

ハイブリッド降圧 同期整流式コントローラ

特長

- 広い入力電圧範囲: 10V~72V (絶対最大定格: 80V)
- ソフトスイッチングによる低ノイズ動作
- 位相同期可能な固定周波数 (200kHz~1.5MHz)
- 出力電圧精度: ±1%
- R_{SENSE} または DCR による電流検出
- プログラム可能な CCM、DCM、または Burst Mode[®] 動作
- マルチフェーズ動作用の CLKOUT ピン
- 短絡保護
- 効率を向上するための EXT_{VCC} 入力
- 単調な出力電圧スタートアップ
- オプションの外部リファレンス
- 32ピン (5mm × 5mm) QFN

アプリケーション

- 中間バス・コンバータ
- 大電流の分散給電システム
- 通信システム、データ通信システム、およびストレージ・システム

概要

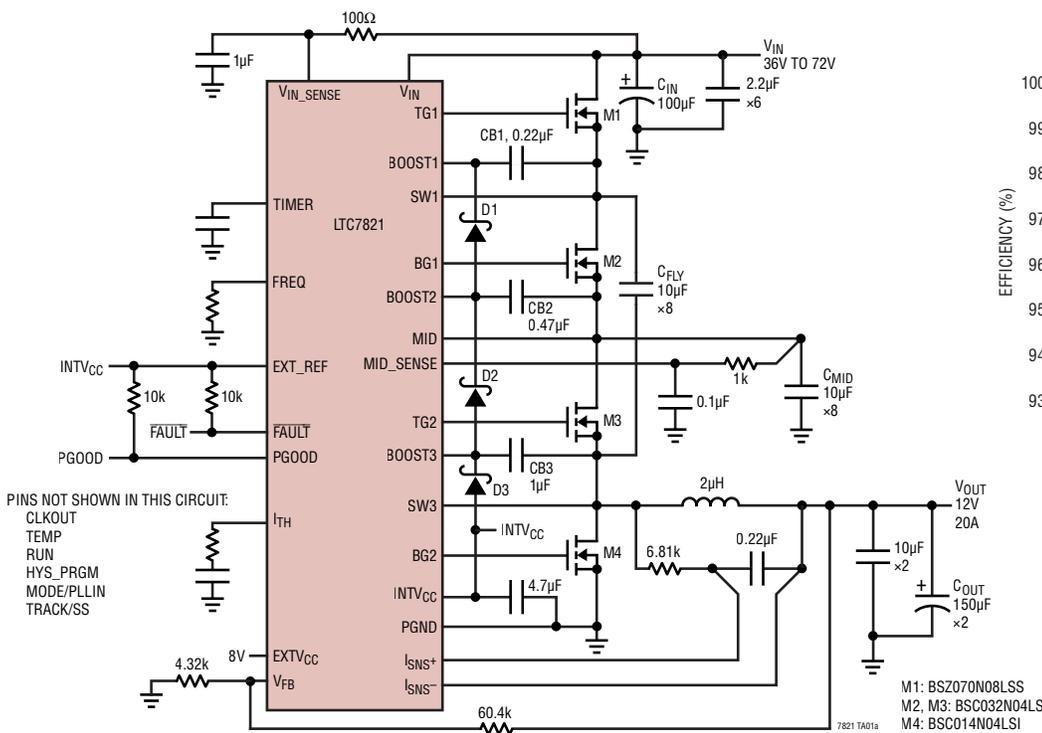
LTC[®]7821 は、ソフトスイッチング・チャージポンプ・トポロジーに同期整流式降圧コンバータを組み合わせた独自開発のアーキテクチャを使用して、従来型のスイッチング・アーキテクチャより優れた効率と EMI 性能を発揮します。

LTC7821 は、標準的な 48V 入力 12V 出力のアプリケーションにおいて、スイッチング周波数 500kHz で 97% を超える効率を達成可能です。従来型のコントローラで同じ効率を達成するとしたら、スイッチング周波数を 1/3 にする必要があります。スイッチング周波数を高くすることで、小さなインダクタンスが使用できます。これはトランジェント応答の高速化とソリューション・サイズの小型化につながります。

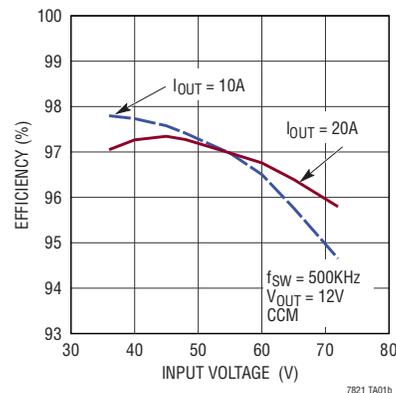
LTC7821 は、高精度な電流共有機能と周波数同期機能により、簡単に並列接続して高い出力電流を供給できます。

全ての登録商標および商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。9484799 を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例



さまざまな VIN での効率
(V_{OUT} = 12V)



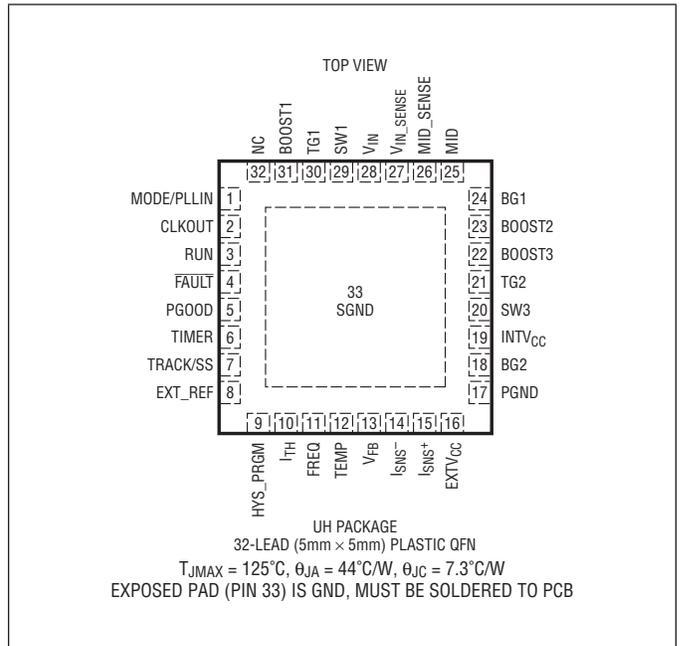
LTC7821

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN} 、 V_{IN_SENSE})	-0.3V~80V
上側ドライバ電圧	
BOOST1	-0.3V~86V
BOOST2、BOOST3.....	-0.3V~46V
スイッチ電圧	
SW1	0V~80V
SW3	-0.3V~40V
MID、MID_SENSE.....	-0.3V~40V
(BOOST1-SW1)、(BOOST2-MID)、	
(BOOST3-SW3)	-0.3V~6V
I_{SNS^+} 、 I_{SNS^-}	-0.3V~40V
($I_{SNS^+} - I_{SNS^-}$).....	$\pm 0.6V$
EXTV _{CC}	-0.3V~40V
TEMP、FREQ、EXT_REF、 V_{FB}	-0.3V~INTV _{CC}
HYS_PRGM、 I_{TH} 、RUN、TRACK/SS	-0.3V~INTV _{CC}
FAULT、PGOOD.....	-0.3V~80V
TIMER、MODE/PLLIN	-0.3V~INTV _{CC}
INTV _{CC} のピーク出力電流.....	100mA
動作接合部温度範囲 (Note 2、3、9)	-40°C~125°C
保存温度範囲.....	-65°C~150°C

ピン配置



発注情報

<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC7821#orderinfo>

無鉛仕上げ	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
LTC7821EUH#PBF	LTC7821EUH#TRPBF	7821	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC7821IUH#PBF	LTC7821IUH#TRPBF	7821	32-Lead (5mm × 5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。* 温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。

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。

一部のパッケージは、#TRMPBF 接尾部を付けることにより、指定の販売経路を通じて500個入りのリールで供給可能です。

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = V_{IN_SENSE} = 48\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 9\text{V}$ 、 $EXT_REF = 5.6\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
メイン制御ループ							
V_{IN}	Input Voltage Range		10	72		V	
	Output Voltage Range	(Note 4)	0.9	$\frac{V_{IN}-2.5}{2}$		V	
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	I_{TH} Voltage (Note 5)	● 0.792	0.8	0.808	V	
I_{FB}	Feedback Current	(Note 4)		±10	±50	nA	
$V_{REFLNREG}$	Reference Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 36\text{V}$ to 72V (Note 5)		0.003	0.02	%/V	
$V_{LOADREG}$	Output Voltage Load Regulation	(Note 4) ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 0.7V ΔI_{TH} Voltage = 1.2V to 1.6V	● ●	0.016 -0.016	0.1 -0.1	% %	
g_m	Transconductance Amplifier g_m	$I_{TH} = 1.15\text{V}$; Sink/Source $5\mu\text{A}$ (Note 5)		2		mmho	
I_{VIN}	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown Precharging Phase	(Note 6) $V_{RUN} = 0\text{V}$ $V_{IN} = 20\text{V}$, $V_{MID} = V_{MID_SENSE} = 9\text{V}$, $V_{SW1} = 15\text{V}$, $V_{SW3} = 10\text{V}$ $V_{IN} = 20\text{V}$, $V_{MID} = V_{MID_SENSE} = 9\text{V}$, $V_{SW1} = 15\text{V}$, $V_{SW3} = 5\text{V}$		0.5 240 40 84		mA μA mA mA	
I_{VIN_SENSE}	Input DC Supply Current Normal Mode Shutdown	(Note 6) $V_{RUN} = 0\text{V}$, $V_{EXT_REF} = 0\text{V}$		1 45		mA μA	
I_{EXTVCC}	Input DC Supply Current	(Note 6)		2.2		mA	
I_{MID}	MID Pin Current			45		μA	
I_{MID_SENSE}	MID_SENSE Pin Current			4		μA	
V_{UVLO}	V_{IN} Undervoltage Lockout	V_{IN} Ramping Up	●	8.8	9.4	V	
V_{UVLO_HYST}	UVLO Hysteresis			0.28		V	
V_{SENSE}	Current Sense Threshold	$V_{ISNS^-} = 0\text{V}$	●	45	50	55	mV
$I_{SNS+/-}$	$ISNS^+$ and $ISNS^-$ Pin Current	$V_{ISNS^+} = V_{ISNS^-} = 12\text{V}$	●		1.2	μA	
$I_{TRACK/SS}$	Soft-Start Charge Current	$V_{TRACK/SS} = 0\text{V}$		-9	-10	-11	μA
V_{RUN_ON}	RUN Pin On Threshold	V_{RUN} Rising	●	1.1	1.3	1.6	V
I_{RUN}	RUN Pin Current	$V_{RUN} = 0\text{V}$		1		μA	
V_{RUN_HYST}	RUN Pin Hysteresis			0.1		V	
$V_{EXT_REF_UC}$	EXT_REF Upper Clamp Limit	(Note 5)	●	0.85	0.9	V	
$V_{EXT_REF_LC}$	EXT_REF Lower Clamp Limit	(Note 5)	●	0.40	0.45	V	
$V_{SEL_EXT_REF}$	EXT_REF De-Select Threshold (Ramping Up)			1.3		V	
I_{EXT_REF}	EXT_REF Pin Current	$V_{EXT_REF} = 0.6\text{V}$		-150		nA	
V_{TEMP_TRIP}	TEMP Pin Trip Point, Rising		●	1.22	1.25	V	
$V_{TEMP_TRIP_HYST}$	TEMP Pin Trip Point Hysteresis			100		mV	
I_{TEMP}	TEMP Pin Current	$V_{TEMP} = 1\text{V}$		1		nA	
$V_{BSTUVLO}$	Undervoltage Lockout of (BOOST1-SW1), (BOOST2- V_{MID}) and (BOOST3-SW3)	Difference Voltage, Rising		4.4		V	
$V_{BSTUVLO_HYST}$	Bootstrap Undervoltage Lockout Hysteresis			1.4		V	
T_{OUT}	TEMP Trip TimeOut			100		ms	

電気的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = V_{IN_SENSE} = 48\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 9\text{V}$ 、 $EXT_REF = 5.6\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
INTV_{CC} リニア・レギュレータ							
V _{INTVCC}	Internal V _{CC} Regulator	10V < V _{IN} < 72V, V _{EXTVCC} = 0V	5.65	5.8	5.95	V	
V _{LDOINT}	INTV _{CC} Load Regulation	I _{CC} = 1mA to 50mA, V _{IN} = 12V, V _{EXTVCC} = 0V		-0.6	-2	%	
V _{EXTVCC}	EXTV _{CC} Switchover Voltage	EXTV _{CC} Ramping Positive, I _{CC} = 1mA		7		V	
V _{EXTVCC_HYS}	EXTV _{CC} Switchover Voltage Hysteresis			200		mV	
V _{LDOEXT}	EXTV _{CC} Load Regulation	V _{EXTVCC} = 12V, I _{CC} = 1mA to 50mA		-0.6	-2	%	
発振器とフェーズロック・ループ							
f _{NOM}	Nominal Frequency	R _{FREQ} = 68kΩ	440	490	550	kHz	
f _{LOW}	Lowest Frequency	V _{FREQ} = 0V	20	50	100	kHz	
f _{HIGH}	Highest Frequency	V _{FREQ} = INTV _{CC}	1400	1700	2000	kHz	
f _{SYNC_LOW}	Lowest Synchronizing Frequency		200			kHz	
f _{SYNC_HIGH}	Highest Synchronizing Frequency				1500	KHz	
I _{FREQ}	Frequency Setting Current	V _{FREQ} = 0V	●	-9	-10	-11	μA
R _{MODE/PLLIN}	MODE/PLLIN Resistance			250		kΩ	
CLKOUT _{HIGH}	CLKOUT High Amplitude			2.4		V	
CLKOUT _{LOW}	CLKOUT Low Amplitude			0		V	
PGOOD 出力							
V _{PG1}	PGOOD 1st Trip Level (with Delay)	V _{FB} with Respect to Regulated Voltage V _{FB} Ramping Up (Overvoltage 1st Level) V _{FB} Ramping Down (Undervoltage 1st Level)	6 -5.5	8.5 -7.5	11 -9.5	% %	
V _{PG1_HYST}	PGOOD 1st Trip Level Hysteresis (with Delay)			15		mV	
V _{PG2}	PGOOD 2nd Trip Level	V _{FB} with Respect to Regulated Voltage V _{FB} Ramping Up (Overvoltage 2nd Level) V _{FB} Ramping Down (Undervoltage 2nd Level)		15 -25		% %	
V _{PG2_HYST}	PGOOD 2nd Trip Level Hysteresis			15		mV	
V _{PGL}	PGOOD Voltage Low	I _{PGOOD} = 0.6mA		0.4	0.5	V	
I _{PGOOD}	PGOOD Leakage Current	V _{PGOOD} = 80V			1	μA	
コンデンサのバランス調整							
V _{TIMER_LOW}	Voltage At TIMER Pin To Start Capacitor Balancing			0.5		V	
V _{TIMER_HIGH}	Voltage At TIMER Pin To Stop Capacitor Balancing			1.25		V	
I _{TIMER}	TIMER Pin Charge Current	V _{TIMER} = 0.9V V _{TIMER} = 2.8V	● ●	-6 -3	-7 -3.5	-8 -4	μA μA
V _{HYS_PRGM}	Capacitor Balancing Window Comparator Threshold	V _{HYS_PRGM} = 0V V _{HYS_PRGM} = 1.2V V _{HYS_PRGM} = INTV _{CC}		±0.3 ±1.2 ±0.8		V V V	
I _{HYS_PRGM}	HYS_PRGM Pin Current	V _{HYS_PRGM} = 0V	●	-9	-10	-11	μA
V _{FAULT}	FAULT Pin Voltage Low	I _{FAULT} = 0.6mA		0.2	0.4	V	
I _{FAULT}	FAULT Leakage Current	V _{FAULT} = 80V			1	μA	

電氣的特性

●は規定動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ の値 (Note 2)。注記がない限り、 $V_{IN} = V_{IN_SENSE} = 48\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 、 $EXTV_{CC} = 9\text{V}$ 、 $EXT_REF = 5.6\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
$I_{FLYSRC1}$	Current Out of SW1 During Capacitor Balancing	$(V_{SW1} - V_{SW3}) < V_{IN}/2$, $V_{SW3} = 12\text{V}$		40		mA
$I_{FLYSNK1}$	Current into SW1 During Capacitor Balancing	$(V_{SW1} - V_{SW3}) > V_{IN}/2$, $V_{SW3} = 12\text{V}$		6		mA
$I_{FLYSNK3}$	Current into SW3 During Capacitor Balancing	$(V_{SW1} - V_{SW3}) < V_{IN}/2$, $V_{SW3} = 12\text{V}$		40		mA
$I_{FLYSRC3}$	Current Out of SW3 During Capacitor Balancing	$(V_{SW1} - V_{SW3}) < V_{IN}/2$, $V_{SW3} = 12\text{V}$		6		mA
I_{MID_SRC}	Current Out of MID During Capacitor Balancing	$V_{MID} < V_{IN}/2$, $V_{MID} = V_{MID_SENSE} = 20\text{V}$ $V_{SW1} \geq 36\text{V}$, $V_{SW3} = 12\text{V}$		60		mA
I_{MID_SNK}	Current into MID During Capacitor Balancing	$V_{MID} > V_{IN}/2$, $V_{MID} = V_{MID_SENSE} = 28\text{V}$ $V_{SW1} \geq 36\text{V}$, $V_{SW3} = 12\text{V}$		40		mA

ゲート・ドライバ

TG1,2	Pull-Up ON Resistance Pull-Down ON Resistance			2 1		Ω Ω
BG1, 2	Pull-Up ON Resistance Pull-Down ON Resistance			2 1		Ω Ω
TG1,2 t_r TG1,2 t_f	TG1, TG2 Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 7)		4 4		ns ns
BG1,2 t_r BG1,2 t_f	BG1, BG2 Transition Time: Rise Time Fall Time	(Note 7)		4 4		ns ns
T_{1D}	TG1 Off to BG1 On	(See Switches Timing Diagram)		45		ns
T_{2D}	TG2 Off to BG2 On	(See Switches Timing Diagram)		20		ns
T_{3D}	TG1 Off to TG2 Off	(See Switches Timing Diagram)		25		ns
T_{4D}	BG1 Off to TG1 On	(See Switches Timing Diagram)		40		ns
T_{5D}	BG2 Off to TG2 On	(See Switches Timing Diagram)		20		ns
T_{6D}	BG1 Off to BG2 Off	(See Switches Timing Diagram)		20		ns
$t_{on(MIN)}$	Minimum On-Time	(Note 8)		210		ns

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。また、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おそれがある。

Note 2: LTC7821Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC7821Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全動作接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

Note 3: T_J は周囲温度 T_A および電力損失 P_D から次式に従って計算される。

$$LTC7821UH: T_J = T_A + (P_D \cdot 44^\circ\text{C/W})$$

Note 4: 出力電圧範囲は設計により保証されている。出力電圧の設定については、「アプリケーション情報」セクションの「出力電圧の設定」および「 V_{OUT} の最小値」を参照。

Note 5: LTC7821は、 V_{ITH} を規定の電圧にサーボ制御し、結果として得られた V_{FB} を測定する帰還ループ内でテストされる。

Note 6: 動作時の電源電流は、スイッチング周波数で供給されるゲート電荷によって増加する。「アプリケーション情報」を参照。

Note 7: 立ち上がり時間と立ち下がり時間は10%と90%のレベルを使って測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

Note 8: 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・トゥ・ピーク・リップル電流に対して規定されている（「アプリケーション情報」のセクションの「最小オン時間に関する検討事項」を参照）。

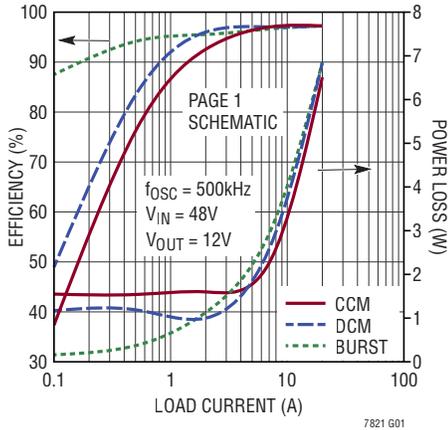
Note 9: このデバイスには、短時間の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大接合部温度を超えた動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なうか、またはデバイスに永続的損傷を与える恐れがある。

LTC7821

標準的性能特性

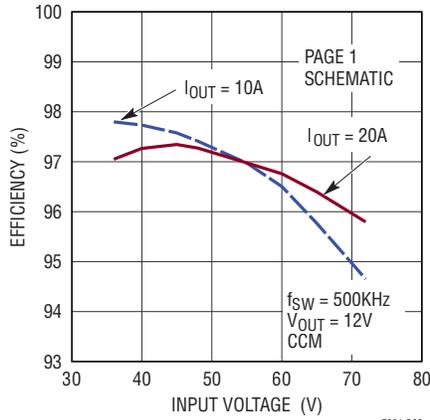
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

異なるモードにおける効率
および電力損失と負荷電流



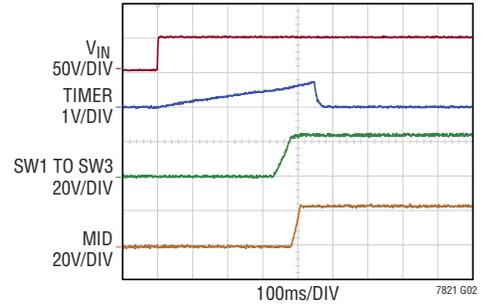
7821 G01

さまざまなVINでの効率
($V_{OUT} = 12\text{V}$)



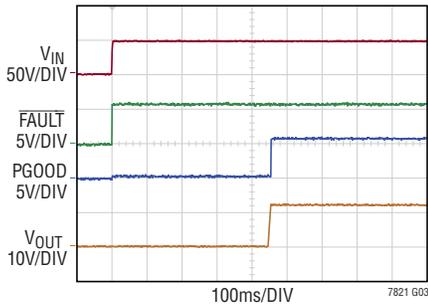
7821 G02

LTC7821の起動特性
(事前バランス調整期間)



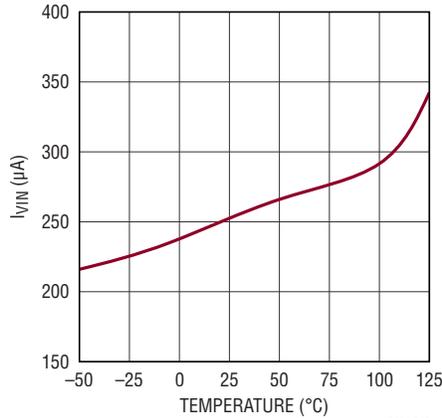
7821 G02

LTC7821の起動特性



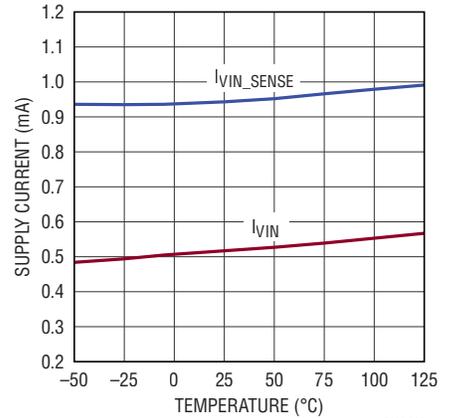
7821 G03

シャットダウン電流と温度



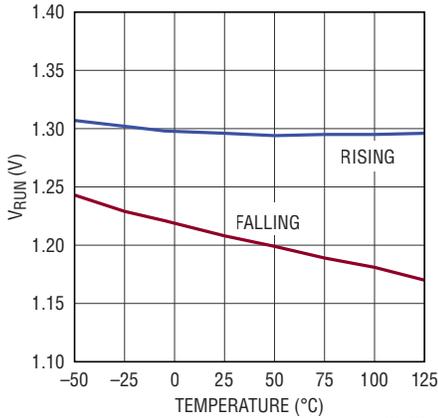
7821 G05

静止電流と温度



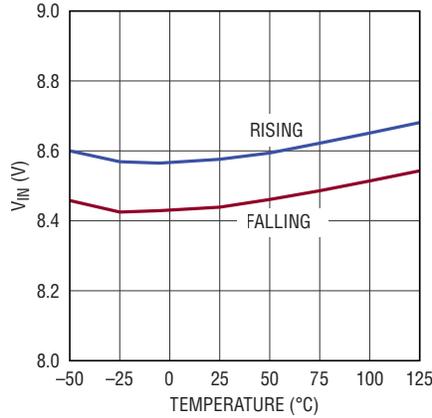
7821 G06

シャットダウン(RUN)しきい値と温度



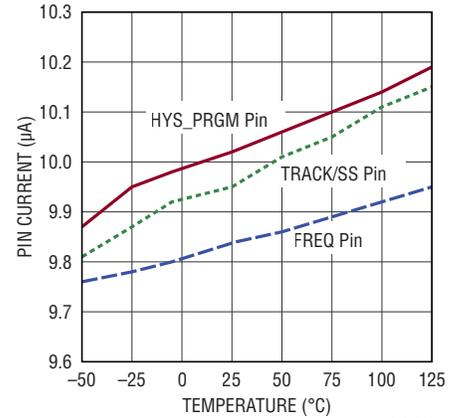
7821 G07

入力電圧 UVLO しきい値と温度



7821 G08

HYS_PRGM、TRACK/SS、
FREQピンの電流と温度

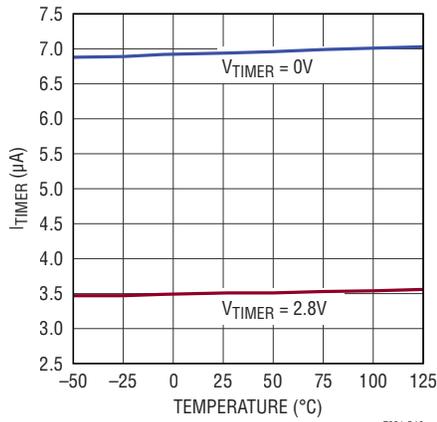


7821 G09

標準的性能特性

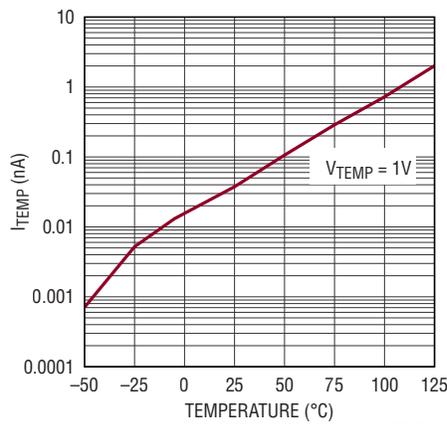
注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

TIMERピンの電流と温度



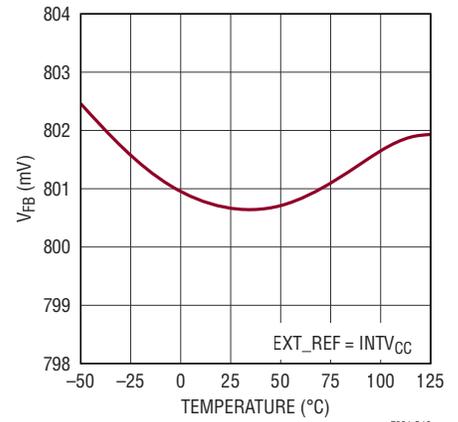
7821 G10

TEMPピンの電流と温度



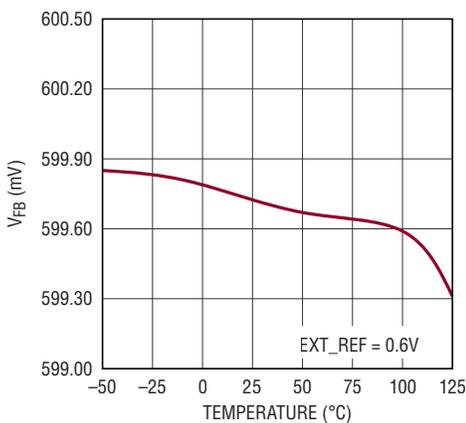
7821 G11

安定化帰還電圧と温度



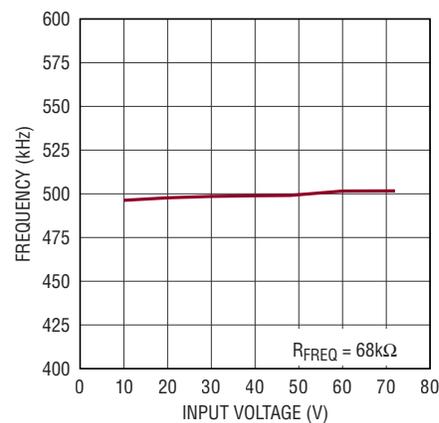
7821 G12

安定化帰還電圧と温度



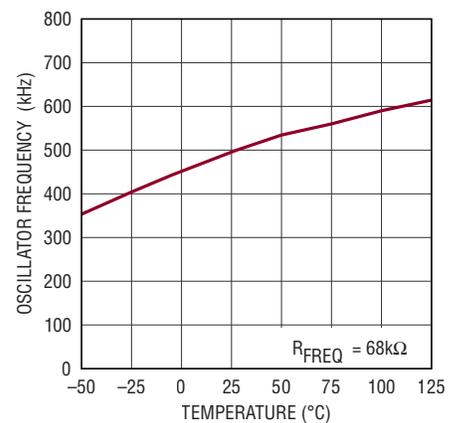
7821 G13

発振器周波数と入力電圧



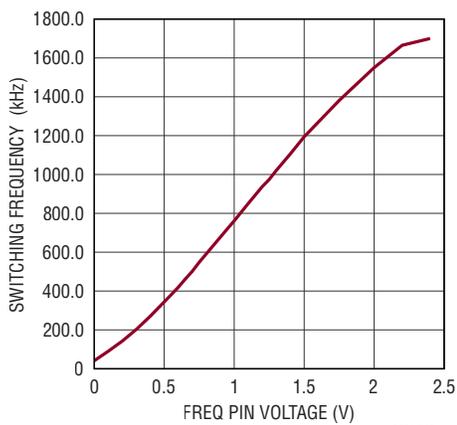
7821 G14

発振器周波数と温度



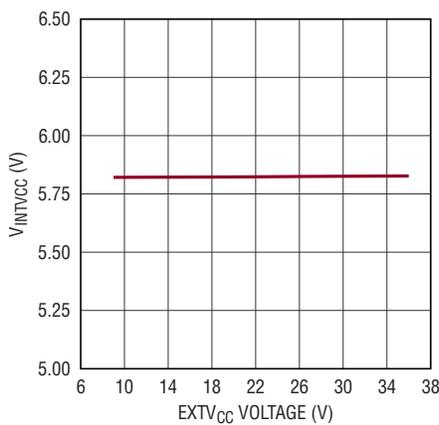
7821 G15

スイッチング周波数と
FREQピンの電圧



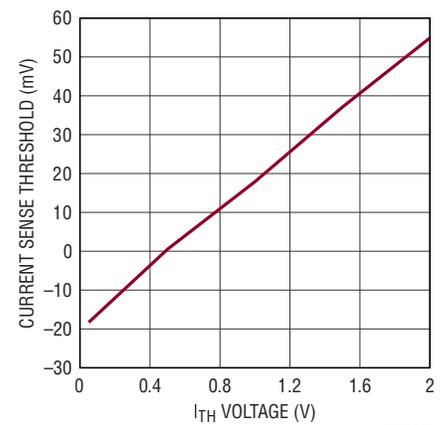
7821 G16

INTV_{CC}の入力レギュレーション
(EXTV_{CC}から電源供給)



7821 G17

電流検出しきい値とI_{TH}の電圧

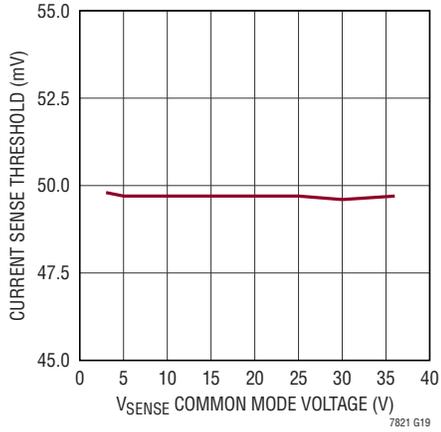


7821 G18

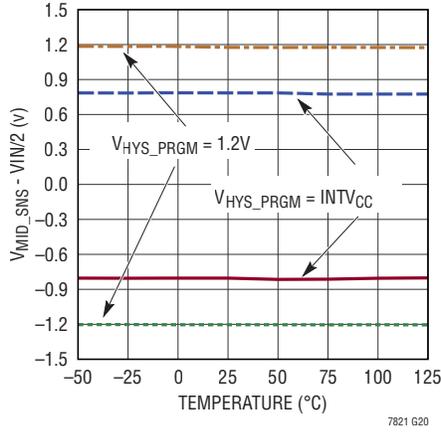
LTC7821

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

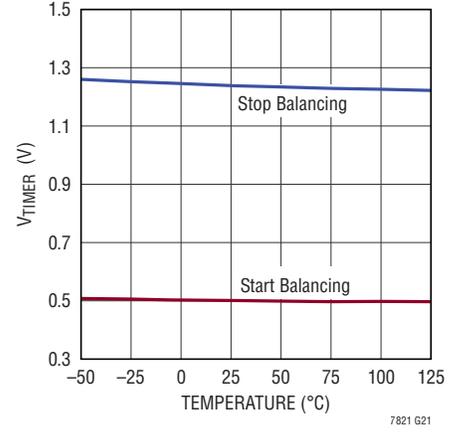
最大電流検出しきい値と同相電圧



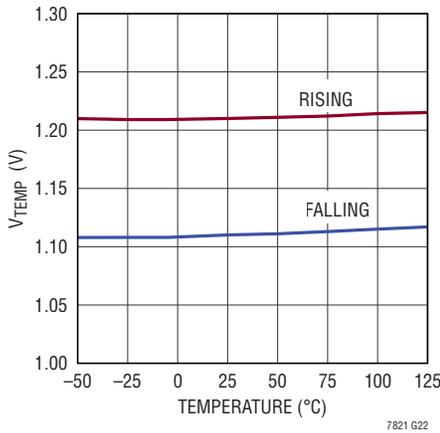
HYS_PRGMの電圧範囲と温度



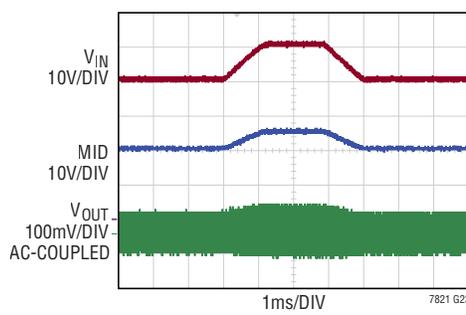
コンデンサのバランス調整を開始/停止するタイマピンの電圧と温度



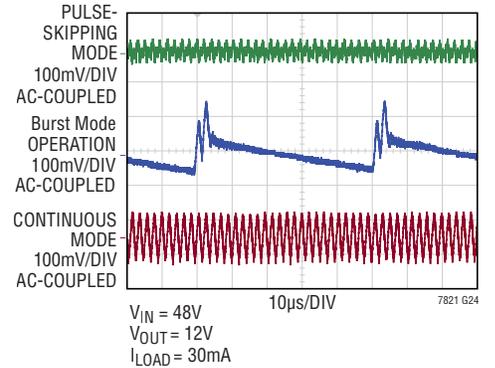
TEMPピンのトリップ電圧と温度



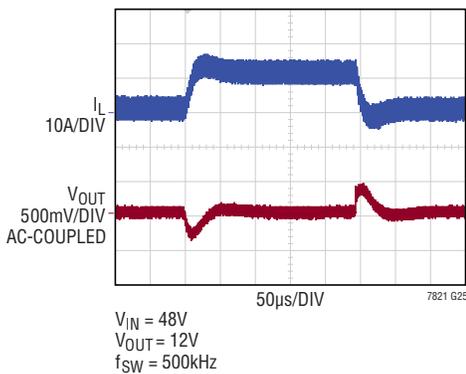
入カトランジェント 10V/ms



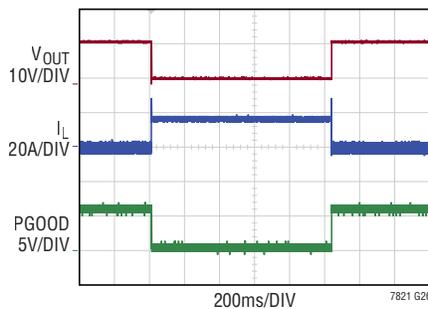
標準的応用例における定常状態での出力電圧リップル



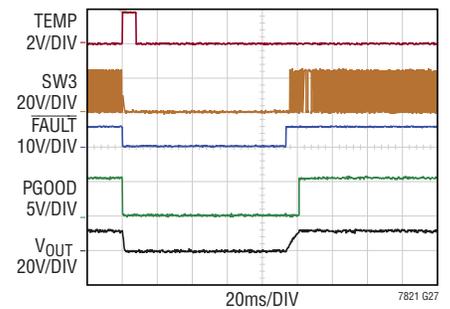
標準的応用例における2A-12A-2Aのトランジェント応答



短絡と回復



TEMPフォルトの特性



ピン機能

MODE/PLLIN (ピン1) : モード選択もしくは位相検出器の外部同期入力。外部同期を使用しない場合、このピンで動作モードを選択できます。SGND、INTV_{CC}に接続するか、フロート状態にすることができます。このピンをSGNDに接続すると、強制連続モードがイネーブルされます。INTV_{CC}に接続すると、パルススキップ・モードがイネーブルされます。このピンをフロート状態にすると、Burst Mode動作がイネーブルされます。

外部同期を使用する場合、このピンにクロック信号を印加します。内蔵のPLLと、その内部補償回路網が内部発振器とこのクロックを同期させます。強制連続モードがイネーブルされます。

CLKOUT (ピン2) : クロック出力ピン。このピンは、LTC7821のメイン動作クロックから位相を180°ずらしたクロックを出力します。

RUN (ピン3) : 実行制御入力。1.3Vより高い電圧を印加するとコントローラがオンします。RUNピンの電圧が1.3Vより低いとき、このピンには1μAのプルアップ電流が流れます。RUNピンの電圧が1.3Vを超えると、プルアップ電流は5μAに増加します。

FAULT (ピン4) : オープン・ドレイン出力ピン。この信号が“L”のとき、次のいずれかの条件を示します。

- (a) コンデンサ・バランス調整段階中、コンデンサC_{FLY}またはC_{MID}（「標準的応用例」を参照）がV_{IN}/2まで充電されていない場合、FAULTが“L”になっている場合、C_{FLY}またはC_{MID}がV_{IN}/2まで充電されるのを妨げている何らかの異常状態があることを示します。
- (b) 通常動作中、HYS_PRGMピンの電圧によって設定されたウィンドウ量分、電圧がV_{IN}/2から逸脱している場合。
- (c) ダイ温度が内部で設定されたリミットを超えているか、抵抗分割器の下側として接続されたPTC抵抗がTEMPピンのしきい値をトリップしている場合。

以上の条件すべてにおいて、TRACK/SSピンも“L”に引き下げられます。

PGOOD (ピン5) : パワーグッド・ピン。これはオープン・ドレイン出力です。50μsの内部マスク・タイマが切れた後にV_{FB}ピンの電圧が設定点の±7.5%以内に入らない場合、PGOODはグラウンド電位になります。このピンはFAULTがトリップされたときも、“L”に引き下げられます。

TIMER (ピン6) : 充電バランス調整タイマ入力。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサは、コンデンサ・バランス調整段階中にC_{FLY}およびC_{MID}をV_{IN}/2に充電するために割り当て時間を設定します。両コンデンサが設定された時間内にこの電圧に到達しなかった場合の自動リトライ・タイムアウト時間も、このコンデンサによって設定されます。コンデンサC_{FLY}およびC_{MID}は、TIMERピン電圧が0.5Vになると充電を開始し、1.2Vになると充電を終了します。TIMERピンの電圧が1.2Vに達する前にコンデンサのバランス調整が完了すれば、TIMERピンの電圧はグラウンドにリセットされ、通常動作が開始されます。しかし、電圧が1.2Vに達してもバランス調整が完了していない場合、コンデンサの充電は停止し、自動リトライ・タイムアウト期間が始まります。このとき、TIMERコンデンサは、4Vに達するまで2分の1のスルーレートで動作し、4Vに達するとゼロにリセットされて1倍のスルーレートで動作を開始します。0.5Vに達すると、C_{FLY}およびC_{MID}は充電を再開し、以上のプロセスを繰り返します。

TRACK/SS (ピン7) : 出力電圧トラッキングおよびソフトスタートの入力。LTC7821はV_{FB}の電圧を、0.8V、EXT_REFピンの電圧、TRACK/SSピンの電圧の3つの中で最も低い電圧に安定化します。このピンには10μAの内部プルアップ電流源が接続されています。このピンとグラウンドの間に接続したコンデンサにより、最終安定化出力電圧までのランプ時間が設定されます。あるいは、別の電源から給電される抵抗分割器をこのピンに接続すると、LTC7821の出力電圧は起動時にもう一方の電源をトラッキングすることができます。

EXT_REF (ピン8) : 外部リファレンス入力。このピンに電圧を印加すると、V_{FB}が強制的にその電圧に安定化されます。0.4Vと0.93Vに設定された内部クランプにより、V_{FB}安定化の下限と上限が決まります。このピンをINTV_{CC}に接続すると、出力電圧レギュレーションに内部リファレンスが使用されるようになります。

HYS_PRGM (ピン9) : このピンからは10μAの電流が流れ出します。このピンとグラウンドの間に1本の抵抗を接続することで発生する電圧によって、V_{IN}/2を中心にして等しい値のウィンドウしきい値をウィンドウ・コンパレータに設定します。MIDSENSEの電圧がこのウィンドウしきい値を外れた場合、FAULTは“L”に引き下げられ、スイッチングが停止します。C_{FLY}およびC_{MID}は、V_{IN}の2分の1へと再度バランス調整されてから、通常動作を再開します。

I_{TH} (ピン10) : 電流制御しきい値およびエラーアンプの補償点。電流コンパレータのしきい値は、そのI_{TH}制御電圧に応じて上昇します。

ピン機能

FREQ (ピン11) : 周波数設定ピン。このピンからは10 μ Aの電流が流れ出します。このピンとグランドの間に接続された抵抗によって周波数をプログラムする電圧が設定されます。

TEMP (ピン12) : 温度検出入力。抵抗分割器の下側としてPTC抵抗を使用して、TEMPピンを抵抗分割器の共通ポイントに接続します。PTC抵抗は、PCBのホットスポットをモニタリングするために使用されます。TEMPピンのしきい値1.22Vに達すると、LTC7821はスイッチングを100ms停止してからリトライします。このピンを使用しない場合は接地してください。

V_{FB} (ピン13) : エラーアンプの帰還入力。このピンは、出力両端の外付け抵抗分割器からの、リモート検出された帰還電圧を受け取ります。

ISNS⁻ (ピン14) : 電流センス・コンパレータの入力。電流コンパレータへの(-)入力はコントローラの出力にケルビン接続されます。

ISNS⁺ (ピン15) : 電流センス・コンパレータの入力。電流コンパレータへの(+)入力は通常、DCR検出ネットワークまたは電流検出抵抗にケルビン接続されます。

EXTV_{CC} (ピン16) : INTV_{CC}に接続された内部LDOへの外部電源入力。EXTV_{CC}が6.4Vを超えると、V_{IN}から電力を供給される内部のLDOを迂回して、このLDOがINTV_{CC}電源に電力を供給します。このピンをフロートさせたり、電圧が40Vを超えたりしないようにしてください。

PGND (ピン17) : ドライバの電源グランド。このピンは、下側(同期)NチャネルMOSFET(M4)のソース、C_{IN}の(-)端子、およびC_{VCC}の(-)端子に、できるだけ近づけて接続します。

BG2 (ピン18) : 下側(同期)NチャネルMOSFETのゲート駆動。電圧は、グランドの少し下からINTV_{CC}まで振幅します。

INTV_{CC} (ピン19) : 内部レギュレータの出力。下側同期ゲート・ドライバと制御回路はこのレギュレータから電力供給を受けます。最小4.7 μ Fの低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサを使って、このピンをPGNDにバイパスしてください。INTV_{CC}ピンは、このデータシートに記載されている以外の目的には使用しないでください。

SW3 (ピン20) : インダクタへのスイッチ・ノード接続とフライイング・コンデンサの1端子。このピンの電圧振幅はグランドの少し下からV_{IN}/2までになります。

TG2 (ピン21) : 下から2番目のNチャネルMOSFETのフローティング・ゲート駆動。その電圧振幅は、スイッチ・ノード電圧SW3にINTV_{CC}を重ね合わせた電圧に等しくなります。

BOOST1、BOOST2、BOOST3 (ピン31、23、22) : フローティング・ドライバに供給するブートストラップ電源。コンデンサはBOOSTxピンおよびSWx(MID)ピンの間に接続します。BOOST1ピンの電圧振幅は(V_{IN}/2 + INTV_{CC})から(V_{IN} + INTV_{CC})までです。BOOST2ピンの電圧は(V_{IN}/2 + INTV_{CC})です。BOOST3ピンの電圧振幅はINTV_{CC}から(V_{IN}/2 + INTV_{CC})までです。

BG1 (ピン24) : 上から2番目のNチャネルMOSFETのフローティング・ゲート駆動。その電圧振幅範囲は(V_{IN}/2 + INTV_{CC})からV_{IN}/2までです。

MID (ピン25) : V_{IN}の電圧の1/2の電源。このピンは、ソース電流に使用してはなりません。バイパス・コンデンサをこのノードとPGNDの間に接続します。

MIDSENSE (ピン26) : 1/2電源のモニタ。MIDSENSEとグランドの間の電圧をモニタするコンパレータ用にケルビン検出入力を提供します。ノイズ除去のため、MIDピンとこのピンの間にRCフィルタを追加できます。

V_{IN}_SENSE (ピン27) : V_{IN}のケルビン検出入力。LTC7821制御回路が使用する内部電圧V_{IN}/2の生成を可能にします。よりクリーンな電源を生成するために、V_{IN}ピンとこのピンの間にRCフィルタを追加できます。

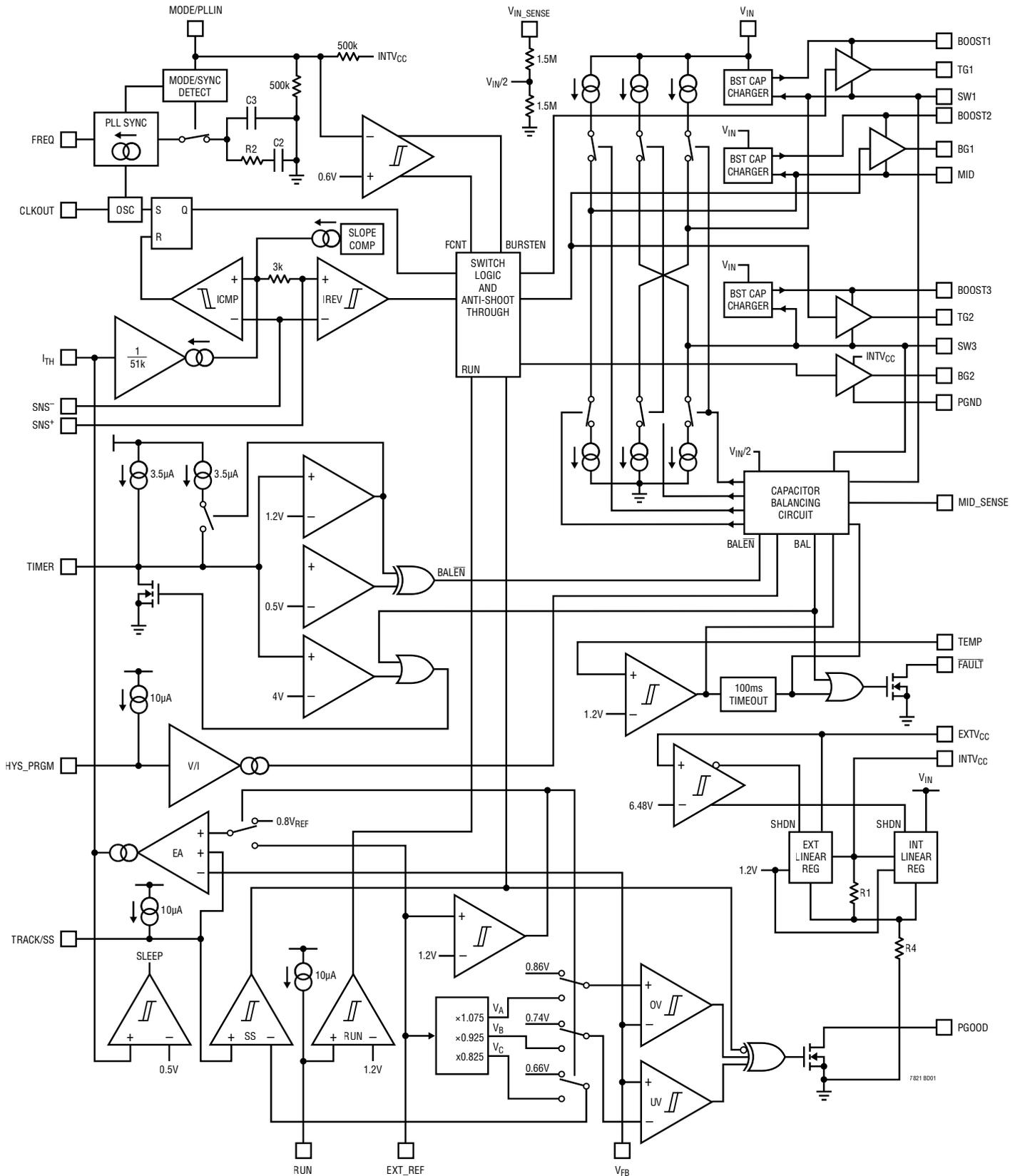
V_{IN} (ピン28) : 主入力電源。このピンはコンデンサを使ってPGNDにバイパスします。

SW1 (ピン29) : フライイング・コンデンサの1端子へのスイッチ・ノード接続。このピンの電圧振幅はV_{IN}/2からV_{IN}です。

TG1 (ピン30) : 一番上のNチャネルMOSFETのフローティング・ゲート駆動。その電圧振幅は、スイッチ・ノード電圧SW1にINTV_{CC}を重ね合わせた電圧に等しくなります。

SGND (露出パッド、ピン33) : 信号グランド。全ての小信号用部品および補償部品はこのグランドに接続し、このグランド自体はPGNDに一点接続します。露出パッドはPCBに半田付けし、デバイスの制御部品にローカル・グランドを与える必要があります。このピンはデバイスの下側のPGNDピンに接続します。

ブロック図



動作

コンデンサ・バランス調整段階

最初の電源投入時、フライング・コンデンサ(C_{FLY})と C_{MID} の電圧が測定されます。その電圧のうちどちらも $V_{IN}/2$ ではない場合、TIMERのコンデンサの充電が許可されます。TIMERコンデンサの電圧が0.5Vに達すると、 C_{FLY} の電圧を $V_{IN}/2$ にする内部電流ソースがオンになります。 C_{FLY} 電圧が $V_{IN}/2$ に達すると、今度は C_{MID} が $V_{IN}/2$ まで充電されます。その間、TRACK/SSピンは“L”に引き下げられ、外付けMOSFETは全てオフです。この最初の電源投入時、FAULTピンは、“L”に引き下げられません。TIMERコンデンサの電圧が1.2Vに達する前に、 C_{FLY} および C_{MID} の電圧が $V_{IN}/2$ に達した場合、TRACK/SSピンが解放され、充電が許可されます。TIMERピンはグラウンドにリセットされ、そのまま維持されます。通常動作が開始されます(図1Aを参照)。

しかし、 V_{TIMER} が1.2Vに達した時点で、 C_{FLY} または C_{MID} の電圧が $V_{IN}/2$ に達していない場合、内部電流ソースはオフになり、 V_{TIMER} が4Vに達するまで、最初のレートの半分のレートでTIMERコンデンサが充電されます。その後、タイマはゼロにリセットされ、LTC7821は C_{FLY} と C_{MID} が $V_{IN}/2$ に達するまで、上記のプロセスを繰り返します(図1B参照)。

通常動作中は、 C_{MID} のみ、 $V_{IN}/2$ から逸脱していないかどうかモニタされます。逸脱のウィンドウ量は、HYS_PRGMとグラウンドの間に接続された1本の抵抗によって設定されます。この抵抗の両端にかかる電圧によって、 $V_{IN}/2$ の上下に等しい量のウィンドウしきい値を設定します。 V_{CMID} がこの電圧ウィンドウを外れた場合、全てのスイッチングが停止し、TRACK/SSピンは“L”に引き下げられます。 C_{FLY} および C_{MID} 電圧を $V_{IN}/2$ に戻すため、対応する内部電流ソースがオンになります。FAULTが“L”に引き下げられ、バランス調整が完了すると解放されます。このバランス調整中、PGOODも“L”に引き下げられます。バランス調整が完了すると、TRACK/SSピンも充電が許可されます。HYS_PRGMをINTV_{CC}に接続すると、ウィンドウしきい値が $V_{IN}/2$ を中心に $\pm 0.8V$ に設定されます。(図2を参照)

メイン制御ループ

コンデンサ・バランス調整段階が完了すると、通常動作が開始されます。MOSFET M1およびM3は、クロックがRSラッチをセットするとオンし、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します。その後、MOSFET M2およびM4がオンになります。 I_{CMP} がRSラッチをリセットするときの

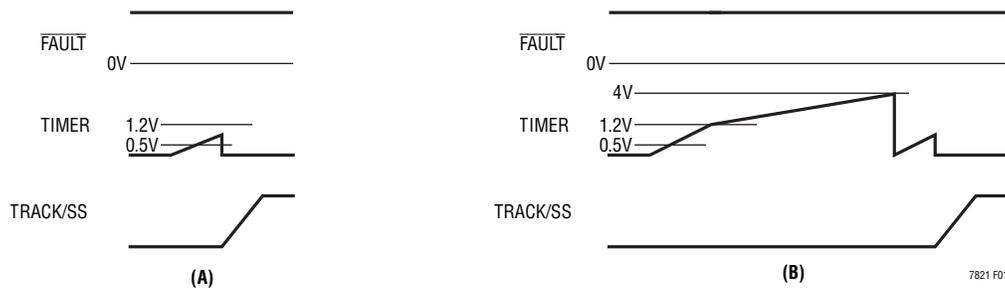


図1. 電源投入時の充電バランス調整 (A) バランス調整が1タイマ周期内に完了 (B) 複数のタイマ周期で完了

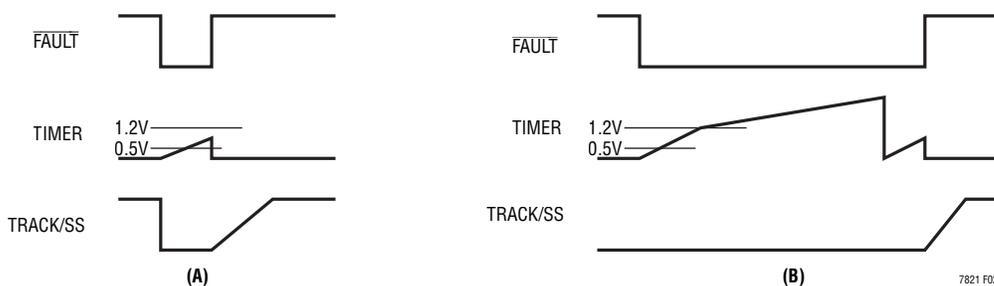


図2. 通常動作中の充電バランス調整 (A) バランス調整が1タイマ周期内に完了 (B) 複数のタイマ周期で完了

動作

ピーク・インダクタ電流は、エラーアンプEAの出力である I_{TH} ピンの電圧によって制御されます。 V_{FB} 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のリファレンスに対して V_{FB} がわずかに減少し、その結果、 I_{TH} 電圧は、平均インダクタ電流が新たな負荷電流に釣り合うまで上昇します。MOSFET M1およびM3がオフした後は、インダクタ電流が逆流し始めて逆電流コンパレータ I_{REV} がそれを検出するまで、または次のサイクルが始まるまで、MOSFET M2およびM4がオンします。

M1/M3とM2/M4のスイッチング中、コンデンサ C_{FLY} と C_{MID} は交互に直列または並列で接続されます。MIDの電圧は約 $V_{IN}/2$ になります。

INTV_{CC}/EXTV_{CC} 電源

ブートストラップ・ドライバと下側MOSFETおよび大部分の内部回路への電源は、INTV_{CC}ピンから供給されます。EXTV_{CC}ピンを接地するか7Vより低い電圧に接続すると、内部の5.8Vリニア・レギュレータがINTV_{CC}の電力を V_{IN} から供給します。EXTV_{CC}を7Vより高い電圧にすると、このリニア・レギュレータはオフし、別の5.8Vリニア・レギュレータがオンしてINTV_{CC}の電力をEXTV_{CC}から供給します。EXTV_{CC}ピンを使用することにより、高効率の外部電源からINTV_{CC}の電力を得ることができ、結果として全体のシステム効率が向上します。

ブートストラップ・コンデンサのリフレッシュ

上3つのMOSFETドライバはそれぞれに対応するフロート状態のブートストラップ・コンデンサ(CB1~CB3)によってバイアスされますが、これらのブートストラップ・コンデンサはダイオード(D1~D3)および外付けMOSFETから成るチャージポンプ構成を介してスイッチング中にリフレッシュされます。

スイッチングが長時間停止する可能性のある充電バランス調整段階、または軽負荷状態では、ゲート駆動電圧が最適とは言えなくなるほどブートストラップ・コンデンサの電圧が低下することがあります。各ブートストラップ・コンデンサの電圧は、低電圧検出器によってモニタされます。そのうち1つでも3Vを下回った場合、1mAの内部電流ソースがオンし、そのブートストラップ・コンデンサを上側プレートを通して充電します。また、そのブートストラップ・コンデンサの下側プレートに接続された1mAのシンク電流源もオンになり、その電流を吸い出します。これにより、下側プレート・コンデンサ・ノードの正味の残留電流がゼロになるため、このノードのバイアス条件に影

響を与えることはありません。CB1は4.3V、CB2/CB3は4.47Vに達すると、リフレッシュを停止します。CB2とCB3をリフレッシュする必要があるときは、全てのスイッチングが停止します。

シャットダウンと起動(RUNピンとTRACK/SSピン)

RUNピンが1.3Vを下回ると、INTV_{CC}リニア・レギュレータ、およびこの電源から電力が供給されている全ての内部回路がデイスエーブルされます。メイン制御ループもデイスエーブルされます。RUNピンを解放すると、1 μ Aの内部電流源によってRUNピンの電圧が上昇し、デバイスをイネーブルすることができます。RUNピンはロジックで直接駆動することもできますが、電圧が絶対最大定格の6Vを超えないように注意してください。

出力電圧 V_{OUT} のスルーレートは、TRACK/SSピンの電圧によって制御されます。TRACK/SSピンの電圧が0.8Vの内部リファレンス電圧(EXT_REF機能が有効の場合はEXT_REF)より低いと、LTC7821は V_{FB} の電圧をリファレンス電圧ではなくTRACK/SS電圧に安定化します。このため、外付けコンデンサをTRACK/SSピンからSGNDに接続することにより、TRACK/SSピンを使ってソフトスタート期間を設定することができます。10 μ Aの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電し、TRACK/SSピンに電圧勾配を発生します。TRACK/SS電圧が0Vからリファレンス電圧(さらにそれより上)に直線的に上昇するにつれ、出力電圧 V_{OUT} がゼロからその最終値まで滑らかに上昇します。代わりに、TRACK/SSピンを使って、 V_{OUT} の起動を別の電源の起動に追従させることができます。このためには、通常、別の電源とグラウンドの間の外付け抵抗分割器をTRACK/SSピンに接続することが必要です(「アプリケーション情報」のセクションを参照)。

軽負荷電流動作(Burst Mode動作、パルススキップ・モード、または連続導通)

LTC7821は、高効率Burst Mode動作、固定周波数パルス・スキップ・モード、または強制連続導通モードに入るようにイネーブルすることができます。強制連続動作を選択するには、MODE/PLLINピンを0.6Vより低いDC電圧(たとえばSGND)に接続します。パルススキップ・モードの動作を選択するには、MODE/PLLINピンをINTV_{CC}に接続します。Burst Mode動作を選択するには、PLLIN/MODEピンをフロート状態にします。

動作

コントローラがBurst Mode動作にイネーブルされているとき、 I_{TH} ピンの電圧が低い値を示している場合、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、エラーアンプ出力(EA)は I_{TH} ピンの電圧を低下させます。 I_{TH} 電圧が0.5Vより下になると、内部のスリープ信号が“H”になり(スリープ・モードがイネーブルされ)、全ての外部MOSFETがオフします。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“L”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MOSFETをオンすることにより、通常の動作を再開します。コントローラがBurst Mode動作になるようにイネーブルされていると、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(IREV)が外付けの下側MOSFETのM4およびM2をオフし、インダクタ電流が反転して負になるのを防ぎます。したがって、コントローラは不連続動作状態で動作します。

強制連続動作の場合は、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が反転できます。ピーク・インダクタ電流は I_{TH} ピンの電圧で決まります。このモードでは、軽負荷での効率がBurst Mode動作の場合よりも低下します。ただし、連続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。

MODE/PLLINピンがINTV_{CC}に接続されていると、LTC7821は軽負荷時にPWMパルススキップ・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になることがあり、MOSFET M1およびM3を同じサイクル数だけ強制的にオフにする(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することができません(不連続動作)。強制連続動作と同様、このモードでは、Burst Mode動作に比べて出力リップルとオーディオ・ノイズが小さくなり、RF干渉が減ります。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。

周波数の選択とフェーズロック・ループ (FREQピンとMODE/PLLINピン)

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズとの兼ね合いによって決まります。低周波数動作は、MOSFETのスイッチング損失を低減して効率を向上させますが、出力リップル電圧を低く保つには大きなインダクタンスや出力容量が必要になります。さらに、リフレッシュ・レートが低くなるため、大きなBOOST容量およびバランス調整容量(C_{FLY} および C_{MID})も必要になります。LTC7821のコントローラのスイッチング周波数はFREQピンを使って選択することができます。MODE/PLLINピンを外部クロック信号源でドライブしない場合は、FREQピンを使用してコントローラの動作周波数を50kHz~1.7MHzに設定することができます。

FREQピンから10 μ Aの電流が流れ出しているため、SGNDとの間に接続した1本の抵抗を使ってコントローラのスイッチング周波数を設定することができます。

LTC7821にはフェーズロック・ループ(PLL)が組み込まれており、MODE/PLLIN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。コントローラは、同期しているときは強制連続動作モードで動作します。LTC7821はPLLループのフィルタ回路網を内蔵しています。フェーズロック・ループは200kHz~1.5MHzの範囲内の任意の周波数にロックすることができます。外部クロックにロックするまでのコントロー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接続してください。

温度のモニタリング

LTC7821のダイ温度が150°Cに達すると、スイッチングが停止し、TRACK/SSピンが“L”に引き下げられます。充電バランス調整もデイスエーブルされます。

LTC7821は、TEMPピンを介してホットスポット・モニタリングを提供できます。図3に示すように、抵抗分割器の下側としてPTCサーミスタを使用し、その抵抗分割器の共通ポイントをTEMPピンに接続することで、温度がPTCサーミスタのキュリー点を超えると電圧が急激に上昇します。このPTCサーミスタの特性を図4に示します。TEMPピンが1.22Vに達すると、

動作

全てのスイッチングが100msの間停止します。TRACK/SSピンとFAULTピンの電圧は“L”に引き下げられ、この100msのタイムアウト時間内にTEMPピンの電圧が1.1Vを下回っていれば、100ms後に解放されます(図5)。TEMPピンの電圧がまだ1.1Vより高い場合、電圧が1.1Vを下回るまでタイムアウト時間が延長されます。

ホットスポット保護のトリガに使用される温度によって、サーミスタの選択が左右されます。この温度はサーミスタのキュリー点であり、通常、抵抗が25°C時の2倍になる温度として定義されます。サーミスタのキュリー点抵抗(R2CURIE)が既知の場合、上側抵抗(R1)は次式で選択できます。

$$R1 = \frac{R2_{CURIE} (V_{EXT} - 1.22)}{1.22}$$

パワーグッド(PGOODピン)

V_{FB}ピンの電圧が0.8Vの内部リファレンス電圧の±10%以内に入らないとき、またはリファレンスがEXT_REFによって設定されているとき、PGOODピンは“L”になります。RUNピンが1.3Vより低くなるか、LTC7821がソフトスタート段階または電圧上昇トラッキング段階のときも、PGOODピンは“L”になりま

す。V_{FB}ピン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、V_{FB}が±10%の範囲から外れると、50μsの内部パワーバッド・マスクが生じます。PGOODピンは、外付け抵抗によって最大80Vの電源にプルアップさせることができます。

FAULT(FAULTピン)

LTC7821の最初の電源投入時、またはRUNピンを介してLTC7821をイネーブルするときは、C_{FLY}および/またはC_{MID}をV_{IN}/2に再バランス調整する必要があったとしても、FAULTピンは“L”に引き下げられません。しかし、通常動作中に再バランス調整が必要になった場合は、FAULTは“L”に引き下げられます。FAULTが“L”に引き下げられるもう1つの条件はサーマル・シャットダウンです。サーマル・シャットダウンは、内部ダイ温度が150°Cに達するか、TEMPピンの電圧が1.22Vに達すると発生します。FAULTピンは、外付け抵抗によって最大80Vの電源にプルアップさせることができます。

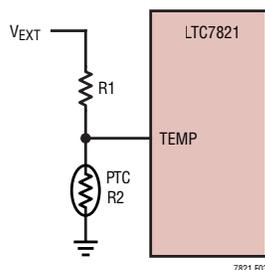


図3. 温度モニタリングのセットアップ

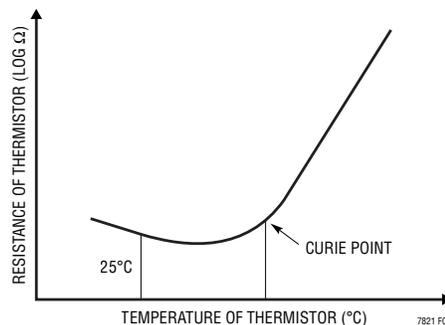


図4. サーミスタの特性

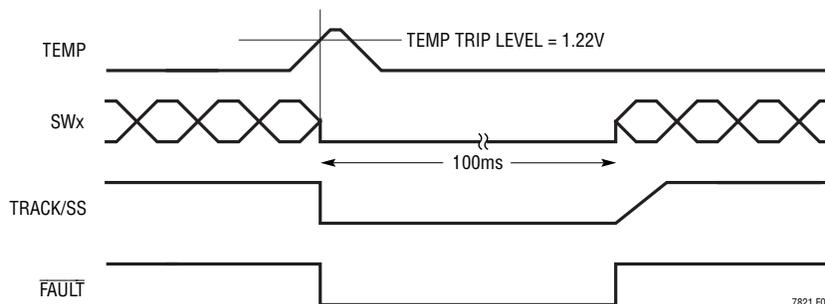


図5. 温度トリップ特性

アプリケーション情報

最初のページの「標準的応用例」は、LTC7821の基本的なアプリケーション回路です。LTC7821は、DCR（インダクタの抵抗）検出または抵抗による検出のどちらかを使うように構成することができます。2つの電流検出方式のどちらを選択するかは、主として、コスト、消費電力、精度間の設計トレードオフで決まります。DCRによる検出は高価な電流検出抵抗を省くことができ、特に大電流のアプリケーションで電力効率が高いので普及しています。ただし、このようなアプリケーションで最も正確な電流制限値が得られるのは電流検出抵抗です。他の外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、(もし R_{SENSE} が使われていれば) R_{SENSE} の選択から始めます。次に、 C_{FLY} 、 C_{MID} 、およびパワーMOSFETを選択します。続けて、入力コンデンサと出力コンデンサを選択します。バランス調整容量 (C_{FLY} および C_{MID}) とインダクタのインダクタンスの選択には、電力レベルの他に、スイッチング周波数も関係します。

ISNS⁺ピンとISNS⁻ピン

ISNS⁺ピンとISNS⁻ピンは、電流コンパレータの入力です。電流コンパレータの同相入力電圧範囲は、0V～36Vです。ISNSピンは両方とも高インピーダンス入力であり、1.2μA未満の小さな漏れ電流が流れます。ISNSピンが0Vから2.4Vにランプアップすると、小さなベース電流がISNSピンから流れ出します。ISNSピンが36Vから2Vにランプダウンすると、小さなベース電流がISNSピンに流れ込みます。電流コンパレータへの入力は高インピーダンスであるため、正確なDCR検出が可能になります。ただし、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に注意してください。

検出ラインに関するフィルタ部品はLTC7821の近くに配置し、検出ラインは電流センス素子の下で4端子接続に近づけて一緒に配線します(図6を参照)。他の場所で電流を検出すると、寄生インダクタンスと容量が電流検出素子に実質的に追加され、検出端子の情報が劣化して、電流制限の設定値が予測不能になることがあります。DCRによる検出を使用する場合(図7b)、検出抵抗 R_1 をスイッチング・ノードの近くに配置して、敏感な小信号ノードにノイズが結合するのを防ぎます。コンデンサ C_1 はICのピンの近くに配置します。

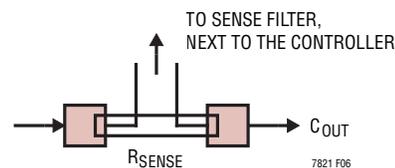


図6. 検出抵抗を備えた検出ラインの配置

抵抗による電流検出

LTC7821のハイブリッドなアーキテクチャは、 V_{IN} 電源の半分の電圧レールを生成し、降圧制御ループに提供します。そのため、電流リップルの計算とその動作デューティ・サイクルは、MIDピンの電圧(約 $V_{IN}/2$)を基準にします。

ディスクリート抵抗を使用した標準的な検出回路を図7aに示します。 R_{SENSE} 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しきい値は50mVで、入力同相電圧範囲は0V～36Vです。電流コンパレータのしきい値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・トゥ・ピーク・リップル電流 ΔI_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。検出抵抗の値を計算するには次式を使用します。

$$R_{SENSE} = \frac{50\text{mV}}{I_{(MAX)} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

電流検出ループにはPCBノイズが存在する可能性があるため、良好な信号対雑音比を得るため、 $\Delta V_{SENSE} = \Delta I_L \cdot R_{SENSE}$ のAC電流検出リップルも設計時に検証しておく必要があります。

一般に、適度に良好なPCBレイアウトを得るには、 R_{SENSE} とDCRのいずれの検出アプリケーションの場合でも、出発点の控えめな値として40%未満のデューティ・サイクルで10mVの ΔV_{SENSE} 電圧を推奨します。インダクタのリップル電流を50%より大きくすることができ、750kHz以上で動作しているアプリケーションでは、検出抵抗の寄生インダクタンスをほぼ無視できないため、これを考慮する必要があります。

アプリケーション情報

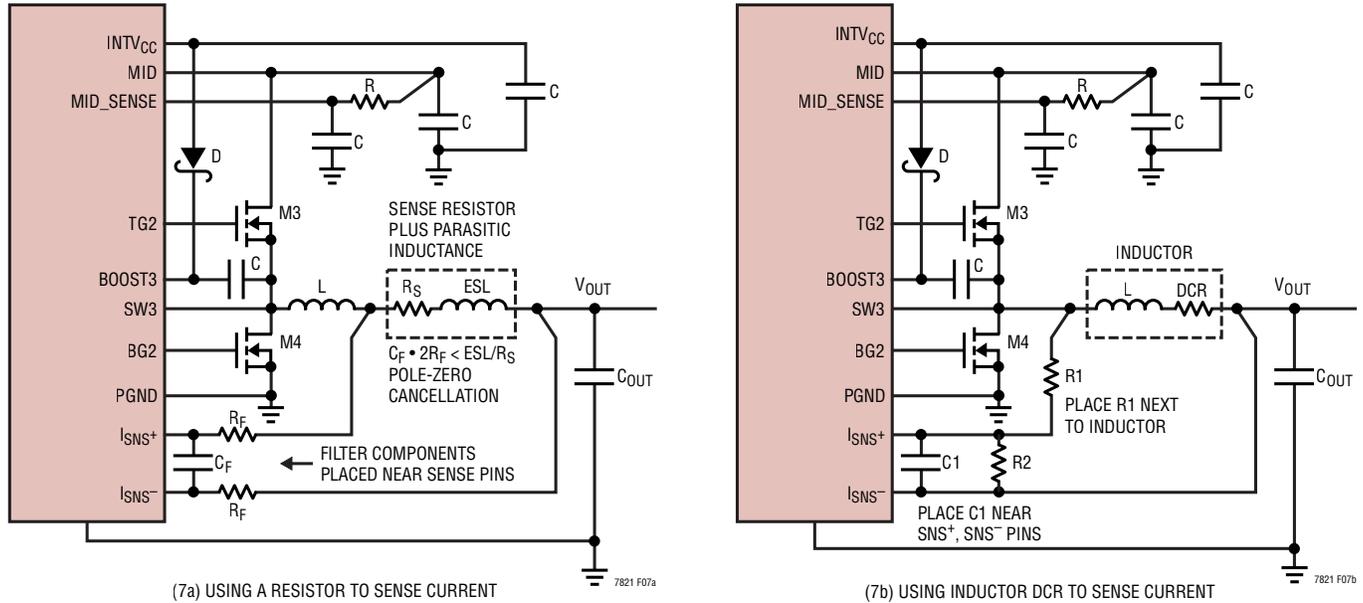


図7. 2つの異なる電流検出方法

検出抵抗の寄生インダクタンスの影響が無視できるほど小さいアプリケーションでは、PCBの検出トレースに結合した容量性および誘導性のノイズの影響を低減するために、デバイスの近くに小さなRCフィルタを配置するだけで十分でした。標準的なフィルタは並列の1000pFコンデンサに接続された2本の直列10Ω抵抗で構成され、時定数が20nsになります。しかし、この同じRCフィルタに若干の変更を加えることで、検出抵抗に大きな寄生インダクタンスが存在する環境における、電流検出信号の抵抗性成分の抽出に使用できます。例として、100%負荷で動作している12V/20Aのコンバータの2010のフットプリントの1mΩのセンス抵抗の両端の電圧波形を図8に示します。波形は、純粋な抵抗性成分と純粋な誘導性成分が重畳されたものです。これは、差動測定による結果を得るため、オシロスコープの2つのプローブと波形計算を使用して測定しています。インダクタのリップル電流および上側スイッチのオン時間とオフ時間の追加測定に基づき、寄生インダクタンスの値は次式によって0.3nHであると計算されました。

$$ESL = \frac{V_{ESL(STEP)}}{\Delta I_L} \cdot \left(\frac{t_{ON} \cdot t_{OFF}}{t_{ON} + t_{OFF}} \right)$$

寄生インダクタンスをセンス抵抗で割った値(L/R)に近くなるようにRC時定数を選択すると、その結果得られる波形は、図9に示すように再び抵抗性に見えます。寄生インダクタンスの情報に関して、検出抵抗メーカーのデータシートをチェック

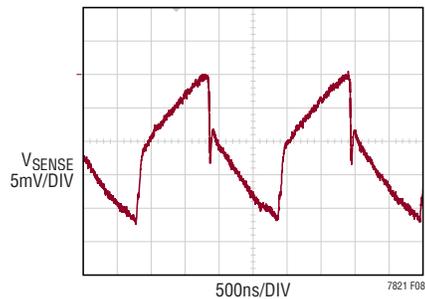


図8. 検出抵抗の両端で直接測定した電圧波形

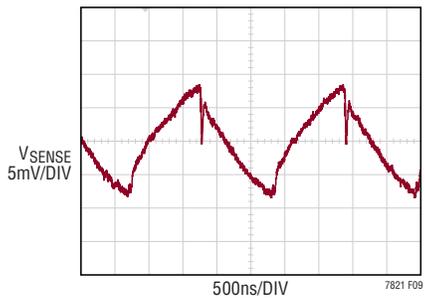


図9. 検出抵抗フィルタの後に測定した電圧波形。
Cf = 1nF, Rf = 100Ω

アプリケーション情報

してください。データが存在しない場合には、センス抵抗の両端で電圧降下を直接測定してESLステップの大きさを求め、方程式を使用してESLを決定します。ただし、フィルタをかけすぎないようにしてください。RC時定数をインダクタの時定数以下にして、 V_{SENSE} のリップル電圧を十分高く保ちます。フィルタ部品はデバイスの近くに配置する必要があります。正と負の検出トレースは差動ペアとして配線し、検出抵抗にケルビン接続する必要があります。

インダクタのDCRによる検出

高負荷電流時に可能な限り高い効率を必要とするアプリケーションでは、図7bに示すように、LTC7821はインダクタのDCR両端の電圧降下を検出することができます。インダクタのDCRとは、銅巻線のDC抵抗の小さな値を表し、最近の値の小さい大電流インダクタでは $1\text{m}\Omega$ より小さいことがあります。このようなインダクタを必要とする大電流アプリケーションでは、検出抵抗による導通損失はDCRによる検出に比べると数ポイントの効率低下になると考えられます。

外部の $R1\parallel R2 \cdot C1$ の時定数が正確に L/DCR の時定数に等しくなるように選択すると、外付けコンデンサ両端の電圧降下はインダクタのDCR両端の電圧降下に $R2/(R1 + R2)$ を掛けたものに等しくなります。 $R2$ は、目標とする検出抵抗値よりもDCRが大きいアプリケーションにおいて、検出端子両端の電圧をスケールリングします。外部フィルタ部品を適切な大きさにするには、インダクタのDCRを知る必要があります。インダクタのDCRは良質のRLCメーターを使って測定することができますが、DCRの許容誤差は常に同じではなく、温度によって変化します。詳細については、メーカーのデータシートを参照してください。

「インダクタの値の計算」のセクションのインダクタ・リップル電流値を使用すると、目標とする検出抵抗値は次のようになります。

$$R_{\text{SENSE(EQUIV)}} = \frac{50\text{mV}}{I_{\text{(MAX)}} + \frac{\Delta I_L}{2}}$$

アプリケーションが全動作温度範囲にわたって確実に最大負荷電流を供給するには、「電気的特性」の表で最大電流検出しきい値($V_{\text{SENSE(MAX)}}$)の最小値を選択します。

次に、インダクタのDCRを決めます。与えられている場合は、通常は 20°C で設定されているメーカーの最大値を使い、約 $0.4\%/^\circ\text{C}$ の銅の温度係数を考慮してこの値を増加させます。

控え目に見た最大インダクタ温度($T_{\text{L(MAX)}}$)値は 100°C です。最大インダクタDCRを望みの検出抵抗値にスケール調整するには、次の分割器の比を使用します。

$$R_D = \frac{R_{\text{SENSE(EQUIV)}}}{\text{DCR(MAX) AT } T_{\text{L(MAX)}}$$

$C1$ は通常、 $0.047\mu\text{F} \sim 0.47\mu\text{F}$ の範囲で選択します。これにより、 $R1\parallel R2$ は約 $2\text{k}\Omega$ に強制されるので、両SENSEピンの $1.2\mu\text{A}$ の電流によって生じるであろう誤差が減少します。 $T_{\text{L(MAX)}}$ は、最大インダクタ温度です。

等価抵抗 $R1\parallel R2$ の大きさは室温のインダクタンスと最大DCRに従って次のように調整されます。

$$R1\parallel R2 = \frac{L}{(\text{DCR AT } 20^\circ\text{C}) \cdot C1}$$

検出抵抗の値は、次のようになります。

$$R1 = \frac{R1\parallel R2}{RD}; \quad R2 = \frac{R1 \cdot RD}{1 - RD}$$

$R1$ での最大電力損失はデューティ・サイクルと関係があり、連続モード時に最大入力電圧で発生します(次式)。

$$P_{\text{LOSS}_R1} = \frac{(V_{\text{MID}} - V_{\text{OUT}}) \cdot V_{\text{OUT}}}{R1}$$

ここで、 V_{MID} は、 V_{IN} の半分の電圧です。

$R1$ 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。軽負荷時に高い効率が必要な場合、DCR検出と検出抵抗のどちらを使用するかを決定するときに、この電力損失を検討します。軽負荷での電力損失は、 $R1$ によって余分のスイッチング損失が生じるため、検出抵抗の場合よりDCRネットワークの方がわずかに大きくなる可能性があります。ただし、DCRによる検出では検出抵抗が省かれるので、導通損失が減少し、重負荷時の効率が高くなります。ピーク効率はどちらの方法でもほぼ同じです。

電流検出信号の信号対ノイズ比を良好に保つため、40%未満のデューティ・サイクルでは 10mV の最小 ΔV_{SENSE} を使用します。DCR検出を使用するアプリケーションにおける、実際のリップル電圧は次式で求められます。

$$\Delta V_{\text{SENSE}} = \frac{V_{\text{MID}} - V_{\text{OUT}}}{R1 \cdot C1} \cdot \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{MID}} \cdot f_{\text{OSC}}}$$

アプリケーション情報

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償では、高いデューティ・サイクルでの低調波発振を防止することにより、固定周波数アーキテクチャの安定性が得られます。これは、40%を超えるデューティ・サイクルの場合、インダクタ電流信号に内部で補償ランプを重畳させることで実現します。このため、40%を超えるデューティ・サイクルでは、通常は最大インダクタ・ピーク電流が減少します。ただし、LTC7821はこの補償ランプに対抗する方式を使用するので、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。

インダクタ値の計算

望みの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・トゥ・ピーク・リップル電流が決まります。

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{OUT} \cdot V_{MID} - V_{OUT}}{V_{MID} \cdot f_{OSC} \cdot L}$$

リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、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、40%未満のデューティ・サイクルで $I_{OUT(MAX)}$ の約40%のリップル電流を選択します。入力電圧が最大のときに最大リップル電流が生じることに注意してください。リップル電流が規定の最大値を超えないことを保証するには、次式に従ってインダクタを選択します。

$$L \geq \frac{V_{MID} - V_{OUT}}{f_{OSC} \cdot I_{RIPPLE}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{MID}}$$

デューティ・サイクルが40%より高い場合は、10mVの電流検出リップル電圧要件は緩和されます。これは、スロープ補償信号が信号対ノイズ比を助け、低調波発振を防止するためにインダクタンス値に下限が課せられるためです。最大95%のデューティ・サイクル安定性を確保するためには、次の式を使用して最小インダクタンスを求めます。

$$L_{MIN} > \frac{V_{OUT}}{f_{SW} \cdot I_{LOAD(MAX)}} \cdot 1.4$$

ここで、

L_{MIN} の単位は μH です。

f_{SW} の単位はMHzです。

インダクタのコアの選択

インダクタンス値が決定されたら、次に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。インダクタンスが大きくなるとコア損失が減少します。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きわめて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損と飽和の防止に集中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、設計電流のピーク値を超えるとインダクタンスが急落します。その結果、インダクタのリップル電流が急増し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアは決して飽和させないでください。

パワー MOSFET の選択

LTC7821に対して、4つの外付けパワー MOSFETを選択する必要があります。これらのMOSFETのゲート駆動電圧は $INTV_{CC}$ の電圧から供給され、その標準値は5.8Vです。そのため、ロジック・レベルのしきい値を持つMOSFETを選択する必要があります。 V_{IN} より高い BV_{DSS} を要するのは一番上のMOSFETだけです。なぜなら、このMOSFETは起動時に V_{IN} の全電圧を受けるからです。それ以外のMOSFET(M2~M4)の BV_{DSS} は、 $V_{IN}/2$ より高い必要があるだけです。

動作中のスイッチングのタイプも各パワー MOSFETの選択に影響を与えます。M1とM2はソフト・スイッチング・モードで動作するため、 $Q_{OSS} \cdot R_{dSON}$ の積は小さくなければなりません。M3はハード・スイッチング、M4はゼロ電圧スイッチング(ZVS)と、M3とM4は従来型の降圧コンバータと同様の方法で動作します。そのため、M3は($Q_{gd} \cdot R_{dSON}$)、M4は($Q_g \cdot R_{dSON}$)が最も小さくなるようにそれぞれ選択しなければなりません。

アプリケーション情報

MOSFETの入力容量は複数の構成要素が組み合わされたものですが、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10参照)から得られます。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。

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ゲート-ドレイン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} ドレイン電圧に対し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、異なった

V_{DS} 電圧に対して補正することができます。 C_{MILLER} 項を推定する方法として、メーカーのデータシートでa点-b点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。 C_{MILLER} はMOSFET M3の過渡損失項を決める最重要選択基準ですが、MOSFETのデータシートで直接規定されてはいません。 C_{RSS} と C_{OSS} は規定されていることがありますが、これらのパラメータの定義は記載されていません。

従来型の同期整流式降圧コンバータでは、上側MOSFETと下側MOSFETを流れる電流はインダクタ電流と同じでした(図11を参照)。LTC7821のハイブリッド・トポロジーでは、コンデンサが出力へのエネルギー伝達の役目を果たすため、MOSFET電流とインダクタ電流は一致しません。

第1段階では(図12aを参照)、M1とM3がオンになり、コンデンサ C_{MID} がM3を介してインダクタ電流の一部を供給します。インダクタの残りの電流は、M1を介して C_{FLY} から供給されます。図12bに示すように、 C_{FLY} と C_{MID} の容量が同一の場合、インダクタの電流は両方のコンデンサに均等に供給されます。そのため、インダクタ電流が同じである従来型の降圧コンバータと比較すると、M3を流れる電流が少なくなるため、スイッチング損失と導通損失が減少します。M3はハード・スイッチングのため、この電流量の減少により、スイッチング損失が大きく低減されます。

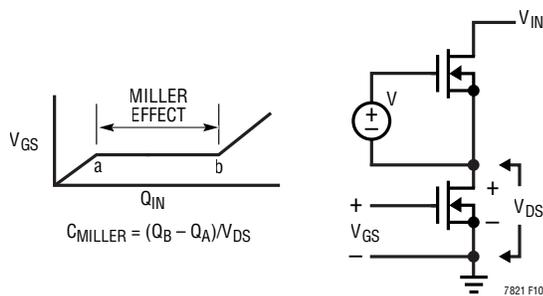


図10. ゲート電荷特性

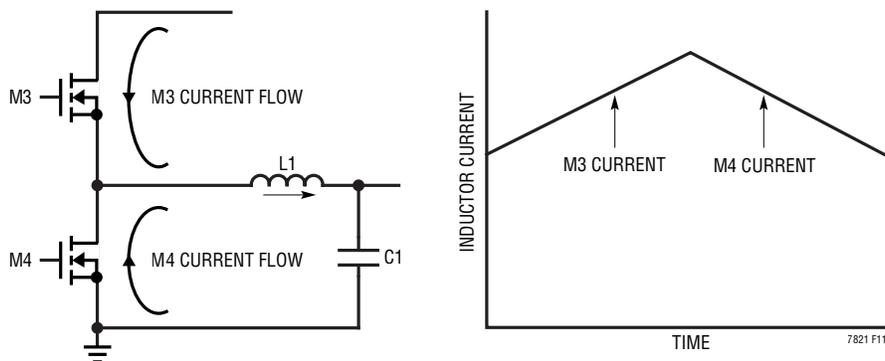


図11. 従来型の同期整流式降圧コンバータのMOSFETの電流

アプリケーション情報

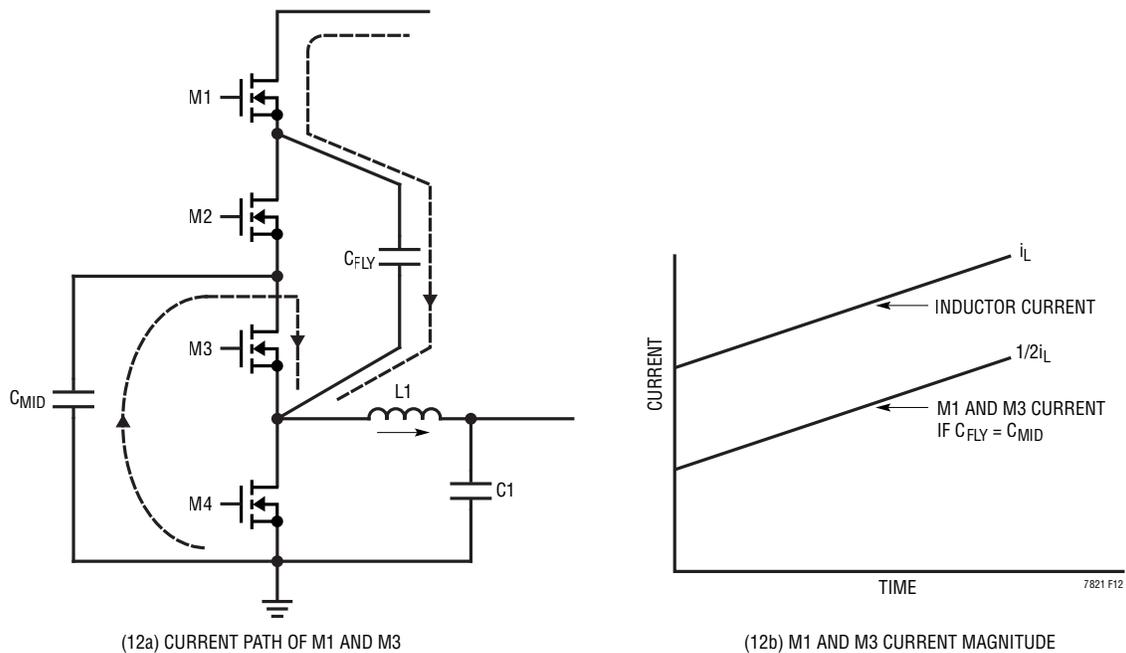


図 12. 第 1 段階における M1 と M3 の電流の流れ

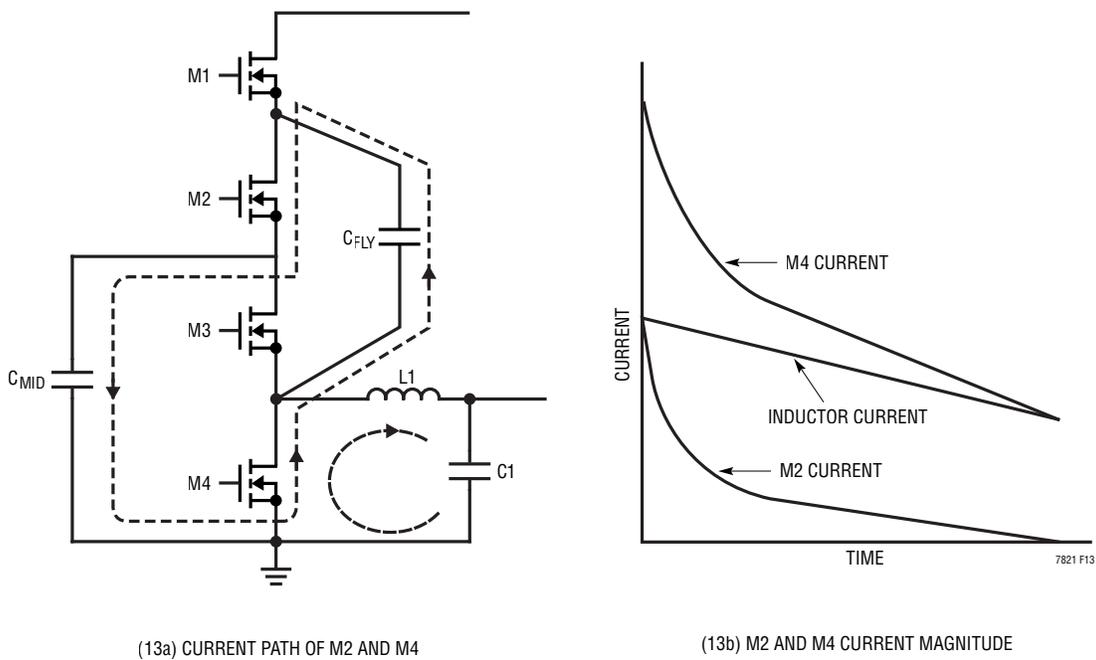


図 13. 第 2 段階における M2 と M4 の電流の流れ

アプリケーション情報

第2段階では、M2とM4がオンします(図13aを参照)。この段階では、M4が全インダクタ電流を供給しなければならないだけでなく、第1段階の最後でC_{FLY}とC_{MID}の電圧のバランスが崩れるため、この2つのコンデンサ間を流れるバランス調整電流もM4を流します。そのため、従来型の降圧コンバータの場合と比較して、M4の導通損失は増加します。M2を流れる電流は、コンデンサ間の電圧差、ESR、M2およびM4のR_{DS(ON)}、MOSFETのインダクタンス、コンデンサ、基板トレースに依存します(図13b参照)。

コントローラが連続モードで動作しているとき、MOSFET M1、M3、M2、およびM4のデューティ・サイクルは、以下の式で与えられます。

$$\begin{aligned} \text{M1, M3 Switch Duty Cycle} &= \frac{2 \cdot V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \\ \text{M2, M4 Switch Duty Cycle} &= \frac{V_{\text{IN}} - 2 \cdot V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \end{aligned}$$

M1とM3の電力損失は次式で与えられます。

$$\begin{aligned} P_{\text{M1}} &= \left(\frac{I_{\text{MAX}} \cdot C_{\text{FLY}}}{C_{\text{FLY}} + C_{\text{MID}}} \right)^2 \left(\frac{2 \cdot V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right) (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} \\ P_{\text{M3}} &= \left(\frac{I_{\text{MAX}} \cdot C_{\text{MID}}}{C_{\text{FLY}} + C_{\text{MID}}} \right)^2 \left(\frac{2 \cdot V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}} \right) (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} + \\ &\quad \left(\frac{V_{\text{IN}}}{2} \right)^2 \left(\frac{I_{\text{MAX}} \cdot C_{\text{MID}}}{2 \cdot (C_{\text{FLY}} + C_{\text{MID}})} \right) (R_{\text{DR}}) (C_{\text{MILLER}}) \cdot \\ &\quad \left[\frac{1}{V_{\text{INTVCC}} - V_{\text{TH(MIN)}}} + \frac{1}{V_{\text{TH(MIN)}}} \right] \cdot f \end{aligned}$$

ここで、 δ はR_{DS(ON)}の温度依存性、R_{DR}はトップ・ドライバの実効抵抗(V_{GS} = V_{MILLER}で約2Ω)、V_{IN}は入力電源です。V_{TH(MIN)}はパワーMOSFETのデータシートの規定ドレイン電流で規定されている標準ゲートしきい値電圧です。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。

P_{M3}のスイッチング損失の影響がその導通損失に対して比較的小さい場合、C_{FLY} = C_{MID}のときに全体の電力損失(P_{M1} + P_{M3})が最小になります。

M2とM4の電力損失の計算はもう少し困難です。これらのMOSFETを流れる電流は、MOSFETおよびコンデンサの寄生パッケージ・インダクタンスの存在、コンデンサのESR、MOSFETのR_{DS(ON)}、C_{MID}およびC_{FLY}の容量による2次系応答を示します。この問題をさらに複雑にしているのは、電流は上述のRLCの値に応じて過減衰、臨界減衰、または不足減衰の特性を示す可能性があり、それがRMS電流に大きく影響を与える、という事実です。M2とM4の選択には、ADI/LTCのパワー・ツールをお役立てください。

M2とM4を流れるRMS電流が決まると、電力損失は次式で与えられます。

$$\begin{aligned} P_{\text{M2}} &= I_{\text{rms2}}^2 \cdot (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} \\ P_{\text{M4}} &= I_{\text{rms4}}^2 \cdot (1 + \delta) R_{\text{DS(ON)}} \end{aligned}$$

C_{FLY}とC_{MID}の選択

このハイブリッド・トポロジーでは、コンデンサC_{FLY}およびC_{MID}は、エネルギー伝達素子の一部です。そのため、ESRが最小であるセラミック・コンデンサは魅力的です。しかし、このタイプのコンデンサを選択するときには注意が必要です。動作中、C_{FLY}とC_{MID}にかかるDC電圧はV_{IN}電源の約半分であるため、コンデンサの電圧定格はそれより大きくなければなりません。大原則として、コンデンサの電圧定格は、コンデンサの動作電圧の2倍になるように選択します。電圧定格と容量が同じ場合、ケース・サイズが大きい方が故障率は低くなります。

また、コンデンサの動作温度も考慮する必要があります。動作温度が85°C未満であれば、誘電体としてX5Rを用いたコンデンサで十分ですが、85°Cを超える場合はX7Rが必要になります。コンデンサの長期的信頼性のため、コンデンサの温度上昇は20°C未満、可能ならば10°C未満に保ちます。コンデンサの温度上昇は、コンデンサを流れるRMS電流の量と動作周波数に依存します。このデータについては、メーカーのデータシートを参照してください。

アプリケーション情報

セラミック・コンデンサは電圧係数も大きいため、DCバイアスはそのコンデンサの定格電圧の半分のとき、容量の半分近くが失われてしまいます。DCバイアスがコンデンサに与える影響は、ケース・サイズが小さいほど大きくなります。容量を決定するときは、これらの要因を考慮してください。

C_{FLY} と C_{MID} のリプル電圧は次式で与えられます。

$$V_{CFLY_RIPPLE} = \frac{I_{OUT} \cdot t_{ON}}{2 \cdot C_{FLY}}$$

$$V_{CMID_RIPPLE} = \frac{I_{OUT} \cdot t_{ON}}{2 \cdot C_{MID}}$$

ここで、 I_{OUT} は出力電流で、 t_{ON} はM1およびM3のオン時間です。

C_{FLY} と C_{MID} のリプル電圧(V_{CFLY_RIPPLE} 、 V_{CMID_RIPPLE})は、M2とM4の電力損失に大きく関与します(「パワーMOSFETの選択」セクションを参照してください)。良好な出発点としては、各コンデンサのリプルがそのコンデンサのDCバイアス電圧の1%未満になるよう、十分な大きさの容量を

選択します。たとえば、コンデンサのDCバイアス電圧が24Vの場合、そのリプルは240mV未満に保ちます。MOSFET M1およびM3の導通損失を最小化するためには(「パワーMOSFETの選択」セクションを参照)、 C_{MID} と C_{FLY} は同じ容量になるよう選択します。

ショットキ・ダイオードとブートストラップ・コンデンサの選択

3つのダイオードを使用してチャージポンプ回路を構成して、MOSFET M1～M3の駆動電圧を供給します。ダイオード構成を図14に示します。ブートストラップ・コンデンサの電圧は、以下のように概算できます。

$$V_{BST1_SW1} = V_{INTVCC} - V_{F_D1} - V_{F_D2} - V_{F_D3}$$

$$V_{BST2_MID} = V_{INTVCC} - V_{F_D2} - V_{F_D3}$$

$$V_{BST2_SW3} = V_{INTVCC} - V_{F_D3}$$

ここで、 V_{F_DX} はダイオードXの順方向電圧です。

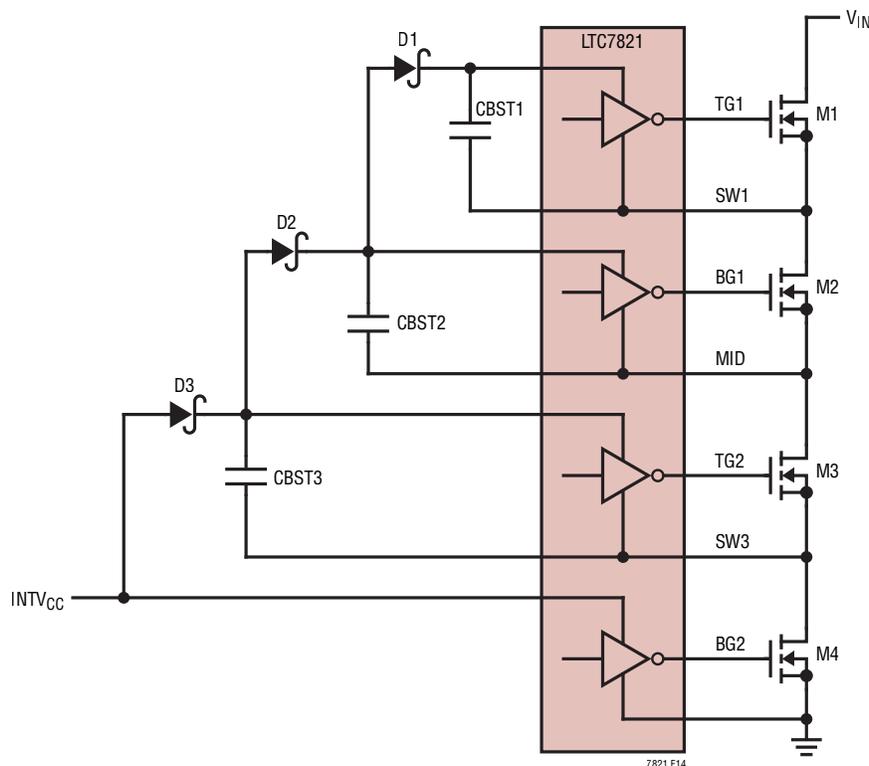


図14. 外部チャージポンプ

アプリケーション情報

M1を駆動するための電圧変換を V_{INTVCC} から最も多く得るためには、ショットキ・ダイオードが推奨されます。

各ショットキ・ダイオードで発生する逆電圧は次式で概算されます。

$$V_{R_DIODE} \cong \frac{V_{IN}}{2}$$

ダイオードの順方向電圧降下を選択する際は、リーク電流に注意してください。一般的に、ダイオードを流れる電流の量が同じ場合、順方向電圧降下が小さい方が、リーク電流が大きくなります。 V_{IN} が高いアプリケーションでは、これらのダイオードは大きな逆バイアスで動作することになるため、リーク電流が増加します。動作温度が高い場合は特にそうです。

チャージポンプ・ダイオードは、コンデンサからコンデンサへと電荷を移送する導管として動作するため、DC電流よりもトランジェント電流にさらされます。そのため、ピーク順方向サージ電流定格の方が平均電流定格より重要です。出発点として良好なサージ電流定格は750mAです。

ブートストラップ・コンデンサは、MOSFETドライバの電源として機能するため、MOSFETがオフのときに電圧が大きく垂下しないよう、十分な大きさの容量を選択してください。「パワーMOSFETの選択」セクションで述べた C_{MILLER} を推定する方法と同じように、同じグラフを用いて、あるゲート駆動電圧に対する全ゲート電荷を求めることができます。これは、次式を用いて等価ゲート容量に簡単に変換できます。

$$C_G = \frac{Q_G}{V_{GS}}$$

ブートストラップ・コンデンサ電圧が1%を超えて垂下することが許容されない場合、次のようになります。

$$C_{BST} \geq 99C_G$$

C_{BST2} と C_{BST3} は対応するMOSFETドライバの電源として機能するだけでなく、チャージポンプ・コンデンサとしても機能します。良好な出発点として、 C_{BST2} と C_{BST3} のサイズ決定は次のようになります。

$$C_{BST3} \geq 2C_{BST2} \geq 2C_{BST1}$$

ソフトスタートとトラッキング

LTC7821には、コンデンサを使って自力でソフトスタートを行うか、または別のチャンネルや外部電源の出力をトラッキングする能力があります。ソフトスタートを自力で行うように構成するときは、コンデンサをTRACK/SSピンとグラウンドに接続します。RUNピンの電圧が1.22Vより低いとき、すなわちシャットダウン状態では、TRACK/SSはグラウンドに能動的に引き下げられます。RUNピンの電圧が1.22Vより高いとき、コントローラの電源がオンになり、10 μ Aのソフトスタート電流がTRACK/SSピンから流れ出します。しかし、TRACK/SSがソフトスタート・コンデンサの充電を開始するのは、充電バランス調整が完了し、それに伴いTRACK/SSが能動的に引き下げられた状態が解放された後になります。ソフトスタートまたはトラッキングは、コントローラの最大出力電流を制限することによってではなく、TRACK/SSピンのランプ・レートに従って出力ランプ電圧を制御することによって実現されることに注意してください。滑らかなソフトスタートまたはトラッキングを実現するため、電流フォールドバックはこの段階の間デイスエーブルされます。EXT_REF機能が有効かどうかによって、ソフトスタートまたはトラッキングの範囲は、TRACK/SSピンの0V~0.8Vまたは0V~ V_{EXT_REF} のいずれかの電圧範囲に定義されます。ソフトスタートの合計時間は次のように計算できます。

$$t_{SOFT-START} = 0.8 \cdot (OR \cdot V_{EXT_REF}) \cdot \frac{C_{SS}}{10\mu A}$$

MODE/PLLINピンで選択されたモードには関係なく、レギュレータは、TRACK/SSの電圧が0.8Vまたは V_{EXT_REF} の82.5%までは常にパルススキップ・モードで起動します。

出力電圧のトラッキング

ユーザーはLTC7821の出力がどのように上昇/下降するかをTRACK/SSピンを使ってプログラムすることができます。図15に示すように、このピンを介して、別の電源の出力を同時トラッキング、または比例トラッキングするように出力を設定することができます。以下の説明では、 V_{OUT1} は別の電源の出力(マスタ・チャンネル)を指し、 V_{OUT2} は V_{OUT1} をトラッキングするLTC7821の出力(スレーブ・チャンネル)を指します。図15aの同時トラッキングを実現するには、追加の抵抗分圧器を V_{OUT1} に接続し、その中点をLTC7821のTRACK/SSピンに接続します。この分割器の比は、図16aに示すスレーブ・チャンネルの帰還分割器の比と同じ値にしてください。このトラッキング・モー

アプリケーション情報



図15. 2つの異なる出力電圧トラッキング手法

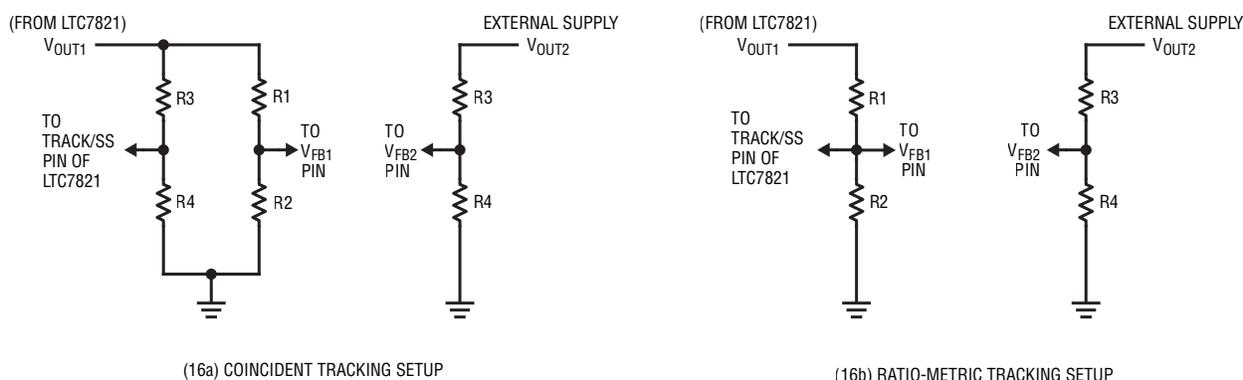


図16. 同時トラッキングおよび比例トラッキングの設定

ドでは、 V_{OUT1} を V_{OUT2} より高く設定する必要があります。図15bの比例トラッキングを実現するには、 V_{OUT2} の分圧器の比を図16bに示すマスタ・チャンネルの帰還分圧器の比と同一にします。

ソフトスタートが0.8Vまたは V_{EXT_REF} の82.5%に到達した後、別のチャンネルまたは電源をトラッキングするには、MODE/PLLIN = 0Vに設定して、LTC7821を強制連続モードにすることをお勧めします。無負荷条件では、LTC7821は、マスタ電源の良好なトラッキングを確保するために強制連続モードにします。

LTC7821では、さまざまな抵抗を選択することにより、図15に示す2つを含むさまざまなトラッキング・モードを実現できます。比例トラッキング・モードは、同時トラッキング・モードよりも使用する抵抗対が1つ少ないですが、 V_{OUT2} の出力精度が低く、 V_{OUT1} のあらゆる変動に完全に連動しています。いずれのモードにおいても、出力電圧設定にはTRACK/SSピンの電流によって生じる誤差が存在します。この誤差を最小限にするには、分圧器に小さい抵抗値を使用してください。

出力電圧の設定

LTC7821は、 $V_{EXT_REF} \geq 1.3V$ のとき、0.8Vの内部リファレンスを使用します。合計出力は次式で求められます。

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

図17の特性に示すように、EXT_REFに印加された電圧が1.3Vより低い場合、 V_{OUT} は0.4V~0.9Vの範囲でEXT_REF電圧をトラッキングします。

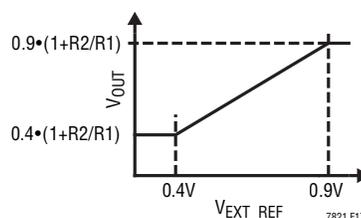


図17. EXT_REFピンによって設定される出力電圧

アプリケーション情報

その独自のアーキテクチャにより、LTC7821にとって最適な効率が得られるのは、 $V_{OUT} \cong V_{IN}/4$ のときです。ある一定の範囲の V_{IN} で最適な効率が要求されるアプリケーションでは、EXT_REFを使用して、出力で4:1の降圧比を維持しながら、 V_{IN} の変動をトラッキングできます。この種のセットアップでは、出力電圧は入力によっても変化します。図18は、 V_{IN} の変動(36V~72V)に対応する、48V入力12V出力のセットアップを示しています。

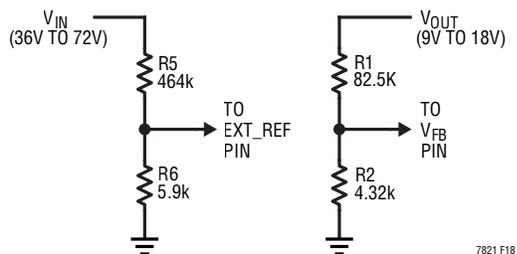


図18. V_{IN} を4:1の比でトラッキングする出力電圧

LTC7821に設定可能な最小の出力電圧は、充電バランス調整回路とその最小オン時間によって制限されます。充電バランス調整回路の出力には少なくとも2Vの電圧が必要で、それは V_{IN} とは独立しています。最小 V_{OUT} は、次式に従って最小オン時間によって決まります。

$$V_{OUT(MIN)} = \frac{V_{MID} \cdot t_{ON(MIN)}}{T_S}$$

ここで、 T_S はスイッチング周期です。

したがって、次式が成り立ちます。

$$V_{OUT(MIN)} = \text{MAX} \left(2.5V, \frac{V_{MID} \cdot t_{ON(MIN)}}{T_S} \right)$$

内部充電バランス調整回路が動作するには、 $V_{IN}/2$ と V_{OUT} の間に2.5Vの最小差動電圧が必要です。これにより、最大出力電圧設定は次のように制限されます。

$$V_{OUT(MAX)} = \frac{V_{IN}}{2} - 2.5$$

負荷が抵抗性で、放電経路のように機能するアプリケーションでは、最小 V_{OUT} は0.8Vまで下げることができます。

V_{OUT}の最小値

C_{FLY} のコンデンサ・バランス調整段階中、約40mAの電流(I_{SRC})がSW1ノードから流れ出て、フライング・コンデンサ C_{FLY} を $V_{IN}/2$ に充電します。この電流が C_{OUT} を充電するのを防ぐため、同量の電流(I_{SNK})がSW3ノードからシンクされます。その電流経路を図21に示します。ソース電流を完全にシンクするためには、2Vの最小出力電圧が必要です。

出力を2V以下に安定化する必要があるアプリケーションでは、抵抗性負荷を V_{OUT} に追加して、コンデンサ・バランス調整段階中に電圧が安定化された値を超えないようにすることができます。抵抗性負荷の値は次式で与えられます。

$$R_{LOAD} < \frac{V_{OUT}}{0.04}$$

R_{LOAD} は、この計算値の約70%になるように選択します。

HYS_PRGM 電圧

HYS_PRGMピンの電圧は、フォルト保護の目的で、 $V_{IN}/2$ を中心とするウィンドウ(しきい値)を設定します。動作中、MID_SNSとグランド間の電圧がこのウィンドウを逸脱すると、フォルトが出て、コンデンサのバランス調整が開始されます。そのため、適切なウィンドウを設定することは、パワーシステムにもう一段階の保護を提供するために重要です。連続スイッチングでは、MIDにおけるインピーダンスの1次近似式は次式で与えられます。

$$Z_{MID} = \frac{1}{8 \cdot C_{FLY} \cdot f_{SW}} \cdot \left(\frac{\frac{D1 \cdot T_S}{e^{2 \cdot \tau 1}} + \frac{-D1 \cdot T_S}{e^{2 \cdot \tau 1}}}{e^{2 \cdot \tau 1} - e^{2 \cdot \tau 1}} + \frac{\frac{D2 \cdot T_S}{e^{2 \cdot \tau 2}} + \frac{-D2 \cdot T_S}{e^{2 \cdot \tau 2}}}{e^{2 \cdot \tau 2} - e^{2 \cdot \tau 2}} \right)$$

$$= \frac{1}{8 \cdot C_{FLY} \cdot f_{SW}} \cdot \left(\coth \left(\frac{D1 \cdot T_S}{2 \cdot \tau 1} \right) + \coth \left(\frac{D2 \cdot T_S}{2 \cdot \tau 2} \right) \right)$$

ここで、

T_S = スwitchング周期

f_{SW} = スwitchング周波数

$D1$ = MOSFET 1 および 3 のデューティ・サイクル

$D2$ = MOSFET 2 および 4 のデューティ・サイクル

$\tau 1$ = $(R_{ON1} + R_{ON3} + R_{ESR_FLY}) \cdot C_{FLY}$

$\tau 2$ = $(R_{ON2} + R_{ON4} + R_{ESR_FLY}) \cdot C_{FLY}$

R_{ONX} = MOSFET X の抵抗 (Ω 単位)

アプリケーション情報

図 19a は、標準的な LTC7821 の出力段セットアップを示しており、図 19b はその等価回路を示しています。M3 と M4 は降圧コンバータ・スイッチを構成し、その電力は MID から供給され、その電圧は次式で与えられることに注目してください。

$$V_{MID} = \frac{V_{IN}}{2} - \left(I_{OUT} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \frac{1}{\eta} \right) \cdot Z_{MID}$$

ここで、 η = 降圧コンバータの効率です。

η に使用するのに適した控えめな値は 0.9 です。

上式によって MID の平均電圧が得られますが、これには AC リップルが含まれません。C_{MID} のリップル電圧は次式で与えられます（「C_{FLY} と C_{MID} の選択」セクションを参照してください）。

$$V_{C_{MID_RIPPLE}} = \frac{I_{OUT} \cdot t_{ON}}{2C_{MID}}$$

そのため、MID 電圧の $V_{IN}/2$ からの最大逸脱量は、次式で与えられます。

$$\Delta V_{MID_IDEAL} = \frac{V_{IN}}{2} - V_{MID} - \frac{I_{OUT} \cdot t_{ON}}{2C_{MID}}$$

上式を、HYS_PRGM 電圧設定におけるガイドラインとして使用してください。

設計例

48V から 5V、25A、動作周波数 500kHz のアプリケーションを例として使用します。出力電流が大きいので、電流ループの安定化には DCR 検出を使用します。

500kHz で動作させるため、68k の抵抗を FREQ とグラウンドの間に接続します。

$V_{IN} = 48V$ であるため、M1 には Infineon BSC027N06LS5 を選択しました。これは 60V の MOSFET です。M2～M4 には、30V の MOSFET でこのアプリケーションには十分です。M2 と M3 には、Infineon BSC032N04LS を選択し、M4 には Infineon BSC014N04LSI を選択しました。

$$M1, M3 \text{ DUTY CYCLE} = \frac{5}{24} = 0.208$$

$$T_{OFF} = (1 - 0.208) \cdot 2\mu s = 1.58\mu s$$

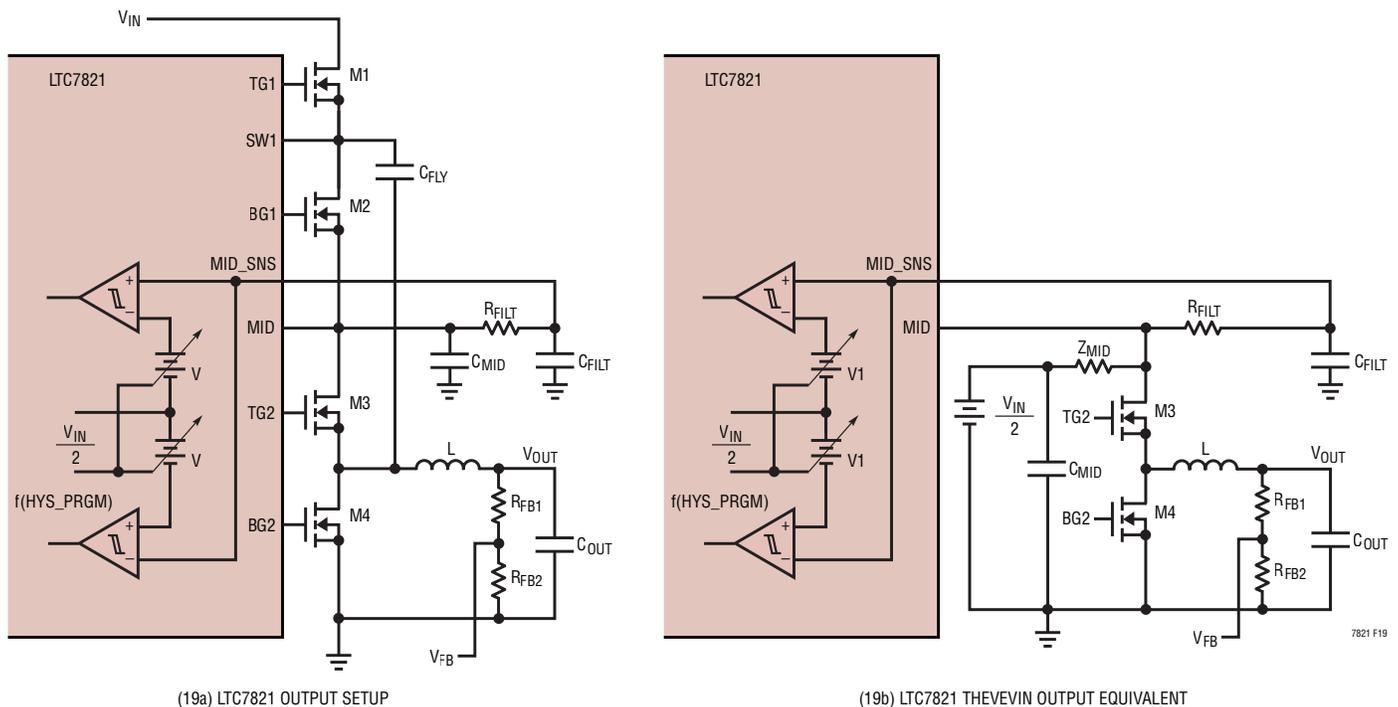


図 19. LTC7821 の出力設定

アプリケーション情報

インダクタ電流リップルをまず出力電流の40%にスケール調整すると、 $\Delta I_L = 0.4 \cdot 25 = 10A$ となります。

$$\text{したがって、} L = \frac{V_{OUT} \cdot T_{OFF}}{\Delta I_L} = \frac{5 \cdot 1.58 \cdot 10^{-6}}{10} = 0.79 \mu\text{H}$$

代わりに0.9 μH のインダクタンス(Coilcraft SER2011-901L)を選択します。すると、 $\Delta I_L = 8.8A$ になります。インダクタを流れるRMS電流は次のとおりです。

$$\begin{aligned} I_{RMS_L} &= \sqrt{\left(I_{OUT}^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12} \right)} \\ &= \sqrt{25^2 + \frac{0.4^2}{12}} \\ &= 25.2A \end{aligned}$$

メーカーのデータシートより、インダクタの温度上昇は15°Cです。しかし、この温度上昇には、インダクタ全体の温度を上昇させる、PCBを介したMOSFETからの熱伝導は考慮されていません。基板のレイアウト方法や、エアフローの量によっては、正味の温度上昇はもっと高くなることがあります。この設計例では、正味の温度上昇を50°Cと仮定します。

このインダクタの標準的DCRは標準値1.2m Ω 、最大値1.34m Ω 、温度上昇が50°Cで、DCRの温度係数を0.4%/°Cと仮定すると、最大DCRは次のようになります。

$$\begin{aligned} R_{DC\Delta=15^\circ\text{C}} &= 1.34 \cdot \left(1 + \frac{0.4 \cdot 50}{100} \right) \cdot 10^{-3} \\ &= 1.61 \text{m}\Omega \end{aligned}$$

$V_{SENSE} = 50\text{mV}$ のとき、DCRによってピーク・インダクタ電流は31Aに設定されます。8.8Aのリップル ΔI_L で、このアプリケーションは25Aの出力電流を供給します。

検出回路網には、 $C1 = 0.22 \mu\text{F}$ を選択します。すると、次のようになります。

$$\begin{aligned} R8 &= \frac{L}{C1 \cdot \text{DCR}} \\ &= 3.4 \text{k}\Omega \end{aligned}$$

この設計では、3.32kの抵抗を選択します。

次に選択する部品は C_{MID} と C_{FLY} です。この例では、次式が成り立ちます。

$$C_{MID} = C_{FLY}$$

C_{MID} と C_{FLY} のリップルをそのDCバイアスの1%に維持すると、次のようになります。

$$\begin{aligned} \Delta V_{C_{MID}} \text{ and } \Delta V_{C_{FLY}} &= 0.01 \cdot 24 \\ &= 240 \text{mV} \end{aligned}$$

したがって、次式が成り立ちます。

$$\begin{aligned} C_{FLY} &= \frac{I_{OUT} \cdot t_{ON}}{2 \cdot \Delta V_{C_{MID}}} \\ &= \frac{25 \cdot 0.42 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0.24} \\ &= 21.88 \mu\text{F} \\ &= C_{MID} \end{aligned}$$

これらのコンデンサに選択された電圧定格は50Vです。この定格であっても、その電圧係数によって実際の容量は減少します。 C_{MID} および C_{FLY} それぞれに6 \times 10 μF を選択します。この値の C_{MID} を使用すると、MIDの電圧リップルは次のようになります。

$$\begin{aligned} V_{C_{MID_ripple}} &= \frac{I_{OUT} \cdot t_{ON}}{2 \cdot 60 \cdot 10^{-6}} \\ &= 87.5 \text{mV} \end{aligned}$$

次に選択する部品はブートストラップ・コンデンサです。M1について、 $V_{GS} = 0\text{V}$ から6Vへとゲートを充電するために必要なゲート電荷は次式で表されます。

$$Q_G = 9 \text{nC}$$

そのため、その等価ゲート容量は次のようになります。

$$C_G = \frac{Q_G}{V_{GS}} = 1.5 \text{nF}$$

したがって、次のようになります。

$$\begin{aligned} C_{BST1} &= 99 \cdot C_G \\ &= 0.15 \mu\text{F} \end{aligned}$$

以下を使用して下さい。

$$C_{BST1} = 0.22 \mu\text{F}$$

$$C_{BST2} = 0.47 \mu\text{F}$$

$$C_{BST3} = 1 \mu\text{F}$$

アプリケーション情報

ショットキ・ダイオードについては、CentralのCMD5H-4を使用します。

メーカーのデータシートより、M1～M4の $R_{DS(ON)}$ はそれぞれ、 $3.1\text{m}\Omega$ 、 $3.2\text{m}\Omega$ 、 $3.2\text{m}\Omega$ 、 $1.4\text{m}\Omega$ です。MIDノードの等価インピーダンス(Z_{MID})は、次式で計算できます。

$$Z_{MID} = \frac{1}{8 \cdot C_{FLY} \cdot f_{SW}} \cdot \left(\coth\left(\frac{D1 \cdot T_S}{2 \cdot \tau_1}\right) + \coth\left(\frac{D2 \cdot T_S}{2 \cdot \tau_2}\right) \right)$$

$$= 18.15\text{m}\Omega$$

その結果、MIDの平均電圧は次のようになります。

$$V_{MID} = V_{IN}/2 - (31\text{A} \cdot 18.15\text{m}\Omega)$$

$$= 23.437\text{V}$$

C_{MID} のリップル電圧を考慮に入れると、最小 V_{MID} は次のようになります。

$$V_{MID_MIN} = 23.437 - 0.0875$$

$$= 23.35\text{V}$$

これは、MIDポイントにおける理想的な電圧である24Vより650mV低い値です。したがって、100kの抵抗を使用して、HYST_PRGMピンの電圧を1Vに設定します。

完成した設計例の回路図を図20に示します。

最小オン時間に関する検討事項

最小オン時間 $t_{ON(MIN)}$ は、LTC7821が上側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上側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リミットに接近する可能性があるため、次の条件が成り立つように注意する必要があります。

$$t_{ON(MIN)} < \frac{2 \cdot V_{OUT}}{V_{IN}(f)}$$

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。

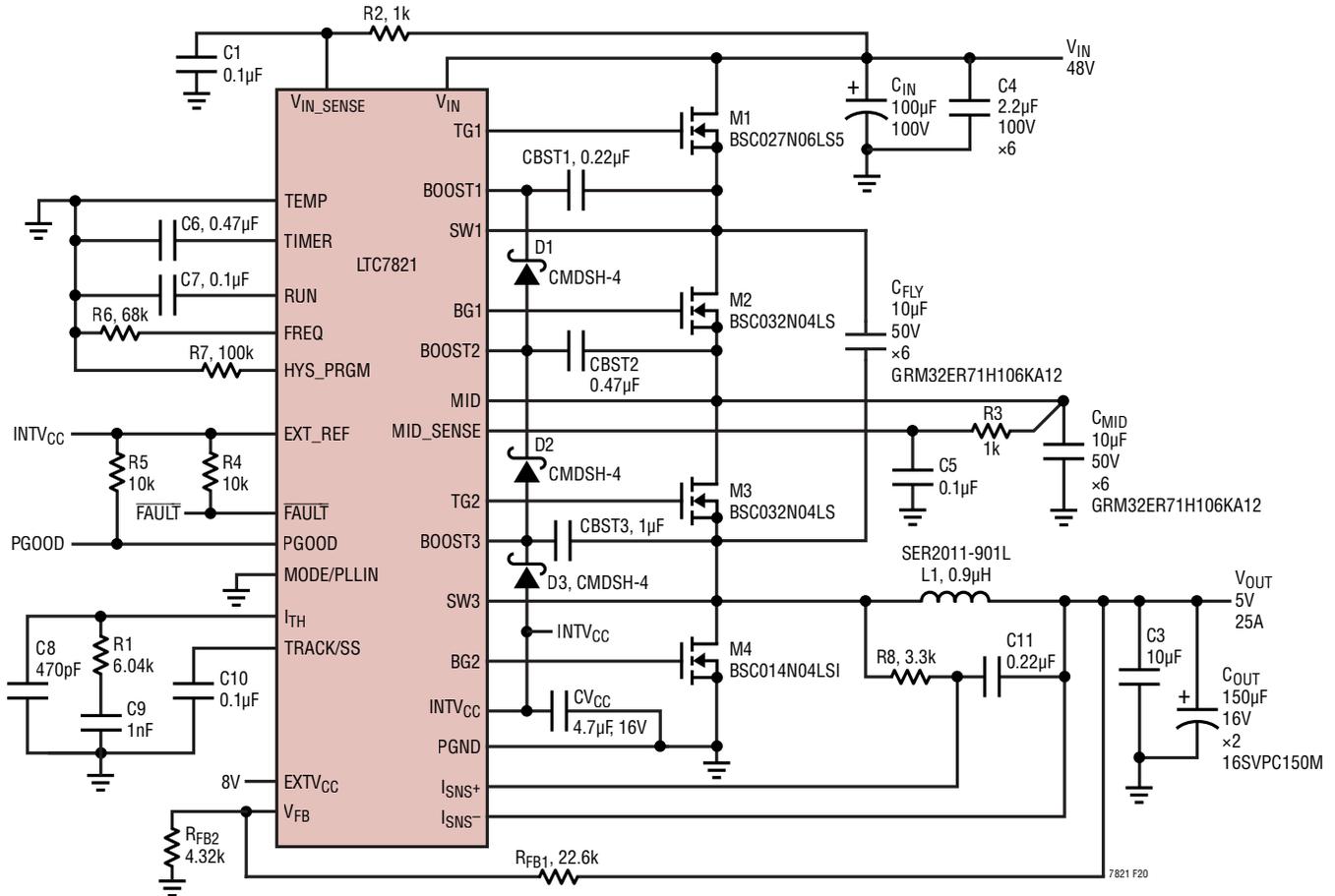
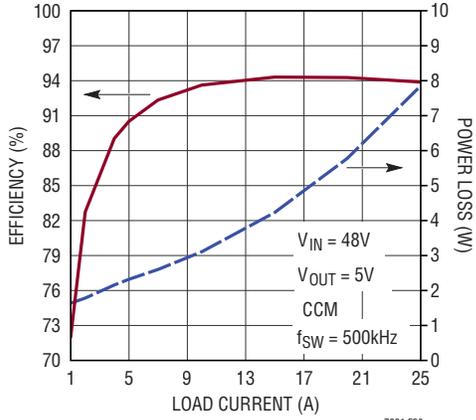
LTC7821の最小オン時間は(PCBレイアウトが適切であれば)約210ns、インダクタ電流リップルは最小で30%、電流検出信号のリップルは少なくとも10mV～15mVです。最小オン時間はPCBの電圧ループや電流ループのスイッチング・ノイズの影響を受けることがあります。ピーク電流検出電圧が低下するにつれて、最小オン時間は増加します。これは、強制連続アプリケーションでリップル電流が小さく負荷が軽い場合に、特に懸念される点です。この状況でデューティ・サイクルが最小オン時間の限度を下回ると、大きなサイクル・スキップが発生する可能性があり、それに応じて電流リップルと電圧リップルが大きくなります。

マルチフェーズ動作

出力電力の大きいアプリケーションでは、2つのLTC7821を並列接続して、2フェーズ・シングル出力の構成にできます。図22は、2つのLTC7821間の主な信号接続を示しています。

アプリケーション情報

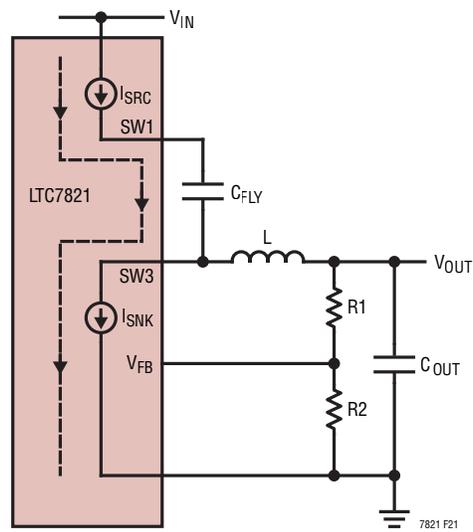
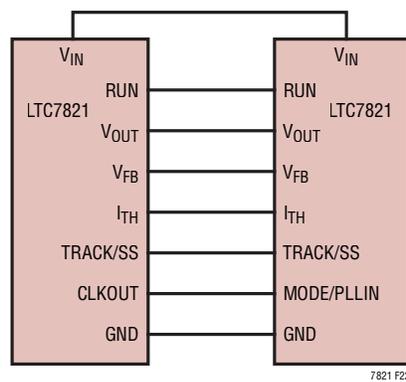
効率および電力損失と負荷電流
(48V入力、5V出力)



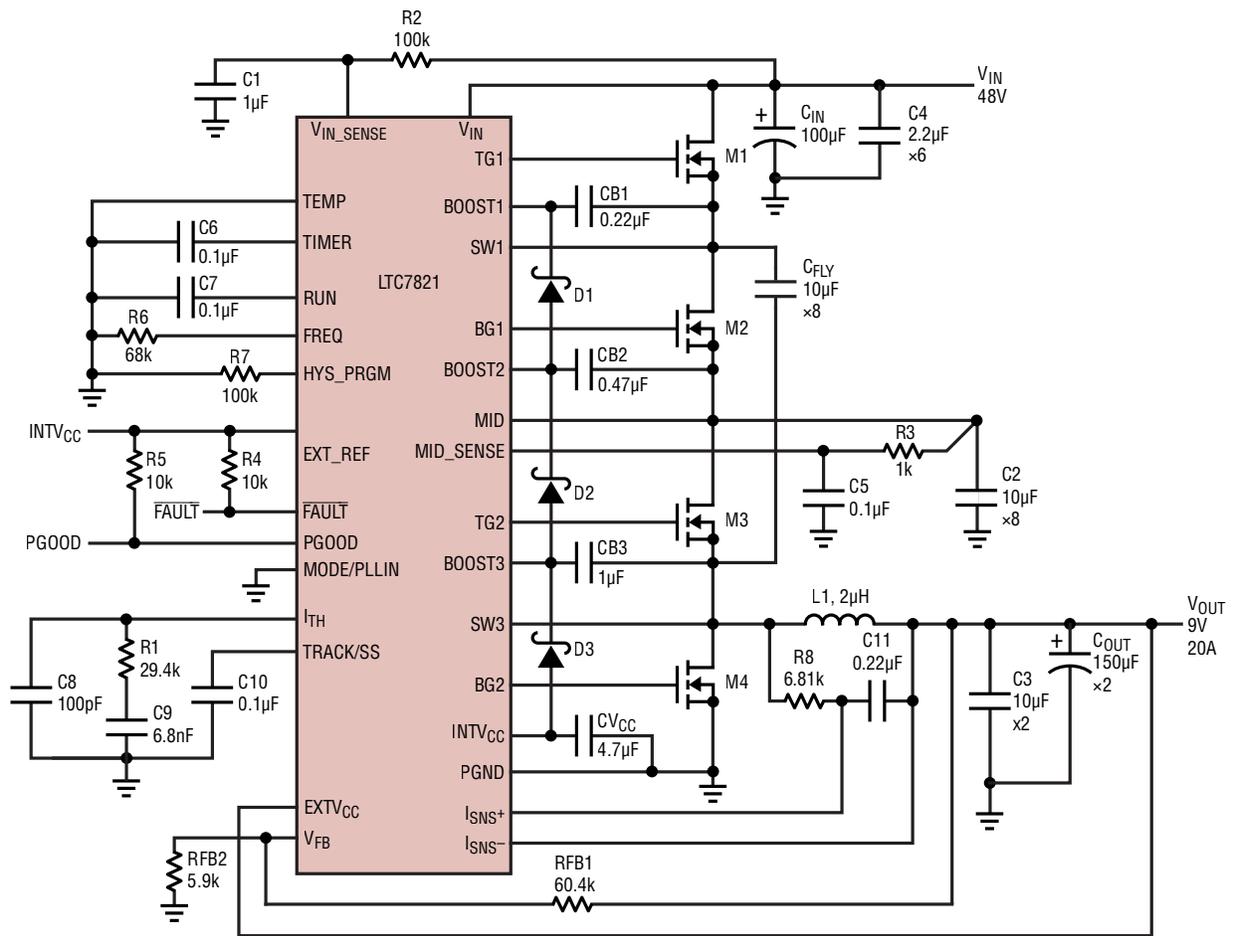
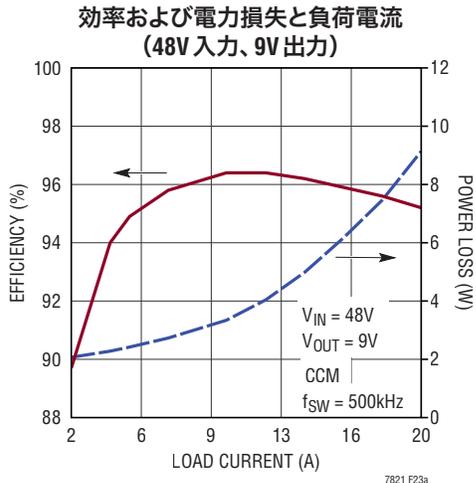
PIN NOT USED IN THIS CIRCUIT: CLKOUT

図 20. 48V 入力、5V 出力、500kHz、25A のアプリケーション

アプリケーション情報

図 21. C_{FLY} の事前バイアス電流経路図 22. 2フェーズ動作向けの LTC7821 の
主な信号の接続

アプリケーション情報



M1: INFINEON BSC057N08NS3
 M2, M3: INFINEON BSC032N04LS
 M4: INFINEON BSC014N04LSI

L1: COILCRAFT SER2011-202ML
 CFLY, C2: MURATA GRM32ER71H106KA12
 D1 TO D3: CENTRAL SEMICONDUCTOR CMDSH-4

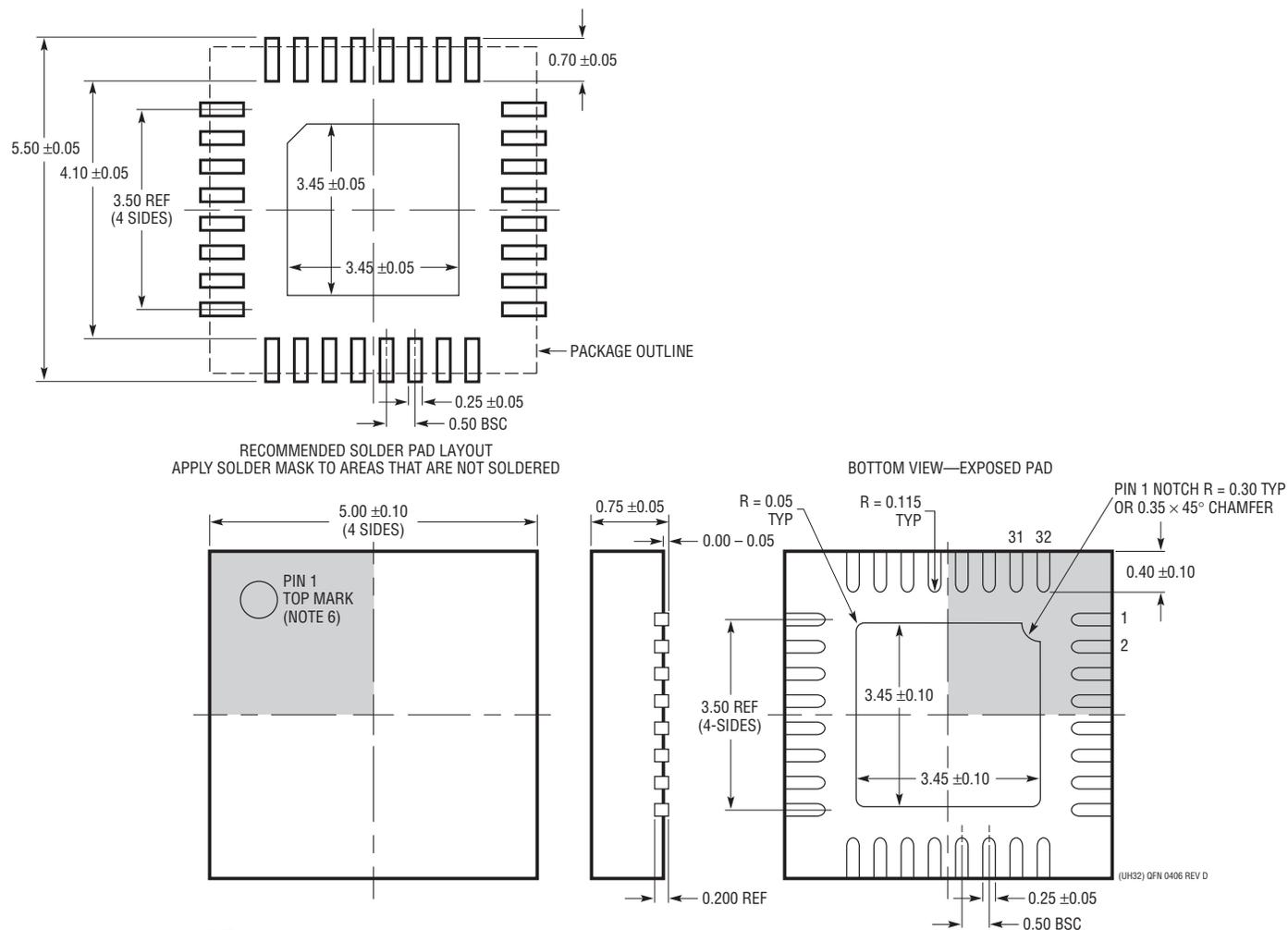
PIN NOT USED IN THIS CIRCUIT: CLKOUT

図 23. 500kHz 48V 入力、9V 出力、20A 降圧コンバータ

パッケージ

最新のパッケージ図は、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC7821#packaging> を参照してください。

UH Package
32-Lead Plastic QFN (5mm × 5mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1693 Rev D)

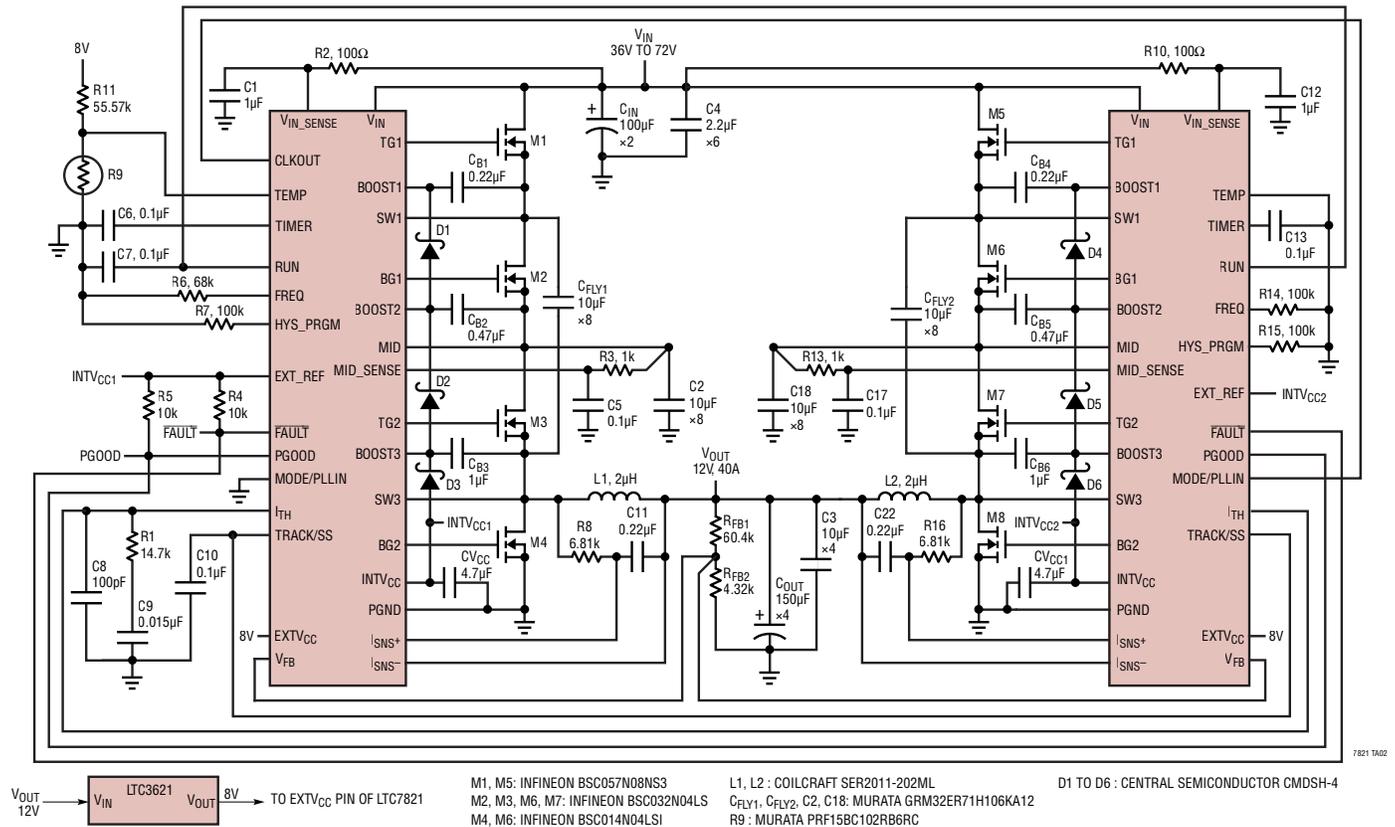


注記:

1. 図は JEDEC のパッケージ外形 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. 全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. 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン 1 の位置の参考に過ぎない

標準的応用例

高効率の500kHz、2相48V入力12V/40A出力降圧コンバータ



関連製品

製品番号	概要	注釈
LTC7820	固定比率、高電力、インダクタ不要の(チャージポンプ)DC/DCコントローラ	$6V < V \leq V_{IN} 72V$ 、デューティ・サイクル:50%固定、スイッチング周波数:100kHz~1MHz、(4mm×5mm) UFDパッケージ
LTC3895	低静止電流の150V、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 140V$ 、 $150V_{PK}$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 50\mu A$ 、PLL固定周波数:50kHz~900kHz
LTC3810	100V同期整流式降圧DC/DCコントローラ	オン時間が一定の谷電流モード、 $6.2V \leq V_{IN} \leq 100V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 0.93V_{IN}$ 、SSOP-28パッケージ
LTC3891	60V、99%デューティサイクルの、低静止電流、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$ 、 $I_Q = 50\mu A$ 、PLL固定周波数:50kHz~900kHz
LT3840	昇降圧バイアス電圧レギュレータを内蔵した60V、低静止電流、同期整流式降圧コントローラ	$2.5V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $1.23V \leq V_{OUT} \leq 60V$ 、 $I_Q = 75\mu A$ 、同期可能な固定周波数:100kHz~600kHz
LTC3892/ LTC3892-1	デューティ・サイクルが99%で低静止電流の60Vデュアル2相同期整流式降圧DC/DCコントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 0.99V_{IN}$ 、PLL固定周波数:50kHz~900kHz、調整可能なゲート駆動レベル:5V~10V、 $I_Q = 29\mu A$
LTC7813	低静止電流の同期整流式昇降圧DC/DCコントローラ	$4.5V$ (起動後は $2.2V$ でも動作) $\leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.8V \leq V_{OUT} \leq 60V$ 、調整可能なゲート駆動レベル:5V~10V、 $I_Q = 33\mu A$
LT8705A	入力電圧と出力電圧が80Vの同期式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	$2.8V \leq V_{IN} \leq 80V$ 、設定可能な動作周波数:100kHz~400kHz、(5mm×7mm) QFN-38およびTSSOP-38パッケージ
LTC3886	パワー・システム・マネージメント機能を搭載した60Vデュアル出力降圧コントローラ	$4.5V \leq V_{IN} \leq 60V$ 、 $0.5V \leq V_{OUT} (\pm 0.5\%) \leq 13.8V$ 、入力電流検出、EEPROMおよび16ビットADCとのI ² C/PMBusインタフェース
LTC3871	双方向マルチフェーズ同期整流式降圧/昇圧コントローラ	入力電圧、出力電圧、または電流のレギュレーション、V _{HIGH} の電圧:最大100V、V _{LOW} の電圧:最大30V