩと49.9kΩになります。SNSD⁺とSNSA⁺のバイアス電流は1μA未満であり、これによって、検出信号にわずかな誤差が生じます。

以下の式に示すように、デューティ・サイクルに関連する若干の電力損失がR1で発生し、連続モード時に最高V_{HIGH}電圧で最大になります。

$$P_{LOSS}(R) = \frac{(V_{HIGH(MAX)} - V_{LOW}) \cdot V_{LOW}}{R}$$

R1の電力定格がこの値より大きいことを確認してください。V_{HIGH}電圧が高い場合に、これらの抵抗の電圧係数に注意を払う必要があります。この影響を最小限に抑えるために複数の抵抗を直列にして使うこともできます。しかし、DCR検出を使うと、検出抵抗の導通損失をなくすことができるため、重負荷時の効率が改善されます。電流検出信号の良好なS/N比を保つため、SNSA⁺ピンとSNS⁻ピンの間の電圧を10mV以上するか、または、40%未満のデューティ・サイクルに対する電流検出信号リップルを2mV相当

にします。SNSA⁺ピンとSNS⁻ピンの間の実際のリップル電圧は、次式で決まります。

$$\Delta V_{SENSE} = \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH}} \cdot \frac{V_{HIGH} - V_{LOW}}{R1 \cdot C1 \cdot f_{OSC}}$$

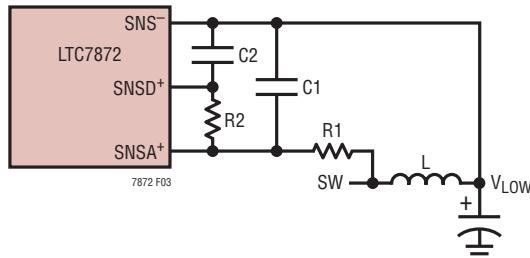


図3. インダクタのDCRによる検出

RSENSE抵抗を使用した検出

LTC7872は、電流検出の精度を向上させるため、外付けRSENSE抵抗と組み合わせて使えます。これを実現するために必要な外付け部品を図4に示します。SNSD⁺ピンは、R3とC3のネットワークを使ってRs抵抗の両端の電圧を直接検出します。R1、R2、C1のネットワークは、SNSA⁺ピンへの電流信号パスとして機能します。電流検出の精度と低ジッタ性能を向上させるため、ACバスからの信号とDCバスからの信号は内部で合成されます。抵抗R2は、インダクタのDCRによってSNSA⁺に生じる信号のDC成分を分圧するために使います。経験則として、DCR値を支障なく無視できるように、R2はR1の10分の1にする必要があります。

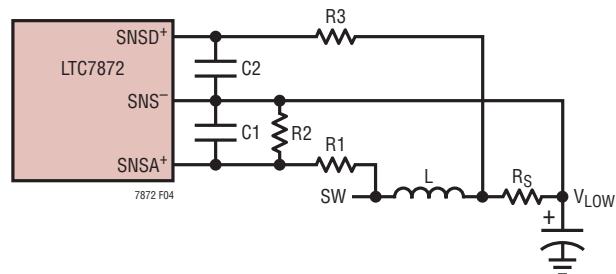


図4. RSENSE抵抗による検出

アプリケーション情報

R1・C1時定数は次の関係が成り立つように選択してください。

$$\frac{L}{R_S} = 4 \cdot R1 \cdot C1 \text{ for } R1 = 10 \cdot R2$$

R3・C2時定数は次の関係が成り立つように選択してください。

$$R3 \cdot C2 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \cdot C1$$

6.8 μ Hのインダクタと1m Ω の検出抵抗を選択し、0.1 μ FのC1とC2を選択した場合、R1、R2、R3の値は、それぞれ最も近い標準値を選ぶと、16.9k Ω 、1.69k Ω 、1.5k Ω となります。

プリバイアスされた出力での起動

状況によっては、V_{LOW}の出力コンデンサをプリバイアスした状態で電源を起動することが必要です。その場合、プリバイアスされた出力を放電しないで起動する必要があります。LTC7872は、出力コンデンサを放電せずに、プリバイアスした状態で安全に起動できます。

そのためにLTC7872は、SSピン電圧と内部ソフトスタート電圧がVFB_{LOW}ピン電圧を上回るまで、上側MOSFETと下側MOSFETをディスエーブルします。VFB_{LOW}ピンがSSまたは内部ソフトスタート電圧より高い場合、エラー・アンプの出力は一時的にそのゼロ電流レベルになります。上側MOSFETと下側MOSFETの両方をディスエーブルすることで、プリバイアスされた出力電圧が放電されるのを防止できます。SSピン電圧と内部ソフトスタート電圧の両方が1.32VまたはVFB_{LOW}のいずれか低い方を上回ると、上側MOSFETと下側MOSFETは共にイネーブルになります。

過電流フォルト保護

降圧モードでは、プリセットされた電流制限を超える負荷が電源の出力にかかると、レギュレーションされた出力電圧は負荷に応じて低下します。V_{LOW}レールは、非常に低いインピーダンスのパスを通してグラウンドへ短絡するか、抵抗性の短絡となる場合があります。この場合、負荷電流がプリセットされた電流制限値に等しくなるまで、出力がある程度低下します。コントローラは短絡へ電流を流し続けます。供給される電流量は、ILIMピンの設定とVFB_{LOW}の電圧で決まります(代表的な性能特性のセクションの電流フォールドバックのグラフを参照)。

短絡が解消すると、V_{LOW}は内部ソフトスターを使ってソフトスタートするため、出力オーバーシュートは低減されます。この機能がないと、出力コンデンサは電流制限値まで充電されることになります。出力容量を最小限に抑えたアプリケーションでは、これによって出力のオーバーシュートが生じる可能性があります。過電流からの回復中は電流制限フォールドバックは無効化されていません。強力な短絡から再起動するには、負荷がフォールドバック電流制限閾値を下回っている必要があります。

降圧動作モードでも昇圧動作モードでも、SETCURピンに印加した電圧が平均電流をレギュレーションします。平均インダクタ電流がゼロとなるのは、SETCURピンに0Vを印加することで実現されます。

LTC7872には、この他にも過電流フォルト・コンパレータがあり、各チャンネルの電流をモニタしています。何らかの破局的な障害がシステムに発生し、これによって1つ以上のチャンネルのインダクタ電流が過電流フォルト閾値より大きくなった場合、すべてのチャンネルがシャットダウンし、PWMENピンとFAULTピンがSGNDにプルダウンされます。

過電流に対して保護するもう1つの方法は、IMONピンの電圧をモニタすることです。IMONの電圧が過剰電流の発生を示した場合、外部回路を使用してシステムをシャットダウンできます。

インダクタ値の計算

必要な入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数f_{OSC}によって直ちにインダクタのピークtoピーク・リップル電流が決まります。

$$I_{\text{RIPPLE}} = \frac{V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} \left(\frac{V_{\text{HIGH}} - V_{\text{LOW}}}{f_{\text{OSC}} \cdot L} \right)$$

リップル電流が小さくなると、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、および出力電圧リップルが減少します。このように、周波数が低くリップル電流が小さい場合に最も効率の高い動作が得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要になります。

妥当な出発点として、最大インダクタ電流の約40%のリップル電流を選択します。最大電圧リップルは、V_{HIGH}の電圧が最大のときに発生することに注意してください。リップ

アプリケーション情報

ル電流が規定の最大値を超えることがないようにするために、インダクタは次式に従って選択します。

$$L \geq \frac{V_{HIGH} - V_{LOW}}{f_{OSC} \cdot I_{RIPPLE}} \cdot \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH}}$$

インダクタのコアの選択

インダクタンスの値が定まつたら、インダクタの種類を選択する必要があります。インダクタ値が同じ場合、コア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスに大きく依存します。インダクタンスが増加すると、コア損失は減少します。インダクタンスを大きくするには、ワイヤの巻数を増やす必要があるため、銅損失は残念ながら増加します。

フェライトを使用した設計ではコア損失が極めて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和の防止に集中することができます。フェライト・コアの材質は「急激に」飽和します。つまり、設計ピーク電流を超えると、インダクタンスは突然低下します。その結果、インダクタのリップル電流が急激に増加し、それに伴い出力電圧リップルも増加します。コアは決して飽和させないでください。

パワー MOSFET とショットキー・ダイオード(オプション)の選択

少なくとも2個の外付けパワー MOSFETを選択する必要があります。上側スイッチ用に1個のNチャンネルMOSFETを選択し、下側スイッチ用に1個以上のNチャンネルMOSFETを選択します。全てのMOSFETの個数、種類、およびオン抵抗の選択には、降圧比と共に、MOSFETが実際に使用される場所(上側または下側)を考慮に入れます。V_{LOW}がV_{HIGH}の1/3より低いアプリケーションの上側MOSFETには、入力容量が小さい小型のMOSFETを使用します。V_{HIGH}がV_{LOW}よりはるかに高いアプリケーションでは、動作周波数が300kHzを超えると、通常は上側MOSFETのオン抵抗よりも入力容量の方が全体の効率に大きな影響を与えます。MOSFETのメーカーは、スイッチング・レギュレータの上側スイッチに適用できる、オン抵抗が適度に低く、入力容量を大幅に下げた専用デバイスを設計しています。

ピークtoピークのMOSFETゲート駆動レベルは、内部DRV_{CC}レギュレータ電圧により設定されます。MOSFETのBV_{DSS}の仕様にも十分注意を払ってください。パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗R_{DSON}、入力容量、入力電圧、および最大出力電流などがあります。MOSFETの入力容量は複数の部品の組み合わせで決まりますが、ほとんどのデータシートに含まれている標準的ゲート電荷曲線(図5)から求めることができます。この曲線は、コモン・ソースの電流源負荷段のゲートに一定の入力電流を強制し、時間に対してゲート電圧をプロットして作成されたものです。

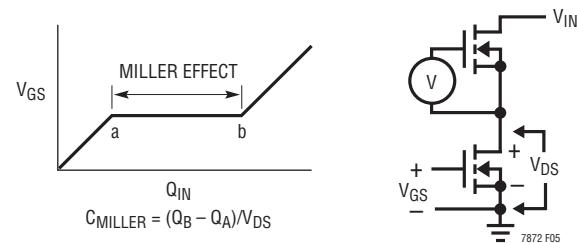


図5. ゲート電荷特性

最初の傾斜した部分は、ゲート-ソース間およびゲート-ドレイン間容量の影響によるものです。曲線の平坦な部分は、ドレインが電流源負荷両端の電圧を下げるのに伴うドレイン-ゲート間容量のミラー乗算効果の結果です。上側の傾斜した部分は、ドレイン-ゲート間蓄積容量とゲート-ソース間容量によるものです。ミラー電荷(曲線が平坦なaからbまでの水平軸のクーロン値の増加分)は特定のV_{DS}ドレイン電圧によって規定されていますが、曲線で規定されているV_{DS}値に対するアプリケーションのV_{DS}の比を掛けることにより、異なるV_{DS}電圧に対して補正することができます。CMILLER項を推定するには、メーカーのデータシートでa点からb点までのゲート電荷の変化を求め、規定されているV_{DS}電圧で割ります。CMILLERは、上側MOSFETの遷移損失項を決めるための最も重要な選択基準ですが、MOSFETのデータシートには直接規定されていません。CRSSとCosは規定されていることがあります、これらのパラメータの定義は記載されていません。コントローラが連続モードで動作しているときの上側

アプリケーション情報

MOSFETと下側MOSFETのデューティ・サイクルは以下の式で与えられます。

$$\text{Top Switch Duty Cycle} = \frac{V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}}$$

$$\text{Bottom Switch Duty Cycle} = \left(\frac{V_{\text{HIGH}} - V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} \right)$$

最大出力電流での上側および下側MOSFETの消費電力は、以下の式で与えられます。

$$\begin{aligned} P_{\text{TOP}} &= \frac{V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} \left(I_{\text{MAX}} \right)^2 (1+\delta) R_{\text{DS(ON)}} + \\ &\quad \left(V_{\text{HIGH}} \right)^2 \left(\frac{I_{\text{MAX}}}{2} \right) (R_{\text{DR}})(C_{\text{MILLER}}) \cdot \\ &\quad \left[\frac{1}{\text{DRV}_{\text{CC}} - V_{\text{TH(MIN)}}} + \frac{1}{V_{\text{TH(MIN)}}} \right] \cdot f \\ P_{\text{BOT}} &= \frac{V_{\text{HIGH}} - V_{\text{LOW}}}{V_{\text{HIGH}}} \left(I_{\text{MAX}} \right)^2 (1+\delta) R_{\text{DS(ON)}} \end{aligned}$$

I_{MAX} = 最大インダクタ電流。

ここで、 δ は $R_{\text{DS(ON)}}$ の温度依存性、 R_{DR} は上側ドライバの実効抵抗です。 V_{HIGH} は、特定のアプリケーションにおけるドレイン電位とドレイン電位の変化です。 $V_{\text{TH(MIN)}}$ は、規定されたドレイン電流に対しパワーMOSFETのデータシートで規定されている代表的なゲート閾値電圧です。 C_{MILLER} は、MOSFETのデータシートのゲート電荷曲線と上述の手法を使って計算した容量です。

どちらのMOSFETにも I^2R の損失がありますが、上側Nチャンネルの式には、遷移損失の項が追加されており、これは最高の入力電圧でピークに達します。下側MOSFETの損失は、上側スイッチのデューティ・ファクタが低く V_{HIGH} が高い場合、または下側スイッチが周期の100%近くオンになる V_{LOW} 短絡時に最も大きくなります。

MOSFETの $(1 + \delta)$ の項は、一般に正規化された $R_{\text{DS(ON)}}$ と温度の曲線で与えられますが、低電圧MOSFETの場合は、近似値として $\delta = 0.005/\text{°C}$ を使用することができます。

降圧モードでは、下側MOSFETに接続されるオプションのショットキー・ダイオードは、2個の大型パワーMOSFETの導通期間と導通期間の間のデッド・タイム中に導通します。これにより、下側MOSFETのボディ・ダイオードがデッド・タイム中にオンして電荷を蓄積するのを防止し、逆回復時間を不要にします。逆回復時間があると、効率が数%低下することがあります。2A～8Aのショットキーは平均電流が比較的小さいため、一般的に両方の動作領域に対して適切な折衷案となります。これより大きなダイオードを使用すると、ジャンクション容量が大きくなるため遷移損失が増加します。

C_{HIGH} と MOSFET の選択 (V_{HIGH} と V_{LOW} に関して)

連続モードでは、上側MOSFETのソース電流は、デューティ・サイクルが $V_{\text{LOW}}/V_{\text{HIGH}}$ の方形波になります。大きな電圧トランジエントを防止するには、1チャネルの最大RMS電流に対するサイズの低ESRコンデンサを使用する必要があります。以下の説明では、 C_{IN} が C_{HIGH} 、 C_{OUT} が C_{LOW} 、 V_{IN} が V_{HIGH} 、 V_{OUT} が V_{LOW} であると仮定します。最大RMS容量は次式で与えられます。

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

この式は $V_{\text{IN}} = 2V_{\text{OUT}}$ のときに最大値になります。ここで、 $I_{\text{RMS}} = I_{\text{OUT}}/2$ です。設計ではこの単純で最も厳しい条件がよく使用されます。条件を大きく変化させても状況がそれほど改善されないからです。多くの場合、コンデンサ・メーカーはリップル電流定格をわずか2000時間の使用時間によって規定しています。

このため、コンデンサを更にディレーティングする、つまり必要とされるよりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。設計でのサイズまたは高さの条件に適合させるため、複数のコンデンサを並列に接続する場合もあります。 C_{IN} にはセラミック・コンデンサを使用することもできます。疑問点については必ずメーカーにお問い合わせください。

小型設計にはセラミック・コンデンサが広く用いられるようになっていますが、いくつかの注意点を守る必要があります。誘電体層に用いられるセラミック材料の例にはX7R、X5R、Y5Vなどがありますが、これらの各種誘電体は、適用される電圧や温度の条件により、容量値に対する影響が大きく異なります。物理的には、印加される電圧の変化によって容量値が変化すると、圧電効果が付随し、音を発生させます。可聴周波数で変化する電流が流れる負

アプリケーション情報

荷の場合、それに付随して変化する入力電圧がセラミック・コンデンサにかかり、可聴信号が生じることがあります。二次的な問題は、電荷の増加に伴って容量値が減少しているセラミック・コンデンサへ逆流するエネルギーに関係しています。電圧が上昇するにつれて容量値が減少するため、供給されている一定の電流よりもかなり速い速度で電圧が上昇することがあります。それでも、セラミック・コンデンサはESRが非常に小さいので、適切なものを選択して使用すると、全体の損失を最小限に抑えることができます。

小さい($0.1\text{ }\mu\text{F}\sim 1\text{ }\mu\text{F}$)コンデンサ C_{IN} は、 V_{IN} ピンとグラウンドの間にLTC7872に近い位置に配置され、スイッチング・ノイズをグラウンドにバイパスします。 C_{IN} と V_{HIGH} ピンの間に配置された $2.2\Omega\sim 10\Omega$ の抵抗は、 V_{HIGH} ピンをスイッチング・ノイズから分離します。

V_{OUT} の C_{OUT} は、必要な等価直列抵抗(ESR)に基づいて選択します。一般に、ESRの条件を満たしていれば、その容量はフィルタリング機能にも十分です。定常状態での出力リップル(ΔV_{OUT})は次式で決まります。

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

ここで、 f は動作周波数、 C_{OUT} は出力容量、 ΔI_{RIPPLE} はインダクタのリップル電流です。 ΔI_{RIPPLE} は入力電圧(V_{HIGH})に応じて増加するので、入力電圧が最大のときに出力リップルは最も大きくなります。以下のことを仮定すると、 V_{IN} が最大で $\Delta I_{RIPPLE} = 0.4 I_{OUT(MAX)}$ の場合に、出力リップルは50mV未満になります。

C_{OUT} に必要な $ESR < N \cdot R_{SENSE}$

かつ、

$$C_{OUT} > \frac{1}{(8f)(R_{SENSE})}$$

小型表面実装パッケージの低ESRコンデンサの登場により、非常に小さな物理的実装が可能になりました。ITHピンを使ってスイッチング・レギュレータのループを外部で補償できるため、出力コンデンサの種類を非常に広い範囲から選択できます。各タイプのコンデンサのインピーダンス特性は、理想的なコンデンサのインピーダンス特性とはかなり異なります。そのため、設計段階で正確なモデリングまたはベンチ評価が必要です。高性能のスルーホー

ル・コンデンサには、ニチコン、日本ケミコン、三洋電機などのメーカーを検討する必要があります。三洋電機のOS-CON誘電体コンデンサとパナソニックのSP表面実装コンデンサは、ESRとサイズの積が良好な値となっています。

C_{OUT} のESR条件を満たしていれば、RMS電流の定格は一般に $I_{RIPPLE(P-P)}$ 条件をはるかに上回ります。AVX、太陽誘電、村田製作所、およびTDKのセラミック・コンデンサは、容量値が大きく、ESRが非常に小さいため、出力電圧の低いアプリケーションに特に適しています。

表面実装アプリケーションでは、アプリケーションのESRの条件またはRMS電流処理の条件を満たすために複数のコンデンサを並列に接続しなければならない場合があります。アルミ電解コンデンサと乾式タンタル・コンデンサは、いずれも表面実装パッケージで供給されています。新型の特殊ポリマー表面実装コンデンサもESRは非常に小さいのですが、単位体積あたりの容量密度ははるかに低くなります。タンタル・コンデンサの場合、スイッチング電源に使用するためのサージ・テストが実施されていることが不可欠です。表面実装タンタル・コンデンサにはAVXのTPS、AVXのTPSV、KEMETのT510シリーズ、表面実装特殊ポリマー・コンデンサにはパナソニックのSPシリーズが優れた選択肢と言えます。これらは高さ2mm~4mmのケースで供給されています。他のコンデンサの種類には、三洋電機のPOSCAP、三洋電機のOS-CON、ニチコンのPLシリーズ、Spragueの595Dシリーズなどがあります。各製品の推奨事項についてはメーカーにお問い合わせください。

昇圧動作での C_{HIGH} コンデンサの選択

昇圧コンバータ・アプリケーションの出力コンデンサの適切な組み合わせを選択する場合、ESR(等価直列抵抗)、ESL(等価直列インダクタンス)、バルク容量が及ぼす影響を考慮する必要があります。

部品を選択する場合、最大許容リップル電圧(出力電圧のパーセンテージとして表されます)、ESRステップと充電/放電 ΔV の間のリップルの分配方法を最初に決めます。ここでは説明を簡単にするため、最大出力リップルを2%とし、ESRステップと充電/放電 ΔV の間で等しく分配されると仮定します。このリップルのパーセンテージはアプリケーションの条件に応じて変化しますが、以下の式は簡単に変更できます。

アプリケーション情報

マルチフェーズ動作の重要な利点の1つは、昇圧ダイオードによって出力コンデンサに供給されるピーク電流が減少することです。その結果、コンデンサのESR条件が緩和されます。全リップル電圧への影響が1%の場合、出力コンデンサのESRは次式を使って求めることができます。

$$ESR_{COUT} > \frac{0.01 \cdot V_{OUT}}{I_{D(Peak)}}$$

ここで、

$$I_{D(Peak)} = \frac{1}{n} \cdot \left(1 + \frac{\chi}{2}\right) \cdot \frac{I_{O(MAX)}}{1 - D_{MAX}}$$

係数nは位相数を表し、係数χはインダクタ・リップル電流のパーセンテージを表します。

バルク・コンデンサ(全出力リップルの1%を受け持つと仮定します)に必要な容量の最小値は次のように概算されます。

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{O(MAX)}}{0.01 \cdot n \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

多くの設計では、必要なESRを得るために特定のタイプのコンデンサを使い、バルク・コンデンサの要件を満たすために別のタイプのコンデンサを使う必要があります。例えば、低ESRセラミック・コンデンサを使うことでESRステップを最小化できる一方、電解コンデンサは必要なバルク容量として使えます。

コンデンサの最大温度を考慮するために十分なディレーティングを行った上で、出力コンデンサの電圧定格は最大出力電圧よりも高い必要があります。

出力コンデンサに流れるリップル電流は方形波なので、このコンデンサのリップル電流条件は、デューティ・サイクル、位相数、および最大出力電流によって異なります。出力コンデンサのリップル電流定格を選択するには、まず、出力電圧と入力電圧範囲に基づいてデューティ・サイクルの範囲を確定します。

出力リップル電流は、出力電圧に並列接続された各種コンデンサの間で分配されます。セラミック・コンデンサ(特にX5RとX7R)は通常低ESRであるとされていますが、これらのコンデンサには電圧係数が比較的大きいという欠点があります。したがって、全リップル電流がセラミック・コンデンサを流れると仮定するのは危険です。アルミニウム電解コンデンサは通常その大きなバルク容量のために選択されますが、比較的大きなESRを持っています。結果的に、ある程度のリップル電流がこのコンデンサに流れます。コンデンサに流れ込むリップル電流がそのRMS定格を上回った場合、そのコンデンサは発熱し、実効的な静電容量が減少し、信頼性が低下します。与えられた式を使用して出力コンデンサの構成を決定した後、熱性能が良好であることを確認するため各コンデンサのケース温度を測定します。

出力電圧の設定

LTC7872の出力電圧は、2つの外付け帰還抵抗分圧器により設定されます。分圧器は、図6に示すように、V_{HIGH}とグラウンドの間、およびV_{LOW}とグラウンドの間に注意深く配置されています。レギュレーションされた出力電圧は次式により求められます。

$$V_{LOW} = 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \text{ and } V_{HIGH} = 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R_D}{R_C}\right)$$

周波数応答を改善するため、フィードフォワード・コンデンサC_{FF1}/C_{FF2}を使用することができます。帰還の配線は、インダクタやSWの配線などのノイズ源から離して配線するよう十分注意してください。

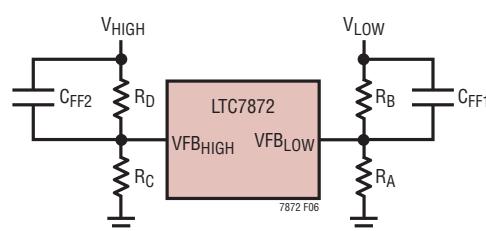


図6. 出力電圧の設定

アプリケーション情報

外部ソフトスタート

LTC7872は、内部ソフトスタートを使って単独で、またはSSピンに外付けコンデンサを接続してより遅いレートで、ソフトスタートする機能を備えています。RUNピンの電圧が1.14Vを下回ると、本コントローラはシャットダウン状態に入ります。そしてこのシャットダウン状態では、本コントローラのSSピンはグラウンドに能動的に下がります。RUNピンの電圧が1.22Vより高くなると、コントローラは起動します。V5とDRVCCがUVLO閾値を通過し、パワー・オン・リセット遅延がタイムアウトした時点で、 $1\mu\text{A}$ のソフトスタート電流がSSソフトスタート・コンデンサを充電し始めます。ソフトスタートは、コントローラの最大V_{LOW}出力電流を制限することによってではなく、SSピンの電圧の上昇率／下降率に応じて出力ランプ電圧を制御することによって行われることに注意してください。この段階で電流フォールドバックはディスエーブルされます。ソフトスタートの範囲は、SSピンの電圧が0V～1.2Vの範囲になるように規定されています。ソフトスタートの合計時間は次のように計算できます。

$$t_{SOFTSTART} = 1.2 \cdot \frac{C_{SS}}{1\mu\text{A}}$$

内部LDO

LTC7872には3つのPMOS LDOが内蔵されています。2つのLDOはV_{HIGH}とV_{LOW}のどちらかの電源からDRVCCに電力を供給し、3つ目のLDOはDRVCCからV5レールを供給します。DRVCCは、外部の上側および下側ゲート駆動回路に電力を供給し、V5はLTC7872の内部回路に電力を供給します。

本デバイスは、2つのDRVCC LDO (V_{HIGH}からDRVCCを変換するもの(LDO1)とV_{LOW}からDRVCCを変換するもの(LDO2))を備えているため、2つのレールのうちの1つを使用するだけでデバイスを起動できます。常にこれらのLDOの1つのみがオンになります。V_{LOW}がEXTVCCスイッチオーバー閾値より高い場合はLDO2がオンになり、スイッチオーバー閾値より低い場合はLDO1がオンになります。DRVCCピンのレギュレーション電圧は、DRVSETピンの状態によって決定されます。DRVSETピンは、3レベルのロジックを使用します。DRVSETを接地するか、フロート状態にするか、またはV5に接続すると、DRVCC電圧はそれぞれ5V、8V、10V(代表値)になります。DRVSETピンはSGNDとの間に $160\text{k}\Omega$ のプルダウン抵抗を内蔵しており、V5との間に $200\text{k}\Omega$ のプルアップ抵抗を内蔵していることに注意してください。

V5 LDOは、DRVCCが6V以上の場合に、V5ピンの電圧を5Vにレギュレーションします。このLDOは20mAのピーク電流を供給可能であり、4.7μF以上のセラミック・コンデンサまたは低ESR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。どのような種類のバルク・コンデンサを使用する場合でも、0.1μFのセラミック・コンデンサをV5ピンとSGNDピンのすぐ近くに追加することを強く推奨します。

フォルト状態:電流制限と電流フォールドバック

LTC7872は、降圧モードでV_{LOW}がグラウンドに短絡したときに消費電力を制限するのに役立つ電流フォールドバック機能を備えています。V_{LOW}がその公称出力レベルの33%より低くなると、最大検出電圧は最大設定値から最大値の1/3まで徐々に低下します。フォールドバック電流制限は、ソフトスタート時にはディスエーブルされます。デューティ・サイクルが非常に低いときの短絡状態では、LTC7872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。この状況では下側MOSFETが大半の電力を消費しますが、通常動作時よりは少なくて済みます。短絡時のリップル電流は、次式のように、LTC7872の最小オン時間t_{ON(MIN)}、V_{HIGH}電圧、およびインダクタ値によって決まります。

$$\Delta I_{L(SC)} = t_{ON(MIN)} \cdot \frac{V_{HIGH}}{L}$$

この結果生じる短絡電流は次のとおりです。

$$I_{SC} = \left(\frac{\frac{1}{3} V_{SENSE(MAX)}}{R_{SENSE}} - \frac{1}{2} \Delta I_{L(SC)} \right)$$

短絡後の負荷電流を求める際は、フォールドバック電流制限値を必ず考慮に入れます。

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC7872には、内部の電圧制御発振器(VCO)と位相検出器によって構成されるフェーズロック・ループ(PLL)が内蔵されています。そのため、SYNCピンに印加された外部クロック信号の立上がりエッジに上側MOSFETのターンオンを同期させることができます。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シフトを 0° にします。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤ってロックすることはありません。

位相検出器の出力は、内部フィルタ・ネットワークを充放電する1対の相補型電流源です。FREQピンからは20μA

アプリケーション情報

の高精度電流が流れ出します。そのため、外部クロックが SYNC ピンに入力されていない場合、SGND に接続した 1 個の抵抗を使ってスイッチング周波数を設定できます。FREQ ピンと内蔵の PLL フィルタ・ネットワークの間の内部スイッチがオンになっているため、フィルタ・ネットワークを FREQ ピンと同じ電圧で事前に充電することができます。FREQ ピンの電圧と動作周波数の関係を図 7 に示します。この関係は電気的特性の表で規定しています。SYNC ピンに外部クロックが検出されると、上記の内部スイッチがオフして FREQ ピンの影響を遮断します。LTC7872 が同期できるのは、周波数が LTC7872 の内部 VCO の範囲内にある外部クロックだけであることに注意してください。簡略化したブロック図を図 8 に示します。

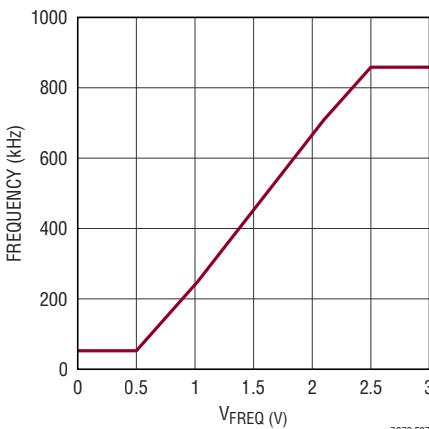


図 7. 発振周波数と FREQ ピンの電圧の関係

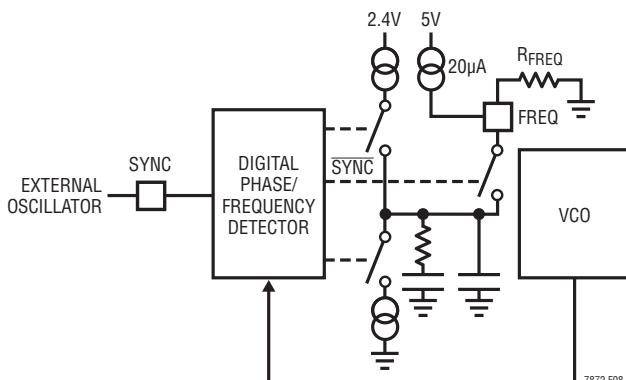


図 8. フェーズロック・ループのブロック図

外部クロック周波数が内部発振器の周波数 f_{osc} より高いと、位相検出器の出力から電流が連続的に流れ出し、フィルタ・ネットワークをプルアップします。外部クロック周波数が f_{osc} より低いと、電流が連続的に吸い込まれ、フィルタ・ネットワークをプルダウンします。外部周波数と内部周波数が等しくても位相差がある場合は、位相差に相当する時間だけ電流源がオンになります。フィルタ・ネットワークの電圧は、内部発振器と外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。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、フィルタ・コンデンサがその電圧を保持します。

(SYNC ピンの) 外部クロック入力のハイの閾値は標準で 2V であり、ローの閾値は 1.1V です。LTC7872 のスイッチング周波数は次式で決まります。

$$\text{周波数} = V_{FREQ} \cdot 414\text{kHz/V} - 163.5\text{kHz}$$

ここで、 $V_{FREQ} = I_{FREQ}$ (仕様表から) $\cdot R_{FREQ}$

または、

$$\text{周波数} = R_{FREQ} \cdot 8.28\text{kHz/k}\Omega - 163.5\text{kHz}$$

この式では、理想的な $20\mu\text{A}$ の I_{FREQ} を仮定しています。

マルチチップ・アプリケーションでの共有ピン接続

大電流アプリケーションで複数の LTC7872 デバイスと一緒に使う場合、特定のピンを共に接続したり、あるいは接続しなかったりすることで、デバイス間のより良い通信と単一点障害の回避を両立できます。

CLKOUT ピンを使用すると、複数の LTC7872 を互いにデイジーチェーン接続できます。CLKOUT ピンのクロック出力信号を使用して、マルチフェーズ電源ソリューションで追加のデバイスを同期させることで、同じ入力電源から 1 つまたは複数の大電流 output を供給できます。

全ての LTC7872 デバイスが一緒に起動できるように、SS ピンと PWMEN ピンを互いに接続する必要があります。これらのピンを互いに接続しないと、一部の位相が多くの電流をソースし、その他の位相が電流をシンクします。

アプリケーションのデバイスごとの平均電流または合計平均電流をモニタする必要があるかどうかに応じて、IMON ピンと一緒に接続するかどうかを判断します。

アプリケーション情報

ILIM、SETCUR、FREQ、MODE、BUCK、DRVSETピンは都合によって一緒に接続する場合もしない場合もあります。これらのピンを一緒に接続する場合、これらのピンのプルアップ／ダウンの電流／抵抗を考慮します。全ての外付け抵抗または抵抗分圧ネットワークはこれらを考慮に入れる必要があります。例えば、各FREQピンからは20 μAの電流が流れ出します。2つのLTC7872デバイスのFREQピンをまとめて接続した場合、40 μAの電流が流れ出します。

複数のLTC7872デバイスのOVLOW、OVHIGH、UVHIGHピンは互いに接続する必要があります。これによってシステム全体が1つのOV/UV状態に適切に対応できるようになります。ターンオンおよびオフするこれらのピンは5 μAのヒステリシス電流を持っているため、これらのピンに接続する抵抗分圧器の値は、並列接続したLTC7872の数に基づいて増減する必要があります。

複数のLTC7872デバイスのITH_{LOW}ピンとITH_{HIGH}ピンも互いに接続する必要があります。ITH_{LOW}ピンとITH_{HIGH}ピンをそれぞれ互いに接続すると、位相間の電流分担が最適なものになります。各エラー・アンプの補償ネットワークは、ジッタと安定性の問題を最小化するため、個々のデバイスの近くに配置する必要があります。

RUNピンは互いに接続する必要があります。昇圧モード動作の場合、これは非常に重要です。昇圧モードで複数のLTC7872デバイスのRUNピンを互いに接続する場合、全てのデバイスが同時にイネーブルされるように、RUNピンのロジック信号がクリーンで速い立上り／立下り信号になるように注意する必要があります。抵抗分圧器をRUNピンに接続している場合、本デバイスは降圧モードで起動する必要があります。V_{HIGH}を分圧してUVHIGH設定値より高い起動電圧に設定する抵抗分圧器をRUNピンに接続すると、UVHIGHフォルトがクリアされた後、本デバイスは滑らかにソフトスタートできます。

最小オン時間に関する考慮事項

最小オン時間t_{ON(MIN)}は、LTC7872が上側MOSFETをオンにすることができる最小時間です。この時間は、内部タイミング遅延、パワー段のタイミング遅延、上側MOSFETをオンにするのに必要なゲート電荷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限度に接近する可能性があるので、次の条件が成り立つように注意する必要があります。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH}(f)}$$

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も低くなると、コントローラはサイクル・スキップを開始します。出力電圧および電流は引き続きレギュレーションされますが、電圧リップルと電流リップルは増加します。良好なPCBレイアウト、30%以上のインダクタ電流リップル、2mV以上の電流検出信号リップル(等価的にSNSA⁺ピンとSNS⁻ピンの間で10mV以上)の場合、LTC7872の最小オン時間は約150nsです。

最小オン時間はPCBの電圧ループや電流ループのスイッチング・ノイズの影響を受けることがあります。ピーク検出電圧が低下するにつれて、最小オン時間は次第に増加します。これは、強制連続アプリケーションでリップル電流が小さく負荷が軽い場合に、特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間の限度を下回ると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があり、それに応じて電流リップルと電圧リップルが大きくなります。

効率に関する考慮事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示の効率は、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。効率を制限しているのは何か、何を変更すれば最も効率が向上するかを判定するには、多くの場合、個々の損失を分析することが有益です。パーセント表示の効率は次式で表せます。

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

ここで、L1、L2、などは、個々の損失を入力電力に対するパーセンテージで表したものです。

回路内で電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC7872の回路の損失の大部分は、以下に示す主な4つの損失要因によって生じます。すなわち、1)デバイスのV_{HIGH}電流、2)MOSFETドライバの電流、3)I²R損失、4)上側MOSFETの遷移損失です。

1. V_{HIGH}電流は電気的特性の表に記載されているDC電源電流です。V_{HIGH}電流による損失は、通常は小さな値(<0.1%)で済みます。
2. MOSFETのドライバ電流は、パワーMOSFETのゲート容量が切り替わることにより発生します。MOSFETのゲートがローからハイ、そして再度ローに切り替わるたびに、一定量の電荷d_Qがドライバ電源からグラウンドに移動します。その結果生じるd_Q/d_tがドライバ電源から流れ出る電流であり、通常は、制御回路の電流よりも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)となります。ここで、Q_TとQ_Bは、上側MOSFETと下側MOSFETのゲート電荷です。

アプリケーション情報

3. I^2R 損失は、ヒューズ(使用する場合)、MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗の各DC 抵抗から予測されます。連続モードでは、Lと R_{SENSE} に平均出力電流が流れますが、上側MOSFETと下側MOSFETの間でこま切れにされます。2つのMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合は、一方のMOSFETの抵抗にLの抵抗および R_{SENSE} を加算するだけで I^2R 損失を求めるすることができます。例えば、それぞれの値が $R_{DS(ON)} = 10\text{m}\Omega$ 、 $R_L = 10\text{m}\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 5\text{m}\Omega$ の場合、全抵抗は $25\text{m}\Omega$ です。この結果、降圧モードで12V出力の場合、出力電流が3Aから15Aまで増加すると、損失は0.6%~3%の範囲になります。

外付け部品および出力電力レベルが同じ場合、効率は V_{LOW} 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、出力電圧をより低く電流をより大きくすることができます必要となっており、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの損失項の重要性は倍増ではなく4倍増となります。

4. 遷移損失は上側MOSFETにのみ当てはまり、しかも大きくなるのは高い V_{HIGH} 電圧(通常15V以上)で動作している場合に限ります。遷移損失は、次式で見積もることができます。

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

$I_{O(MAX)}$ = V_{LOW} の最大負荷

携帯用システムでは、銅パターンや内部バッテリ抵抗など他の隠れた損失が、更に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盛り込むことが非常に重要です。内部バッテリ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_{HIGH} に適切な電荷を蓄積し、ESRを小さくすれば最小限に抑えることができます。デッド・タイム中のショットキー・ダイオードの導通損失やインダクタ・コアの損失など、その他の損失は、合計しても一般には、2%未満の損失増にしかなりません。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は、負荷電流の過渡応答を調べることで確認できます。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応答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_{LOW} は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESRは V_{LOW} での C_{OUT} の等価直列抵抗です。更に、 ΔI_{LOAD} により C_{OUT} の充放電が始まって帰還誤差信号が発生し、レギュレータを強制的に電流変化に適応させて V_{LOW} を定常値に回復させます。この回復期間に、安定性に問題があることを示す過度のオーバーシュートやリングが発生しないか、 V_{LOW} をモニタできます。ITHピンを備えているので、制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通したクローズドループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立上がり時間、およびセトリングは、クローズドループ応答を正確に反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相余裕や減衰係数は、このピンに現れるオーバーシュートのパーセンテージを使用して概算することができます。このピンの立上がり時間を調べることにより、帯域幅も概算できます。代表的なアプリケーションの回路に示すITHピンの外付け部品は、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。ITH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、最終的なプリント回路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(推奨値の0.5~2倍)変更することができます。ループのゲインと位相は、出力コンデンサの様々な種類と値によって決まるので、出力コンデンサは選択する必要があります。立上がり時間が $1\mu\text{s}$ ~ $10\mu\text{s}$ で、最大負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形とITHピンの波形により、帰還ループを開くことなくループ全体の安定性を判断することができます。パワーMOSFETを出力コンデンサの両端に直接接続し、適切な信号発生器でそのゲートを駆動するのが、現実的な負荷ステップ状態を発生させる実用的な方法です。出力電流のステップ変化によって生じる初期出力電圧ステッ

アプリケーション情報

ブは帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相余裕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、ITHピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。ループのゲインはRCを大きくすると増加し、ループの帯域幅はCCを小さくすると広くなります。CCを小さくするのと同じ比率でRCを大きくすると、ゼロの周波数は変化しないため、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クローズドループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。大容量の($> 1 \mu\text{F}$)電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切替えが行われると、更に大きなトランジエントが発生します。放電したバイパス・コンデンサが実質的にC_{LOW}と並列接続された状態になるため、V_{LOW}が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間で駆動されると、どのよう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できるほど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、スイッチの立上がり時間を制御して、負荷の立上がり時間を約25·C_{LOAD}に制限するようにしてください。そうすることにより、10 μF のコンデンサでは250 μs の立上がり時間が必要になり、充電電流は約200mAに制限されるようになります。

シリアル・ポート

SPI互換のシリアル・ポートには制御とモニタリングの機能があります。

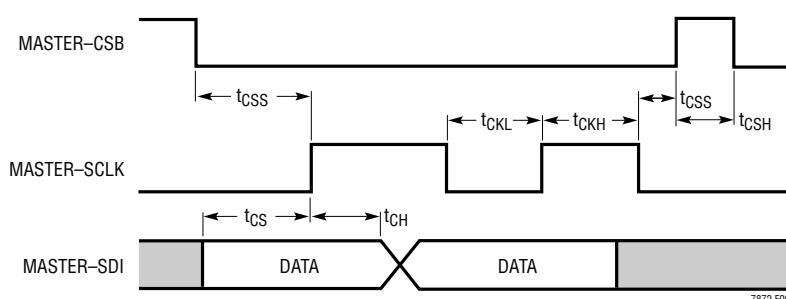


図9.シリアル・ポートの書き込みタイミング図

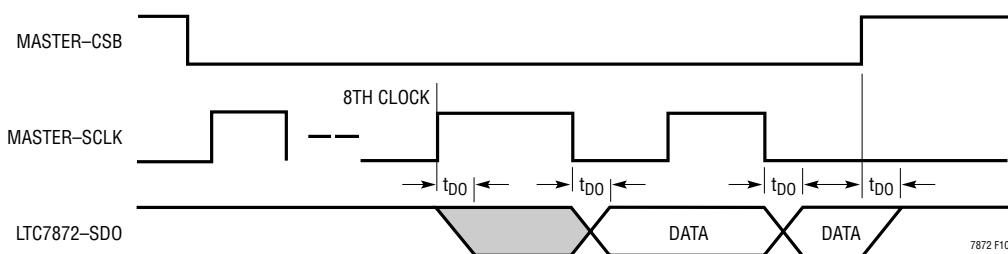


図10.シリアル・ポートの読み出しタイミング図

アプリケーション情報

1バイトの転送

シリアル・ポートのデータは、5つの読み出し／書き込みバイト幅レジスタと6つの読み出し専用バイト幅レジスタで利用できるステータスと制御を含む簡単なメモリ・マップのように配列されています。データ・バーストはすべて、3バイト以上で構成されます。最初のバイトの上位7ビットはレジスタのアドレスです。最初のバイトの LSB は、1の場合デバイスからの読み出しを示し、0の場合デバイスへの書き込みを示します。2つめのバイトは、指定されたレジスタ・アドレスに

書き込むデータ、または指定されたレジスタ・アドレスから読み出すデータです。3つめのバイトは PEC (パケット・エラー・コード) バイトです。詳細な書き込みシーケンスの例については図11、読み出しシーケンスについては図12を参照してください。すべてのバイトは MSB ファーストでシフトされます。

図13に、2つの書き込み通信バーストの例を示します。シリアル・バスのマスターから SDI に送られる最初のバーストの最初のバイトには、ディスティネーション・レジスタ・アドレス

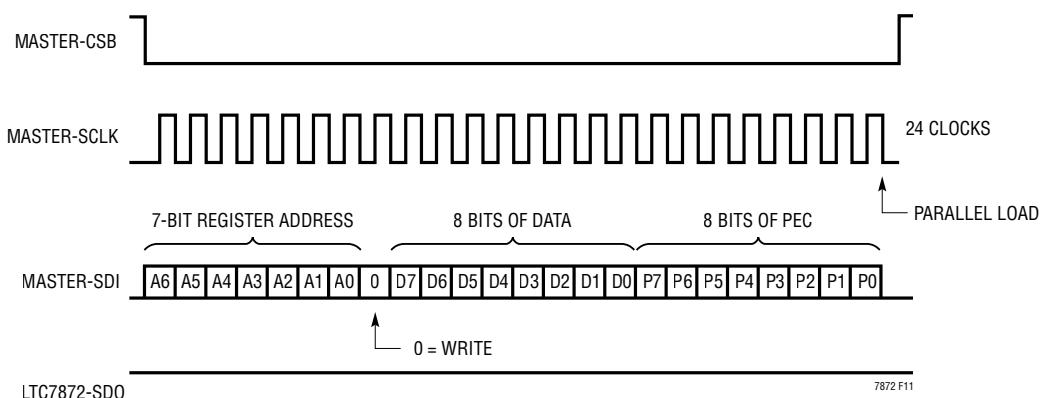


図11. シリアル・ポートの書き込みシーケンス

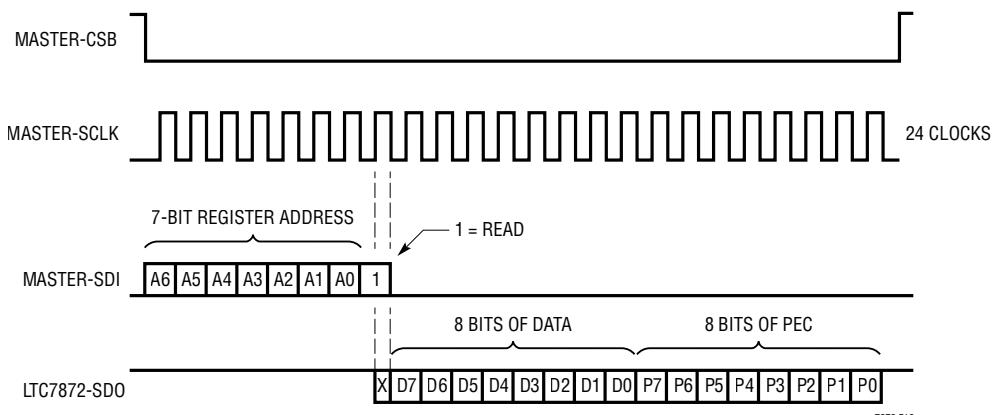


図12. シリアル・ポートの読み出しシーケンス

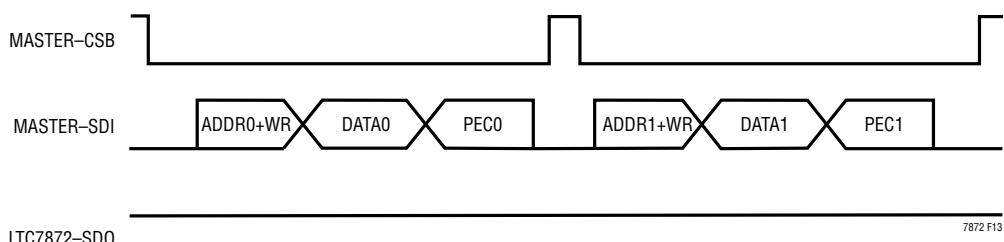


図13. 2つの書き込み通信バースト

アプリケーション情報

(ADDR0)と書込みを示す末尾の「0」が含まれます。次のバイトは、アドレス ADDR0 のレジスタ宛の DATA0 です。3 番目のバイトは PEC0 です。続いて CSB がハイになり、転送が終了します。2 番目のバーストの最初のバイトには、ディスティネーション・レジスタ・アドレス (ADDR1) と書込みを示す末尾の「0」が続きます。SDI の次のバイトは、アドレス ADDR1 のレジスタ宛の DATA1 です。3 番目のバイトは PEC1 です。続いて CSB がハイになり、転送が終了します。PEC が有効としてチェックされた後、書き込まれたデータは、各バーストの 24 番目のクロック・サイクルの立下がりエッジで内部レジスタに転送(並列読み込み)されることに注意してください。

PEC バイト

PEC バイトは、レジスタ・グループ内の全てのビットについて、それらが合格した順に計算される巡回冗長検査 (CRC) 値です。この計算には、PEC の初期値 01000001 (0x41) と次の特性多項式を使います。

$$x^8 + x^2 + x + 1$$

8 ビットの PEC 値の計算には、簡単な手順を定めることができます。

1. PEC を 0100 0001 に初期化します。
2. レジスタ・グループに入る各ビットの DIN に対して、IN0 = DIN XOR PEC[7] と設定し、次いで、IN1=PEC[0] XOR IN0、IN2 = PEC[1] XOR IN0 と設定します。

3. 8 ビットの PEC を PEC[7] = PEC[6]、PEC[6] = PEC[5]、…… PEC[3] = PEC[2]、PEC[2] = IN2、PEC[1] = IN1、PEC[0] = IN0 のように更新します。

4. すべてのデータがシフトされるまで、ステップ 2 に戻ります。8 ビットの結果が最終 PEC バイトです。

PEC の計算例を表 6 と図 14 に示します。1 バイトのデータ 0x01 の PEC は、そのバイトの最後のビットがクロック同期して入力された後、0xC7 として計算されます。

シリアル・ポートの書込みシーケンスでは、マスタが送信するアドレス・バイトとデータ・バイトの PEC バイトはマスタが計算します。マスタは、計算する PEC バイトを 15 番目のクロック立下りエッジでラッチし、シフト出力するデータ・バイトの後に、計算した PEC バイトを追加します。LTC7872 は、受信するアドレス・バイトとデータ・バイトの PEC バイトも計算します。LTC7872 は、計算する PEC バイトを 16 番目のクロックの立上がりエッジでラッチし、データ・バイトの後の PEC バイトと比較します。そのデータは、PEC バイトが一致する場合にのみ有効と見なされます。

シリアル・ポートの読み出しシーケンスでは、LTC7872 は、受信したアドレス・バイトと送信するデータ・バイトの PEC バイトを計算します。LTC7872 は、PEC バイトを 15 番目のクロックの立下りエッジでラッチし、シフト出力するデータ・バイトの後に、計算した PEC バイトを追加します。マスタは、送信するアドレス・バイトと受信するデータ・バイトの PEC バイトを計算します。マスタは、PEC バイトを 16 番目のクロックの立上りエッジでラッチし、受信するデータ・バイトの後の PEC バイトと比較します。そのデータは、PEC バイトが一致する場合にのみ有効と見なされます。

表 6. PEC バイトの計算手順

クロック・サイクル	DIN	IN0	IN1	IN2	PEC[7]	PEC[6]	PEC[5]	PEC[4]	PEC[3]	PEC[2]	PEC[1]	PEC[0]
0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1
1	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0	1	0
2	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
3	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0
4	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0
5	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
7	1	1	1	1	0	1	1	0	0	0	0	0
8					1	1	0	0	0	1	1	1

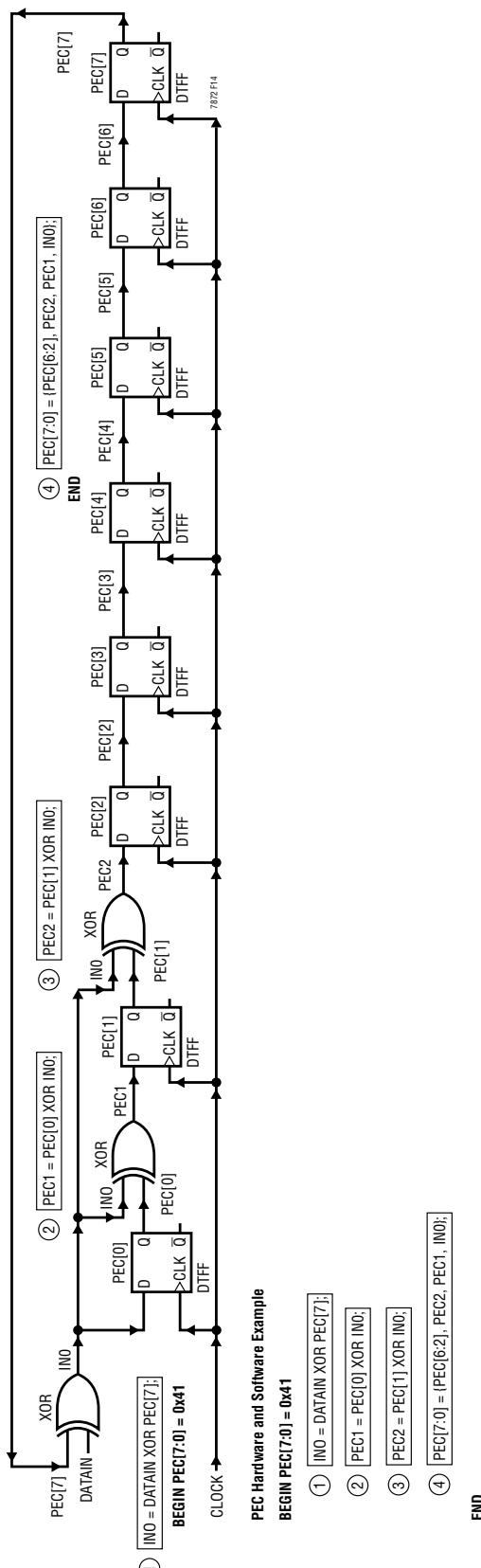


図14.8 8ビット PEC の計算回路

アプリケーション情報

マルチドロップ構成

複数の LTC7872 がシリアル・バスを共有することができます。このマルチドロップ構成では、SCLK、SDI、SDO が全デバイスで共通となります。シリアル・バスのマスタは、各 LTC7872 に対して別々の CSB を使い、シリアル・ポート読出しシーケンス中は、常に 1 個のデバイスの CSB のみがアサートされるようにする必要があります。値の大きな抵抗を SDO に接続して、Hi-Z 状態の間ラインが既知のレベルに必ず戻るようにすることを推奨します。

シリアル・ポート・レジスタの定義

表 7. レジスタの一覧

レジスタ名	レジスタ・アドレス (7ビット)	説明	タイプ	デフォルト値
MFR_FAULT	0x01	ユニットのフォルト状態の1バイトの要約。	R	
MFR_OC_FAULT	0x02	ユニットの過電流フォルト状態の1バイトの要約。	R	
MFR_NOC_FAULT	0x03	ユニットの負の過電流フォルト状態の1バイトの要約。	R	
MFR_STATUS	0x04	ユニットの動作状態の1バイトの要約。	R	
MFR_CONFIG1	0x05	ユニットの設定の1バイトの要約。	R	
MFR_CONFIG2	0x06	ユニットの設定の1バイトの要約。	R	
MFR_CHIP_CTRL	0x07	[3] = 通信フォルト、[1] = スティッキー・ビット、[0] = 書込み保護	R/W	0x00
MFR_IDAC_VLOW	0x08	V_{LOW} 電圧を設定するために IDAC_VLOW を調整します。	R/W	0x00
MFR_IDAC_VHIGH	0x09	V_{HIGH} 電圧を設定するために IDAC_VHIGH を調整します。	R/W	0x00
MFR_IDAC_SETCUR	0x0A	SETCUR ピンのソース電流を設定するために IDAC_SETCUR を調整します。	R/W	0x00
MFR_SSFM	0x0B	スペクトラム拡散周波数変調パラメータを調整します。	R/W	0x00
予備	0x0C 0x0D 0x0E 0x0F			

シリアル・ポート・レジスタの詳細

MFR_FAULT

MFR_FAULT は、最も重要なフォルトの概要を 1 バイトの情報で返します。

MFR_FAULT レジスタの内容:

ビット	名称	値	意味
7			予備
6	VLOW_OV	1	V_{LOW} ピンの電圧が 1.2V の閾値を上回っています。
5	VHIGH_OV	1	V_{HIGH} ピンの電圧が 1.2V の閾値を上回っています。
4	VHIGH_UV	1	UV_{HIGH} ピンの電圧が 1.2V の閾値を下回っています。
3	DRVCC_UV	1	DRV _{CC} ピンが低電圧です。
2	V5_UV	1	V_5 ピンが低電圧です。
1	VREF_BAD	1	内部リファレンスのセルフチェックに失敗しました。
0	OVER_TEMP	1	過熱フォルトが発生しました。

アプリケーション情報

MFR_OC_FAULT

MFR_OC_FAULTは、過電流フォルト状態の概要を1バイトの情報で返します。SNSD⁺ピンとSNS⁻ピンの電圧差がILIMピンによって設定された過電流フォルト閾値より大きい場合、対応するレジスタのビットが1になります。

MFR_OC_FAULTレジスタの内容

ビット	名称	値	意味
7:6			予備
5	OC_FAULT_4	1	チャンネル4に過電流フォルトが発生しました。
4	OC_FAULT_3	1	チャンネル3に過電流フォルトが発生しました。
3			予備
2			予備
1	OC_FAULT_2	1	チャンネル2に過電流フォルトが発生しました。
0	OC_FAULT_1	1	チャンネル1に過電流フォルトが発生しました。

MFR_NOC_FAULT

MFR_NOC_FAULTは、負の過電流フォルト状態の概要を1バイトの情報で返します。SNSD⁺ピンとSNS⁻ピンの電圧差がILIMピンで設定された負の過電流フォルト閾値より小さい場合、対応するレジスタのビットが1になります。

MFR_NOC_FAULTレジスタの内容

ビット	名称	値	意味
7:6			予備
5	NOC_FAULT_4	1	チャンネル4に負の過電流フォルトが発生しました。
4	NOC_FAULT_3	1	チャンネル3に負の過電流フォルトが発生しました。
3			予備
2			予備
1	NOC_FAULT_2	1	チャンネル2に負の過電流フォルトが発生しました。
0	NOC_FAULT_1	1	チャンネル1に負の過電流フォルトが発生しました。

MFR_STATUS

MFR_STATUSは、動作状態の概要を1バイトの情報で返します。MFR_STATUSレジスタの内容は読み出し専用です。

MFR_STATUSレジスタの内容:

ビット	名称	値	意味
7:3			予備
2	SS_DONE	1	ソフトスタートが完了しています。
1	MAX_CURRENT	1	ILIMで設定された最大電流値に達しています。
0	PGOOD	1	レギュレーションされたV _{LOW} /V _{HIGH} が±10%のレギュレーション範囲に入っています。

アプリケーション情報

MFR_CONFIG1

MFR_CONFIG1は、各ピンでプログラムされたコントローラの設定の概要を1バイトの情報で返します。MFR_CONFIG1レジスタの内容は読み出し専用です。

MFR_CONFIG1 レジスタの内容:

ビット	名称	値	意味
7:6			予備
5	SERCUR_WARNING	1	SETCURピンが1.25Vを上回る値に設定されています。
4:3	DRVCC_SET[1:0]	00 01 10	DRV _{CC} が5Vに設定されています。 DRV _{CC} が8Vに設定されています。 DRV _{CC} が10Vに設定されています。
2:0	ILIM_SET[2:0]	000 001 010 011 100	最大電流検出閾値が10mVに設定されています。 最大電流検出閾値が20mVに設定されています。 最大電流検出閾値が30mVに設定されています。 最大電流検出閾値が40mVに設定されています。 最大電流検出閾値が50mVに設定されています。

MFR_CONFIG2

MFR_CONFIG2は、各ピンでプログラムされたコントローラの設定の概要を1バイトの情報で返します。MFR_CONFIG2レジスタの内容は読み出し専用です。

MFR_CONFIG2 レジスタの内容:

ビット	名称	値	意味
7:5			予備
4	BURST	1	コントローラはBurst Mode動作に設定されています。
3	DCM	1	コントローラはDCMに設定されています。
2	HIZ	1	コントローラは高インピーダンス(Hi-Z)モードに設定されています。
1	SPRD	1	コントローラはスペクトラム拡散モードに設定されています。
0	BUCK_BOOST	0 1	コントローラは昇圧モードに設定されています。 コントローラは降圧モードに設定されています。

MFR_CHIP_CTRL

MFR_CHIP_CTRLは一般的なチップ制御のためのものです。

MFR_CHIP_CTRLのメッセージの内容:

ビット	名称	値	意味
7:3			予備
2	CML	1	レジスタへの書き込み中にPEC関連の通信フォルトが発生しました。このビットに1を書き込むとCMLはクリアされます。
1	RESET	1	ステイッキー・ビット。すべてのR/Wレジスタをリセットします。
0	WP	0 1	3つのIDACレジスタ全てとMFR_SSFMレジスタへの書き込みを許可します。 3つのIDACレジスタ全てとMFR_SSFMレジスタへの書き込みを禁止します。

アプリケーション情報

MFR_IDAC_VLOW

MFR_IDAC_VLOWは、電流DACの出力をVFB_{LOW}ピンに注入することでV_{LOW}電圧を設定するための電流DAC値を保存します。この値は、7ビットの2の補数値としてフォーマットされています。ビット[6] = 0に設定することはVFB_{LOW}ピンからの流れ出す電流(ソース電流)を意味し、ビット[6] = 1はこのピンに流し込む電流(シンク電流)を意味します。詳細を表8に記載します。DAC電流は、降圧モードでのみVFB_{LOW}ピンに注入されます。シンク電流によりV_{LOW}が上昇します。このレジスタのデフォルト値は0x00です。MFR_CHIP_CTRLのビット[0]であるWPがハイにセットされているときは、このレジスタへの書き込みは禁止されます。

MFR_IDAC_VLOWのメッセージの内容:

ビット	値	意味
7		予備
6	0	0μA
6	1	-64μA
5	0	0μA
5	1	32μA
4	0	0μA
4	1	16μA
3	0	0μA
3	1	8μA
2	0	0μA
2	1	4μA
1	0	0μA
1	1	2μA
0	0	0μA
0	1	1μA

MFR_IDAC_VHIGH

MFR_IDAC_VHIGHは、電流DACの出力をVFB_{HIGH}ピンに注入することでV_{HIGH}電圧を設定するための電流DAC値を保存します。この値は、7ビットの2の補数値としてフォーマットされています。ビット[6] = 0に設定することはVFB_{HIGH}ピンからの流れ出す電流(ソース電流)を意味し、ビット[6] = 1はこのピンに流し込む電流(シンク電流)を意味します。詳細を表8に記載します。DAC電流は、昇圧モードでのみVFB_{HIGH}ピンに注入されます。昇圧モードでは、シンク電流によりV_{HIGH}が上昇します。このレジスタのデフォルト値は0x00です。MFR_CHIP_CTRLのビット[0]であるWPがハイにセットされている場合、このレジスタへの書き込みは禁止されます。

MFR_IDAC_VHIGHのメッセージの内容:

ビット	値	意味
7		予備
6	0	0μA
6	1	-64μA
5	0	0μA
5	1	32μA
4	0	0μA
4	1	16μA
3	0	0μA
3	1	8μA
2	0	0μA
2	1	4μA
1	0	0μA
1	1	2μA
0	0	0μA
0	1	1μA

アプリケーション情報

MFR_IDAC_SETCUR

MFR_IDAC_SETCURは、SETCURピンから流れ出る電流(ソース電流)を設定するための電流DAC値を保存します。この値は、5ビットの2の補数値としてフォーマットされています。このレジスタのデフォルト値は0x00であり、このときSETCURピンのソース電流は16 μ Aです。このレジスタにより、表9に記載するように、SETCURピンのソース電流を0 μ A～31 μ Aに設定できます。MFR_CHIP_CTRLのビット[0]であるWPがハイにセットされている場合、このレジスタへの書き込みは禁止されます。

MFR_IDAC_SETCURのメッセージの内容:

ビット	値	意味
7:5		予備
4	0	16 μ A
	1	0 μ A
3	0	0 μ A
	1	8 μ A
2	0	0 μ A
	1	4 μ A
1	0	0 μ A
	1	2 μ A
0	0	0 μ A
	1	1 μ A

MFR_SSFM

MFR_SSFMは、スペクトラム拡散周波数変調制御のためのものです。このレジスタのデフォルト値は0x00です。MFR_CHIP_CTRLのビット[0]であるWPがハイにセットされている場合、このレジスタへの書き込みは禁止されます。

MFR_SSFMのメッセージの内容:

ビット	名称	値	意味
7:5			予備
4:3	周波数拡散範囲	00	$\pm 12\%$
		01	$\pm 15\%$
		10	$\pm 10\%$
		11	$\pm 8\%$
2:0	変調信号周波数	000	コントローラのスイッチング周波数/512
		001	コントローラのスイッチング周波数/1024
		010	コントローラのスイッチング周波数/2048
		011	コントローラのスイッチング周波数/4096
		100	コントローラのスイッチング周波数/256
		101	コントローラのスイッチング周波数/128
		110	コントローラのスイッチング周波数/64
		111	コントローラのスイッチング周波数/512

アプリケーション情報

表8. VFB_{LOW}/VFB_{HIGH} ピン電流と対応するDACコード

MFR_IDAC_V _{LOW} /MFR_IDAC_V _{HIGH}							I _{VFBLOW/VFBHIGH} (μA)
[6]	[5]	[4]	[3]	[2]	[1]	[0]	
1	0	0	0	0	0	0	-64
1	0	0	0	0	0	1	-63
1	0	0	0	0	1	0	-62
1	0	0	0	0	1	1	-61
1	0	0	0	1	0	0	-60
1	0	0	0	1	0	1	-59
1	0	0	0	1	1	0	-58
1	0	0	0	1	1	1	-57
1	0	0	1	0	0	0	-56
1	0	0	1	0	0	1	-55
1	0	0	1	0	1	0	-54
1	0	0	1	0	1	1	-53
1	0	0	1	1	0	0	-52
1	0	0	1	1	0	1	-51
1	0	0	1	1	1	0	-50
1	0	0	1	1	1	1	-49
1	0	1	0	0	0	0	-48
1	0	1	0	0	0	1	-47
1	0	1	0	0	1	0	-46
1	0	1	0	0	1	1	-45
1	0	1	0	1	0	0	-44
1	0	1	0	1	0	1	-43
1	0	1	0	1	1	0	-42
1	0	1	0	1	1	1	-41
1	0	1	1	0	0	0	-40
1	0	1	1	0	0	1	-39
1	0	1	1	0	1	0	-38
1	0	1	1	0	1	1	-37
1	0	1	1	1	0	0	-36
1	0	1	1	1	0	1	-35
1	0	1	1	1	1	0	-34
1	0	1	1	1	1	1	-33

表8. VFB_{LOW}/VFB_{HIGH} ピン電流と対応するDACコード

MFR_IDAC_V _{LOW} /MFR_IDAC_V _{HIGH}							I _{VFBLOW/VFBHIGH} (μA)
[6]	[5]	[4]	[3]	[2]	[1]	[0]	
1	1	0	0	0	0	0	-32
1	1	0	0	0	0	1	-31
1	1	0	0	0	1	0	-30
1	1	0	0	0	1	1	-29
1	1	0	0	1	0	0	-28
1	1	0	0	1	0	1	-27
1	1	0	0	1	1	0	-26
1	1	0	0	1	1	1	-25
1	1	0	1	0	0	0	-24
1	1	0	1	0	0	1	-23
1	1	0	1	0	1	0	-22
1	1	0	1	0	1	1	-21
1	1	0	1	1	0	0	-20
1	1	0	1	1	0	1	-19
1	1	0	1	1	1	0	-18
1	1	0	1	1	1	1	-17
1	1	1	0	0	0	0	-16
1	1	1	0	0	0	1	-15
1	1	1	0	0	1	0	-14
1	1	1	0	0	1	1	-13
1	1	1	0	1	0	0	-12
1	1	1	0	1	0	1	-11
1	1	1	0	1	1	0	-10
1	1	1	0	1	1	1	-9
1	1	1	1	0	0	0	-8
1	1	1	1	0	0	1	-7
1	1	1	1	0	1	0	-6
1	1	1	1	1	0	1	-5
1	1	1	1	1	1	0	-4
1	1	1	1	1	1	1	-3
1	1	1	1	1	1	0	-2
1	1	1	1	1	1	1	-1

アプリケーション情報

表8. VFB_{LOW}/VFB_{HIGH} ピン電流と対応するDACコード

MFR_IDAC_V _{LOW} /MFR_IDAC_V _{HIGH}							I _{VFBLOW/VFBHIGH} (μA)
[6]	[5]	[4]	[3]	[2]	[1]	[0]	
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	0	1	0	2
0	0	0	0	0	1	1	3
0	0	0	0	1	0	0	4
0	0	0	0	1	0	1	5
0	0	0	0	1	1	0	6
0	0	0	0	1	1	1	7
0	0	0	1	0	0	0	8
0	0	0	1	0	0	1	9
0	0	0	1	0	1	0	10
0	0	0	1	0	1	1	11
0	0	0	1	1	0	0	12
0	0	0	1	1	0	1	13
0	0	0	1	1	1	0	14
0	0	0	1	1	1	1	15
0	0	1	0	0	0	0	16
0	0	1	0	0	0	1	17
0	0	1	0	0	1	0	18
0	0	1	0	0	1	1	19
0	0	1	0	1	0	0	20
0	0	1	0	1	0	1	21
0	0	1	0	1	1	0	22
0	0	1	0	1	1	1	23
0	0	1	1	0	0	0	24
0	0	1	1	0	0	1	25
0	0	1	1	0	1	0	26
0	0	1	1	0	1	1	27
0	0	1	1	1	0	0	28
0	0	1	1	1	0	1	29
0	0	1	1	1	1	0	30
0	0	1	1	1	1	1	31

表8. VFB_{LOW}/VFB_{HIGH} ピン電流と対応するDACコード

MFR_IDAC_V _{LOW} /MFR_IDAC_V _{HIGH}							I _{VFBLOW/VFBHIGH} (μA)
[6]	[5]	[4]	[3]	[2]	[1]	[0]	
0	1	0	0	0	0	0	32
0	1	0	0	0	0	1	33
0	1	0	0	0	1	0	34
0	1	0	0	0	1	1	35
0	1	0	0	1	0	0	36
0	1	0	0	1	0	1	37
0	1	0	0	1	1	0	38
0	1	0	0	1	1	1	39
0	1	0	1	0	0	0	40
0	1	0	1	0	0	1	41
0	1	0	1	0	1	0	42
0	1	0	1	0	1	1	43
0	1	0	1	1	0	0	44
0	1	0	1	1	0	1	45
0	1	0	1	1	1	0	46
0	1	0	1	1	1	1	47
0	1	1	0	0	0	0	48
0	1	1	0	0	0	1	49
0	1	1	0	0	1	0	50
0	1	1	0	0	1	1	51
0	1	1	0	1	0	0	52
0	1	1	0	1	0	1	53
0	1	1	0	1	1	0	54
0	1	1	0	1	1	1	55
0	1	1	1	0	0	0	56
0	1	1	1	0	0	1	57
0	1	1	1	0	1	0	58
0	1	1	1	0	1	1	59
0	1	1	1	1	0	0	60
0	1	1	1	1	0	1	61
0	1	1	1	1	1	0	62
0	1	1	1	1	1	1	63

アプリケーション情報

表9. SETCUR ピン電流と対応するDACコード

MFR_IDAC_SETCUR[4:0]					I _{SETCUR} (μA)
[4]	[3]	[2]	[1]	[0]	
1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	0	2
1	0	0	1	1	3
1	0	1	0	0	4
1	0	1	0	1	5
1	0	1	1	0	6
1	0	1	1	1	7
1	1	0	0	0	8
1	1	0	0	1	9
1	1	0	1	0	10
1	1	0	1	1	11
1	1	1	0	0	12
1	1	1	0	1	13
1	1	1	1	0	14
1	1	1	1	1	15

表9. SETCUR ピン電流と対応するDACコード

MFR_IDAC_SETCUR[4:0]					I _{SETCUR} (μA)
[4]	[3]	[2]	[1]	[0]	
0	0	0	0	0	16
0	0	0	0	1	17
0	0	0	1	0	18
0	0	0	1	1	19
0	0	1	0	0	20
0	0	1	0	1	21
0	0	1	1	0	22
0	0	1	1	1	23
0	1	0	0	0	24
0	1	0	0	1	25
0	1	0	1	0	26
0	1	0	1	1	27
0	1	1	0	0	28
0	1	1	1	0	29
0	1	1	1	0	30
0	1	1	1	1	31

アプリケーション情報

プリント回路基板レイアウト時のチェックリスト

プリント回路基板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15のレイアウト図にも図示されています。プリント回路基板のレイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

- DRV_{CC}バイパス・コンデンサは、デバイスに隣接させてDRV_{CC}ピンとGNDプレーンの間に配置する必要があります。X7RまたはX5Rタイプの1 μ Fのセラミック・コンデンサは、デバイスのごく近くに取り付けることができるほど小型です。デバイス内部の電源のノイズを抑えるために、4.7 μ F~10 μ Fのセラミック・コンデンサ、タンタル・コンデンサなどの非常に低ESRのコンデンサを追加することを推奨します。
- V₅バイパス・コンデンサは、デバイスに隣接させてV₅ピンとSGNDピンの間に配置する必要があります。4.7 μ F~10 μ Fのセラミック・コンデンサ、タンタル・コンデンサなどの非常に低ESRのコンデンサを推奨します。
- 帰還分圧器は、C_{LOW}/C_{HIGH}の+端子と-端子の間に配置します。V_{FBL}/V_{FH}は、最小のプリント回路パターン間隔でデバイスから帰還分圧器に配線します。
- SNSA⁺、SNSD⁺、SNS⁻のプリント回路パターンは、最小のプリント回路パターン間隔で一緒に配線されていますか。SNSA⁺、SNSD⁺、SNS⁻間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスのピンに近づけて配置します。
- C_{HIGH}デカップリング・コンデンサの(+)プレートは、上側MOSFETのドレインにできるだけ近づけて接続されていますか。このコンデンサはMOSFETにパルス電流を供給します。
- スイッチング・ノードは敏感な小信号ノード(SNSD⁺、SNSA⁺、SNS⁻、V_{FB})からは遠ざけます。理想的には、スイッチ・ノードのプリント回路パターンはデバイス(特に、デバイスの「静かな」側)から離して配線する必要があります。dV/dtが大きいパターンは、グラウンド・パターンまたはグランド・プレーンを使用して、敏感な小信号ノードから分離します。
- SYNCピンを駆動するには、ロジック・ゲートなどの低インピーダンス・ソースを使用し、また、PCBパターンはできるだけ短くします。
- 各ITHピンと信号グラウンドの間のセラミック・コンデンサは、デバイスにできるだけ近づけて配置します。図15に、スイッチング・レギュレータのすべての枝路電流を示します。電流波形を調査すると、高スイッチング電流経路の物理的サイズを小さく抑えることがなぜ重要かが明らかになります。これらのループからは、無線局が信号を送信するのと同じように強い電磁界が放射されます。C_{LOW}のグラウンドは、C_{HIGH}の負端子に戻り、どのスイッチング電流パスとも共通グラウンド・パスを共有しないようにします。回路の左半分は、スイッチング・レギュレータによって生成されるノイズの発生源になります。下側MOSFETとショットキー・ダイオードのグラウンド終端は、非常に大きなスイッチング電流が流れるため、絶縁された短いプリント回路パターンを用いてV_{HIGH}のコンデンサの下側プレートに戻す必要があります。外付けのOPTI-LOOP®補償を使用すると、最適化されていないプリント基板レイアウトには過補償となり、この設計手順は推奨できません。

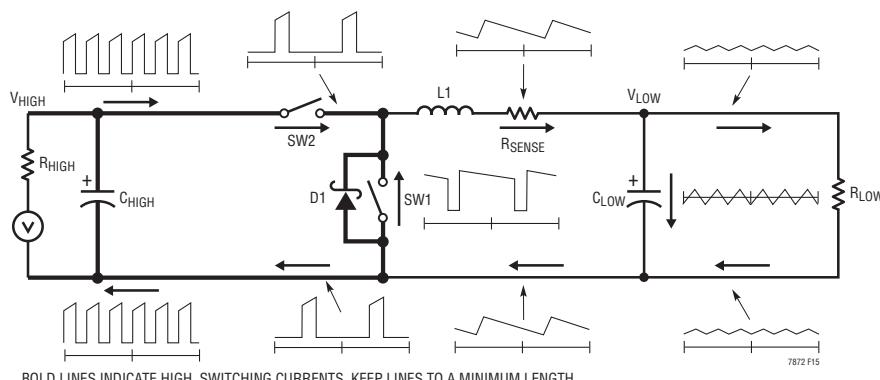


図15. 枝路電流波形(降圧モードの場合を示しています)

アプリケーション情報

レイアウト時の特別な考慮事項

EXTV_{CC}ピンの絶対最大定格を超えるとコントローラに損傷を与える可能性があります。EXTV_{CC}ピンは通常V_{LOW}に接続されているため、図16(a)に示すように、適切な高電圧定格のショットキー・ダイオードをV_{LOW}ピンとEXTV_{CC}ピンの間に配置することを推奨します。EXTV_{CC}ピンの電流が最大のときに順方向電圧が0.5V未満となる、適切なショットキー・ダイオードを選択してください。

EXTV_{CC}ピンを保護するもう1つの方法は、ショットキー・ダイオードを使用してEXTV_{CC}ピンをクランプし、グラウンドを下回る電圧スパイクを低減することです。ショットキー・ダイオードは、図16(b)に示すように、カソードをEXTV_{CC}ピン、アノードをグラウンドに接続して、コントローラICに近づけて配置する必要があります。1Ω以上のR_{FLTR}を選択し、R_{FLTR}両端の最大電圧降下を0.5V未満に維持します。

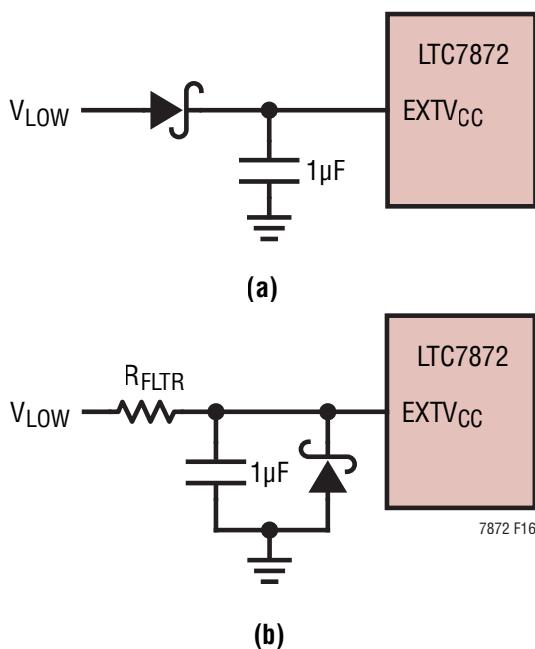


図16. EXTVC_Cピンを保護する方法

設計例

4相1出力大電流レギュレータの設計例として、V_{HIGH} = 48V(公称値)、V_{HIGH} = 60V(最大値)、V_{LOW} = 12V、I_{VLOW(MAX)} = 120A(1位相あたり30A)、f = 150kHzと仮定します。レギュレーションされた出力電圧は次式により求められます。

$$V_{LOW} = 1.2V \cdot (1 + R_B/R_A)$$

10kΩの1%抵抗をVFB_{LOW}ノードとグラウンドの間に接続すると、上側帰還抵抗は(最も近い1%標準値で)90.9kΩです。周波数は、RFREQ = 37.4kΩを選択することで設定します。インダクタンスの値は、最大リップル電流が35%(1位相あたり10.5A)という仮定に基づいています。リップル電流が最大値となるのは、次のようにV_{HIGH}電圧が最大のときです。

$$L = \frac{V_{LOW}}{f \cdot \Delta I_{L(MAX)}} \cdot \left(1 - \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH(MAX)}} \right)$$

各位相は6.1μHを必要とします。Sagamiの6.8μH、1.8mΩ DCRのCVE2622C-6R8Mインダクタを選択します。V_{HIGH}の公称電圧値(48V)では、リップル電流は次の通りです。

$$\Delta I_{L(NOM)} = \frac{V_{LOW}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH(NOM)}} \right)$$

位相ごとのリップルは8.8A(29.3%)となります。ピーク・インダクタ電流は、最大DC値にリップル電流の1/2を加えた値(つまり34.4A)になります。最小オン時間は、V_{HIGH}が最大のときに発生し、その値は150ns以上であることが必要です。

$$T_{ON(MIN)} = \frac{V_{LOW}}{V_{HIGH(MAX)} \cdot f} = \frac{12V}{60V \cdot 150kHz} = 1.33\mu s$$

V_{ILIM} = 3/4 V_{V5}の場合、等価R_{SENSE}抵抗値は、最大電流検出閾値(45mV)の最小値を使用して次式から計算できます。

$$R_{SENSE(EQUIV)} = \frac{V_{SENSE(MIN)}}{\frac{I_{LOAD(MAX)}}{\# OF PHASES} + \frac{\Delta I_{L(NOM)}}{2}}$$

必要な等価R_{SENSE}値は1.31mΩとなります。ある程度の設計マージンを設けて、R_S = 1mΩを選択します。図17に示すように、R₂はR₁の1/10未満にします。そのため、SNSA⁺フィルタのDC成分は、無視できるほど小さくなります。R₁・C₁の帯域幅は、L/R_Sの4倍もの大きさです。

アプリケーション情報

通常、C1は0.047μF～0.47μFの範囲内で選択します。C1=0.1μFを選択すると、R1とR2はそれぞれ、16.9kΩと1.69kΩになります。SNSD⁺とSNSA⁺のバイアス電流は約50nAで、これによって、電流検出信号にわずかな誤差が生じます。C2=0.1μFを選択すると、R3は1.5kΩになります。

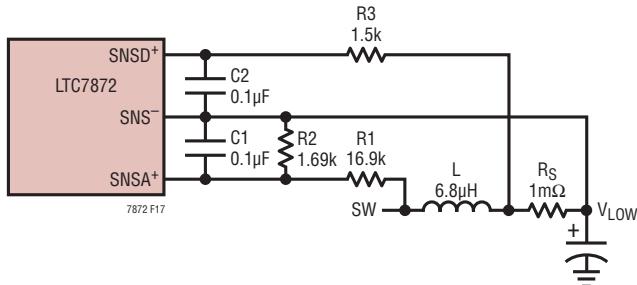


図17. 設計例でのRSENSE抵抗による検出

上側MOSFETの消費電力は、容易に推定できます。ゲート駆動電圧(DRV_{CC})を10Vに設定します。2つのMOSFETにInfineonのBSC117N08NS5を選択すると、次の結果が得られます。

$$R_{DS(ON)} = 11.7\text{m}\Omega \text{(最大値)}, \\ V_{MILLER} = 5\text{V}, C_{MILLER} = 19\text{pF}$$

代表的なV_{HIGH}電圧でT_J(推定値)=75°Cの場合、次のようにになります。

$$P_{MAIN} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{12\text{V}}{48\text{V}} \cdot 15\text{A}^2 \\ \cdot [(1+0.005 \cdot (75^\circ\text{C}-25^\circ\text{C})) \cdot 11.7\text{m}\Omega] \\ + 48\text{V}^2 \cdot \frac{15\text{A}}{2} \cdot 4\Omega \cdot 19\text{pF} \\ \cdot \left(\frac{1}{10-5} + \frac{1}{5} \right) \cdot 150\text{k} \end{array} \right\} \cdot 2 \\ = \{823\text{mW} + 79\text{mW}\} \cdot 2 \\ = 1804\text{mW}$$

下側MOSFETには、2つのInfineon BSC052N08NS5 MOSFET、R_{DS(ON)}=5.2mΩ、C_{oss}=370pFを選択します。これにより、電力損失は次式で求められます。

$$P_{SYNC} = \left\{ \begin{array}{l} \frac{48\text{V}-12\text{V}}{48\text{V}} \cdot 15\text{A}^2 \\ \cdot [(1+0.005 \cdot (75^\circ\text{C}-25^\circ\text{C})) \cdot 5.2\text{m}\Omega] \end{array} \right\} \cdot 2 \\ = \{1.1\text{W}\} \cdot 2 \\ = 2.2\text{W}$$

C_{HIGH}は、等価RMS電流定格が20A以上となるよう選択します。C_{LOW}には、出力リップルが小さくなるように、等価ESRが10mΩのものを選択します。連続モードでのV_{LOW}の出力リップルが最大となるのは、V_{HIGH}の電圧が最大のときです。ESRによるV_{LOW}の出力電圧リップルは、およそ次のとおりです。

$$V_{LOWRIPPLE} = R_{ESR} \cdot \Delta I_L = 0.01\Omega \cdot 8.8\text{A} = 88\text{mV}$$

V_{LOW}の出力電圧リップルを更に減らすには、C_{LOW}の両端にセラミック・コンデンサを配置します。

出力負荷がバッテリの場合、まず電圧ループを必要な出力電圧に設定し、次に、(SETCURピンとIMONピンを通して)電流レギュレーション・ループを使用して充電電流をレギュレーションできます。80Aの最大充電電流を選択すると、必要なSETCURピン電圧は次式を用いて計算できます。

$$V_{SETCUR} = \frac{K \cdot I_{L(MAX)} \cdot R_{SENSE}}{4} \\ = \frac{20 \cdot 80\text{A} \cdot 1\text{m}\Omega}{4} \\ = 400\text{mV}$$

SETCURピンは、精度を最大限に高めるためにADCの出力で400mVに駆動できます。これが利用できない場合、SETCURピンから流れ出る16μAの電流を使って、SETCURとグラウンドの間に抵抗を接続してこの電圧を設定できます。その抵抗値は次式で計算できます。

$$R_{SETCUR} = \frac{400\text{mV}}{16\mu\text{A}} = 25\text{k}$$

ある程度の設計マージンを見込んで、1%またはより高精度の30.1kΩ抵抗を選択できます。SETCURピンから流れ出る16μAの電流は、最大充電電流をその場で変更できるよう、SPIインターフェースでプログラムできます。

代表的なアプリケーション

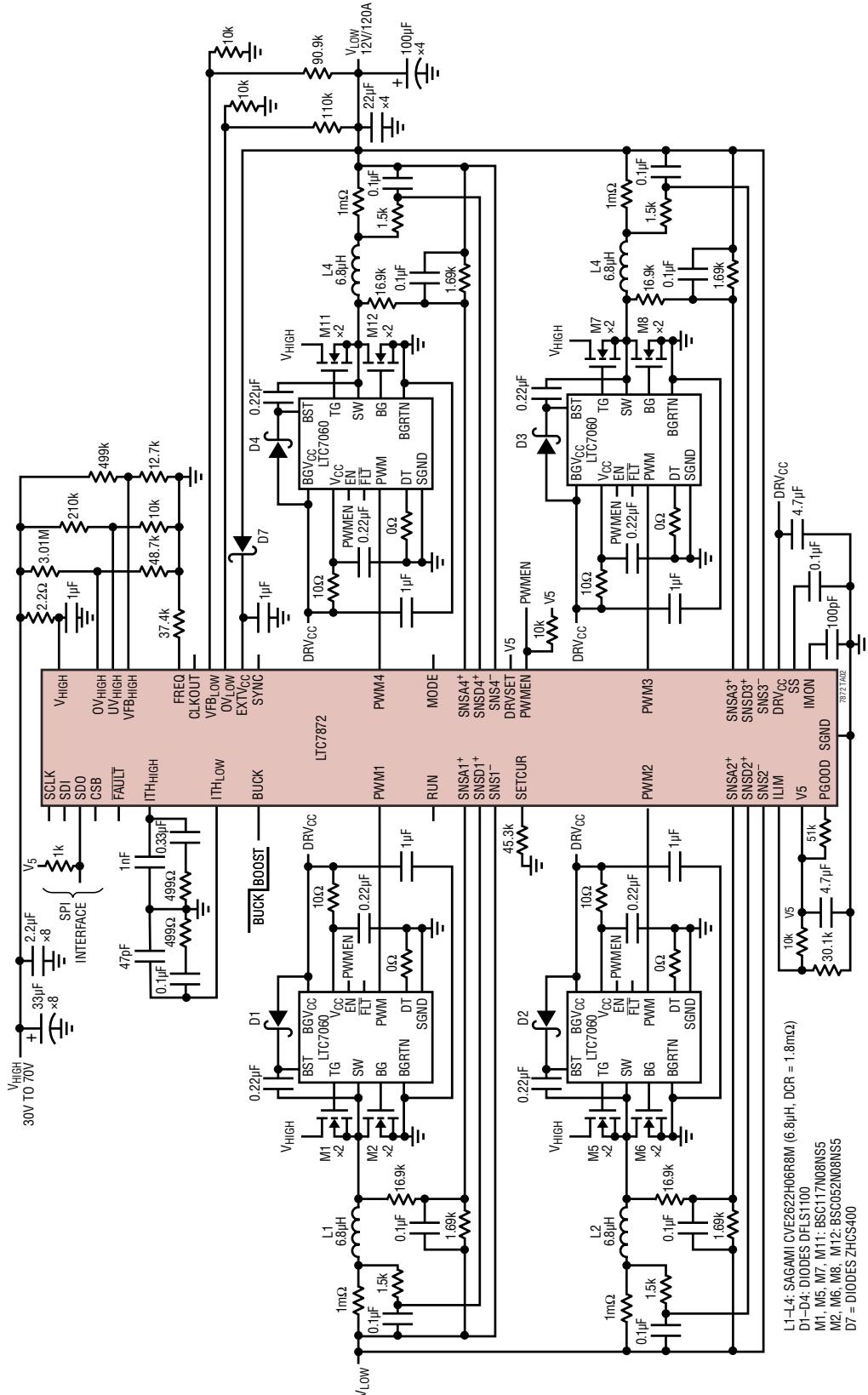
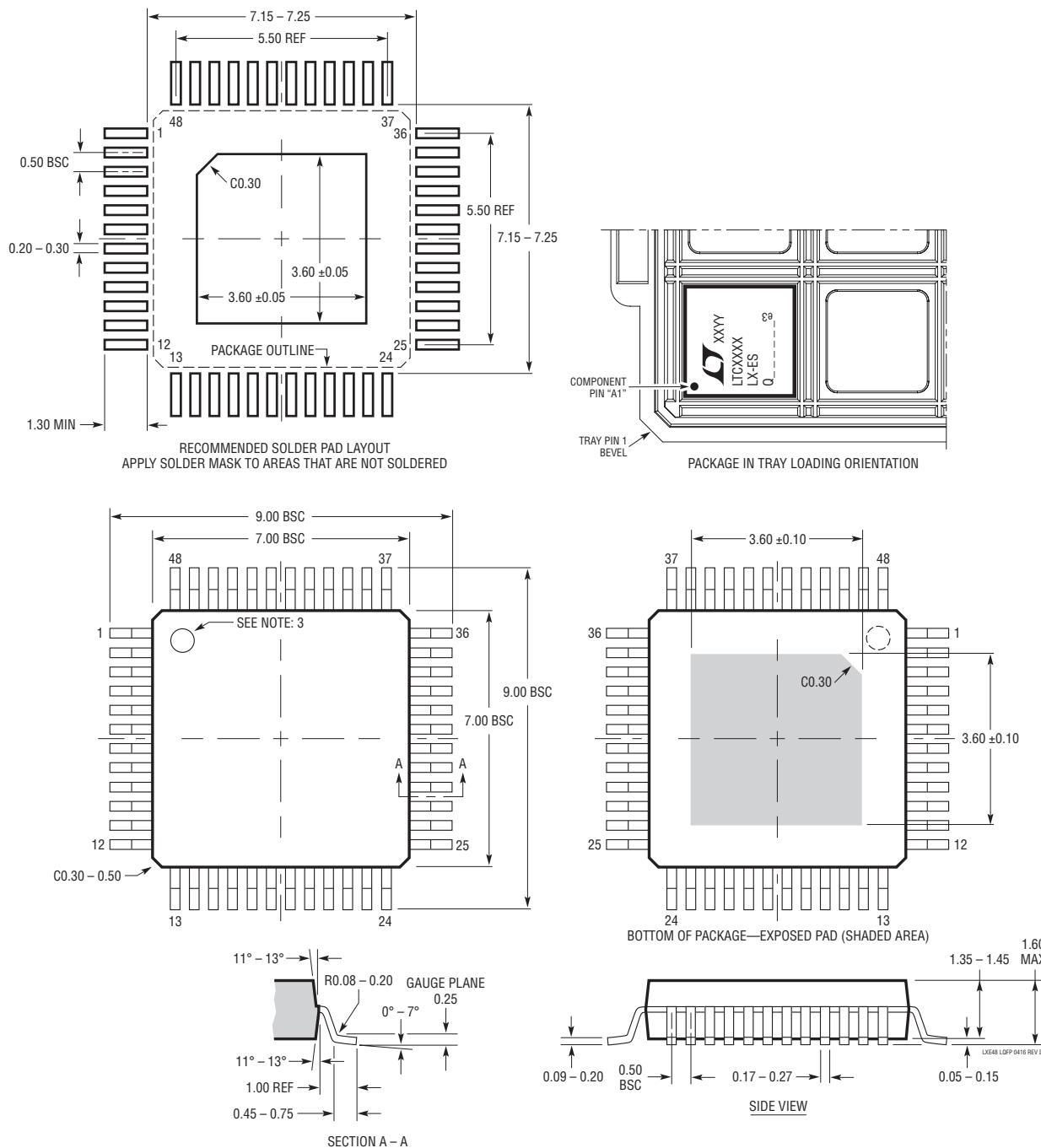


図18. 4相12V/120Aの高効率双方向電源

パッケージの説明

LXE Package
48-Lead Plastic Exposed Pad LQFP (7mm × 7mm)
(Reference LTC DWG #05-08-1832 Rev D)



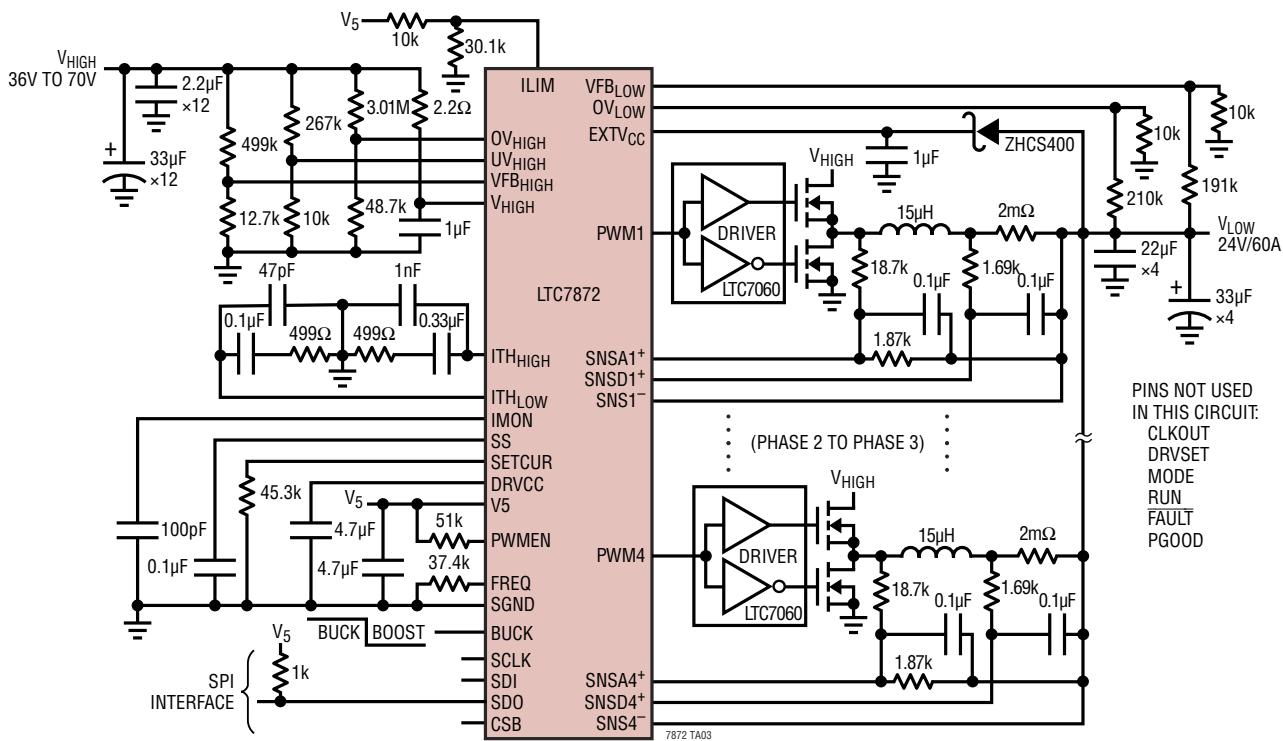
NOTE:

1. DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
2. DIMENSIONS OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.25mm (10 MILS) BETWEEN THE LEADS AND ON ANY SIDE OF EXPOSED PAD, MAX 0.50mm (20 MILS) AT CORNER OF EXPOSED PAD, IF PRESENT

3. PIN-1 IDENTIFIER IS A MOLDED INDENTATION, 0.50mm DIAMETER
4. DRAWING IS NOT TO SCALE

代表的なアプリケーション

4相24V/60Aの高効率双方向電源



関連製品

製品番号	説明	コメント
LTC7871	6相、同期整流式双方向昇降圧コントローラ	最大100VのV _{HIGH} 、最大60VのV _{LOW} 、PLL固定周波数:60kHz~750kHz、64ピンLQFP
LTC7060	フロート状態のグラウンドとプログラマブルなデッド・タイムを備えた100Vハーフブリッジ・ゲート・ドライバ	最大100Vの電源電圧、6V≤V _{CC} ≤14V、適応型シートスルーパー保護、2mm×3mm LFCSPおよび12ピンMSOP
LT8228	フォルト保護を備えた双方向降圧または昇圧コントローラ	最大100VのV _{HIGH} とV _{LOW} 、48V/12Vオートモード・バッテリ・アプリケーションに最適
LT8708/LT8708-1	柔軟な双方向機能を備えた80V同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	2.8V≤V _{IN} ≤80V、1.3V≤V _{OUT} ≤80V、PLL固定周波数:100kHz~400kHz、5mm×8mm QFN-40
LTC3871	双方向PolyPhase同期整流式降圧または昇圧コントローラ	最大100VのV _{HIGH} 、最大30VのV _{LOW} 、PLL固定周波数:60kHz~460kHz、48ピンLQFP
LTC4449	高速同期整流式NチャンネルMOSFETドライバ	最大38Vの電源電圧、4V≤V _{CC} ≤6.5V、適応型シートスルーパー保護、2mm×3mm DFN-8
LTC3779	150VのV _{IN} およびV _{OUT} の同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ	4.5V≤V _{IN} ≤150V、1.2V≤V _{OUT} ≤150V、PLL固定周波数:50kHz~600kHz、FE38TSSOP
LTC7813	低EMI、低入出力リップル、低I _Q の60V同期整流式昇圧+降圧コントローラ、	4.5V(起動後は2.2Vでも動作)≤V _{IN} ≤60V、最大60Vの昇圧V _{OUT} 、0.8V≤降圧V _{OUT} ≤60V、I _Q =29μA、5mm×5mm QFN-32パッケージ
LTC3899	Burst Mode時のI _Q が29μAの60V、トリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧コントローラ	4.5V(起動後は2.2Vでも動作)≤V _{IN} ≤60V、最大60VのV _{OUT} 、降圧V _{OUT} 範囲:0.8V~60V、最大60Vの昇圧V _{OUT}
LTM® 8056	58V _{IN} 、昇降圧μModuleレギュレータ、調整可能な入出力電流制限値	5V≤V _{IN} ≤58V、1.2V≤V _{OUT} ≤48V、15mm×15mm×4.92mm BGAパッケージ
LTC7103	105V、2.3Aの低EMI同期整流式降圧レギュレータ	4.4V≤V _{IN} ≤105V、1V≤V _{OUT} ≤V _{IN} 、I _Q =2μA、固定周波数:200kHz、5mm×6mm QFNパッケージ

Rev 0