

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

特長

- 高さの低い、高電力密度、500W以上の能力
- ソフト・スイッチング: 99%のピーク効率および低EMI
- 分圧器 (2:1) の場合の最大 V_{IN} : 72V
- 電圧ダブル (1:2)/インバータ (1:1) の場合の最大 V_{IN} : 36V
- 広いバイアス V_{CC} 範囲: 6V ~ 72V
- 定常状態の動作へのソフトスタート
- 効率を向上するための 6.5V ~ 40V の $EXTV_{CC}$ 入力
- 入力電流検出および過電流保護
- 広い動作周波数範囲: 100kHz ~ 1MHz
- プログラム可能なタイマおよびリトライ付き出力短絡回路/OV/UV保護
- 熱特性が改善された 28ピン 4mm×5mm QFN パッケージ

アプリケーション

- バス・コンバータ
- 大電力の分散給電システム
- 通信システム
- 産業用アプリケーション

説明

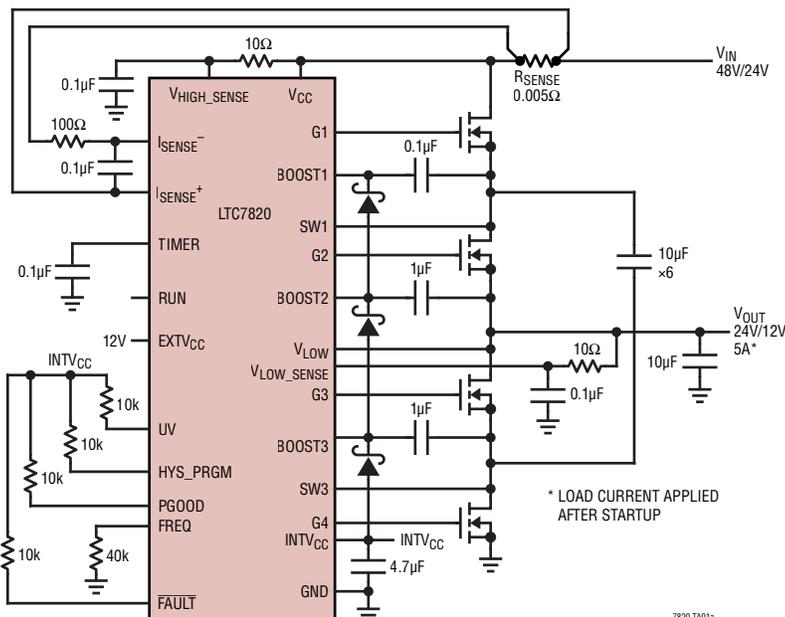
LTC[®]7820は、固定比率、高電圧、高電力のスイッチト・キャパシタ/チャージポンプ・コントローラです。このデバイスは、分圧器構成、電圧ダブル構成、またはインバータ構成で外付けパワー MOSFETを駆動するための4つのNチャネルMOSFETゲート・ドライバを内蔵しています。このデバイスは、最大72Vの入力電圧から2:1の降圧比、最大36Vの入力電圧から1:2の昇圧比、または最大36Vの入力電圧から1:1の反転比を実現します。各パワー MOSFETは、事前に設定された一定のスイッチング周波数で、50%のデューティ・サイクルでスイッチングします。システム効率を99%以上に最適化することができます。LTC7820は、高電力、非絶縁型中間バス・アプリケーションに、小型かつコスト効率の高いフォルト保護付きソリューションを提供します。

LTC7820のスイッチング周波数は、100kHz ~ 1MHzの範囲で直線的に設定することができます。このデバイスは、熱特性が改善された28ピンQFNパッケージで供給され、高電圧互換ピンのスペースを確保するために、一部のピンは接続されていません。

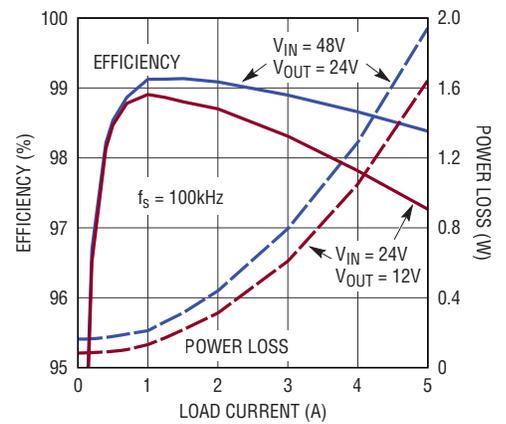
LT、LT、LTC、LTM、Linear Technology、Linearのロゴ、およびLTspiceは、アナログ・デバイス社の登録商標です。その他全ての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。9484799を含む米国特許によって保護されています。

標準的応用例

きわめて高効率の5A分圧器



効率および電力損失と負荷電流



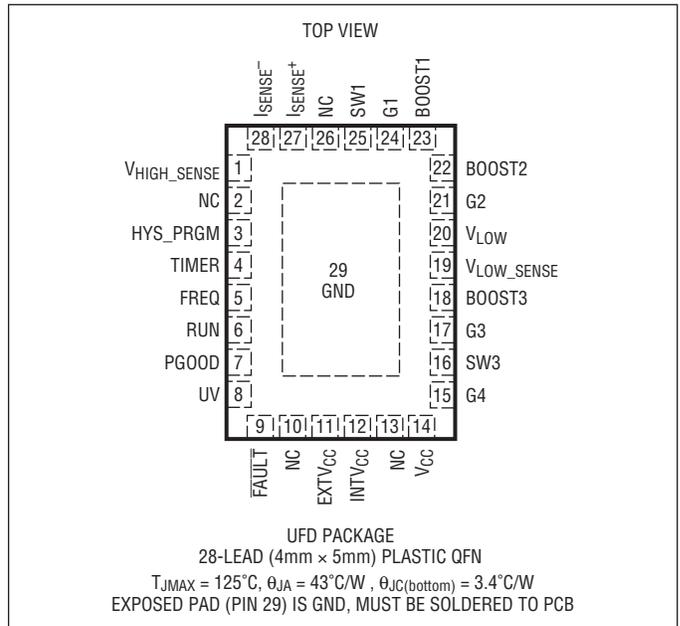
LTC7820

絶対最大定格

(Notes 1, 3)

V_{CC} 、 V_{HIGH_SENSE}	-0.3V ~ 80V
BOOST1	-0.3V ~ 86V
BOOST2、BOOST3	-0.3V ~ 51V
SW1	-5V ~ 80V
SW3	-5V ~ 45V
V_{LOW} 、 V_{LOW_SENSE}	-0.3V ~ 45V
I_{SENSE+} 、 I_{SENSE-}	-0.3V ~ 80V
(BOOST1 - SW1)、(BOOST2 - V_{LOW})	-0.3V ~ 6V
(BOOST3 - SW3)	-0.3V ~ 6V
$INTV_{CC}$ 、RUN	-0.3V ~ 6V
$EXTV_{CC}$ 、PGOOD	-0.3V ~ 45V
HYS_PRGM、FREQ、TIMER、UV	-0.3V ~ $INTV_{CC}$
\overline{FAULT}	-0.3V ~ 80V
$INTV_{CC}$ のピーク電流 (Note 10)	150mA
動作接合部温度	
範囲 (Note 2, 11)	-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/LTC7820#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
LTC7820EUFDF#PBF	LTC7820EUFDF#TRPBF	7820	28-Lead (4mmx5mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC7820IUFDF#PBF	LTC7820IUFDF#TRPBF	7820	28-Lead (4mmx5mm) 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、 $V_{CC} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
入力/出力電圧						
V_{CC}	IC Bias Voltage Range		6		72	V
V_{HIGH_SENSE}	V_{HIGH_SENSE} Voltage Range	(Note 6)	0		72	V
V_{LOW_SENSE}	V_{LOW_SENSE} Voltage Range		0		36	V
V_{VLOW}	V_{LOW} Voltage Range	(Note 5)	0		36	V
I_Q	Input DC Supply Current Shutdown Normal Operation	$V_{RUN} = 0\text{V}$ $V_{RUN} = 5\text{V}$, No Switching		60 1.5		μA mA
V_{UVLO}	Undervoltage Lockout Threshold	V_{INTVCC} Falling V_{INTVCC} Rising		4.85 5.05		V V
過電流保護						
I_{SENSE^+}	I_{SENSE^+} Pin Current	$I_{SENSE^+} = I_{SENSE^-} = 24\text{V}$ Pre-Balance Phase, $V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$, $I_{SENSE^+} = I_{SENSE^-} = 24\text{V}$, $V_{VLOW} = 12\text{V}$, $V_{VLOW_SENSE} = 11\text{V}$		220 93	350	μA mA
I_{SENSE^-}	I_{SENSE^-} Pin Current		●	-5	1	5 μA
V_{ISENSE}	Current Limit Threshold ($V_{ISNESE^+} - V_{ISENSE^-}$)		●	45	50	55 mV
ゲート・ドライバ						
$R_{G2,4}$	Pull-Up On-Resistance Pull-Down On-Resistance			2.5 1.5		Ω Ω
$R_{G1,3}$	Pull-Up On-Resistance Pull-Down On-Resistance			2.4 1.1		Ω Ω
$G1/G2 t_D$	G1 Off to G2 On Delay Time G2 Off to G1 On Delay Time	(Note 4)		50 50		ns ns
$G3/G4 t_D$	G3 Off to G4 On Delay Time G4 Off to G3 On Delay Time	(Note 4)		60 60		ns ns
$G1/G3 t_D$	G1 On to G3 On Delay Time G3 Off to G1 Off Delay Time	(Note 4)		5 10		ns ns
$G2/G4 t_D$	G2 On to G4 On Delay Time G4 Off to G2 Off Delay Time	(Note 4)		5 10		ns ns
$TG/BG t_{1D}$	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Time	(Note 4)		30		ns
$BG/TG t_{2D}$	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Time	(Note 4)		30		ns
RUNピン						
V_{RUN}	Run Pin On Threshold	V_{RUN} Rising	●	1.1	1.22	1.35 V
$V_{RUN,HYS}$	Run Pin On Hysteresis			80		mV
INTV_{CC}レギュレータ						
V_{INTVCC_VCC}	INTV _{CC} Voltage No Load	$6\text{V} < V_{CC} < 72\text{V}$, $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$		5.4	5.6	5.9 V
	INTV _{CC} Load Regulation	$I_{CC} = 0$ to 60mA, $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$			0.8	± 2 %
V_{INTVCC_EXT}	INTV _{CC} Voltage No Load with EXTV _{CC}	$12\text{V} < V_{EXTVCC} < 45\text{V}$ (Note 7)		5.4	5.6	5.9 V
	INTV _{CC} Load Regulation with EXTV _{CC}	$I_{CC} = 0$ to 50mA, $V_{EXTVCC} = 12\text{V}$			0.5	± 2 %
	EXTV _{CC} Switchover Voltage	V_{EXTVCC} Ramping Positive (Note 9)		6.35	6.5	6.65 V
	EXTV _{CC} HYSTERESIS			400		mV
V_{HIGH_SENSE} および V_{LOW_SENSE}						
R_{VHIGH_SENSE}	V_{HIGH_SENSE} to GND Resistance			1		M Ω
I_{VLOW_SENSE}	V_{LOW_SENSE} Pin Current	$V_{CC} = 51\text{V}$, $V_{LOW_SENSE} = 45\text{V}$		± 1	± 10	μA

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、 $V_{CC} = 12\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{LOW}							
$I_{SOURCEVLOW}$	Source Current to V_{LOW} Pin from I_{SENSE}^+	$I_{SENSE}^+ = V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$, $V_{LOW_SENSE} = 11\text{V}$, $V_{LOW} = 12\text{V}$, Timer = 1V		93		mA	
$I_{SINKVLOW}$	Sink Current from V_{LOW} Pin to GND	$I_{SENSE}^+ = V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$, $V_{LOW_SENSE} = 13\text{V}$, $V_{LOW} = 12\text{V}$, Timer = 1V		50		mA	
発振器							
f_s	Oscillator Frequency Range		100	1000		kHz	
f_{NOM}	Nominal Frequency	$V_{FREQ} = 1.02\text{V}$		500		kHz	
I_{FREQ}	FREQ Setting Current	$V_{FREQ} = 1.02\text{V}$ (Note 3)	-9.5	-10	-10.5	μA	
FAULTB および HYS_PRGM							
R_{FAULT}	FAULT Pull-Down Resistance	$V_{FAULT} = 0.5\text{V}$		200	400	Ω	
I_{FAULT_LEAK}	FAULT Leakage Current	$V_{FAULT} = 80\text{V}$			± 2	μA	
I_{HYS_PRGM}	HYS_PRGM Setting Current	$V_{HYS_PRGM} = 1\text{V}$ (Note 3)	●	-9.3	-10	-10.7	μA
$V_{VLOW_SENSE_FAULT}$	V_{LOW_SENSE} Voltage Trigger Fault	$V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$, $V_{HYS_PRGM} = 0\text{V}$ V_{VLOW_SENSE} Ramp Up	●	12.2	12.3	12.4	V
		$V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$, $V_{HYS_PRGM} = 0\text{V}$ V_{VLOW_SENSE} Ramp Down	●	11.6	11.7	11.8	V
		$V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$, $V_{HYS_PRGM} = 5\text{V}$ V_{VLOW_SENSE} Ramp Up	●	12.7	12.8	12.9	V
		$V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$, $V_{HYS_PRGM} = 5\text{V}$ V_{VLOW_SENSE} Ramp Down	●	11.1	11.2	11.3	V
$V_{VLOW_SENSE_FAULT}$	V_{LOW_SENSE} Voltage Trigger Fault	$V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$, $V_{HYS_PRGM} = 2.4\text{V}$ V_{VLOW_SENSE} Ramp Up	●	14.15	14.3	14.45	V
		$V_{HIGH_SENSE} = 24\text{V}$, $V_{HYS_PRGM} = 2.4\text{V}$ V_{VLOW_SENSE} Ramp Down	●	9.5	9.65	9.8	V
UV コンパレータ および PGOOD							
V_{UVTH}	UV Pin Comparator Threshold	UV Pin Voltage Rising	0.985	1.01	1.035	V	
V_{UVHYS}	Undervoltage Hysteresis			120		mV	
R_{PGOOD}	PGOOD Pull-Down Resistance	$V_{PGOOD} = 0.5\text{V}$		150	300	Ω	
I_{PGOOD_LEAK}	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 45\text{V}$			± 1	μA	
タイマ							
I_{TIMER}	Timer Pin Current	$V_{TIMER} < 0.5\text{V}$ or $V_{TIMER} > 1.2\text{V}$ (Note 3)		-3.5		μA	
		$0.5\text{V} < V_{TIMER} < 1.2\text{V}$ (Note 3)		-7		μA	

Note 1: 「絶対最大定格」のセクションに記載された値を超えるストレスはデバイスに回復不可能な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: LTC7820は T_J が T_A にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC7820E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学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC7820Iは $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲で保証されている。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。 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。
 $T_J = T_A + (P_D \cdot 43^\circ\text{C}/\text{W})$

Note 3: デバイスのピンに流れ込む電流は全て正。デバイスのピンから流れ出す電流は全て負。注記がない限り、全ての電圧はグラウンドを基準にしている。

Note 4: 遅延時間は、 $SW3 = V_{LOW} = 6\text{V}$ 、 $SW1 = 12\text{V}$ で、50% レベルを使用して測定される。

Note 5: 分圧器アプリケーションの場合の最大出力動作電圧は36V、電圧ダブラ・アプリケーションの場合の最大入力動作電圧は36Vである。

Note 6: 分圧器アプリケーションの場合の最大入力動作電圧は72V、電圧ダブラ・アプリケーションの場合の最大出力動作電圧は72Vである。

Note 7: $V_{CC} > 15\text{V}$ の場合、効率を向上してデバイスの温度を下げるために、 V_{CC} よりも低い $EXTV_{CC}$ を推奨する。

Note 8: 注記がない限り、全ての電圧はGNDピンを基準にする。

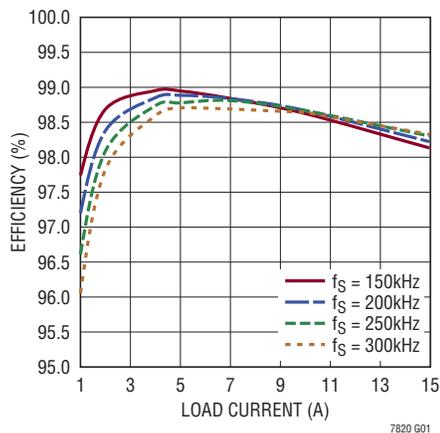
Note 9: $EXTV_{CC}$ がイネーブルされるのは、 V_{CC} が7Vより高い場合に限られる。

Note 10: 設計により保証されている。

Note 11: 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。

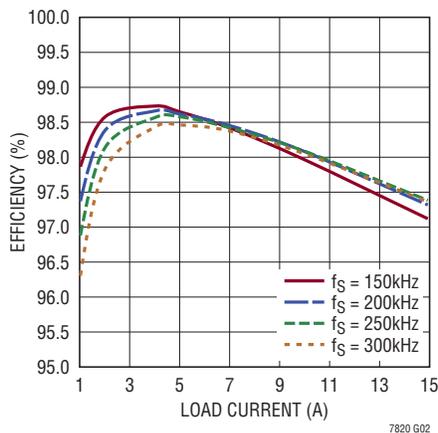
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

効率と負荷電流
図7の48Vから24Vへの分圧器



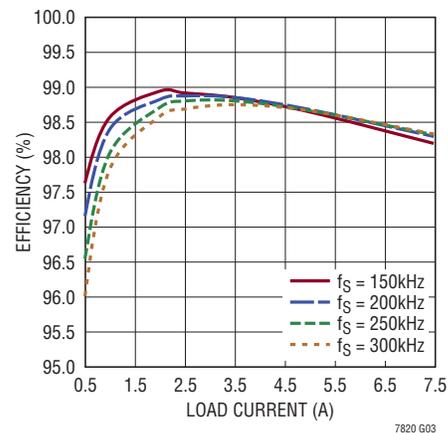
7820 G01

効率と負荷電流
図7の24Vから12Vへの分圧器



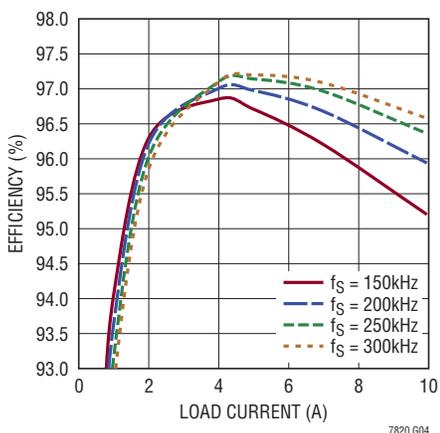
7820 G02

効率と負荷電流
図8の24Vから48Vへの電圧ダブル



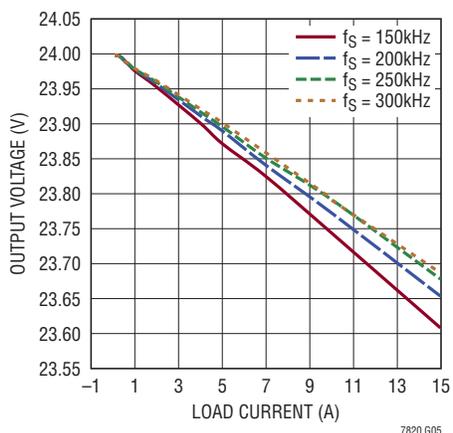
7820 G03

効率と負荷電流
図9の24Vから-24Vへのインバータ



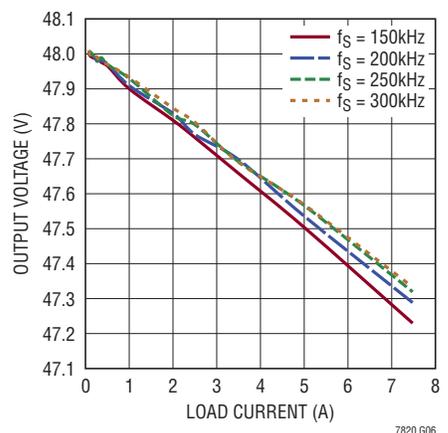
7820 G04

出力電圧と負荷電流
図7の48Vから24Vへの分圧器



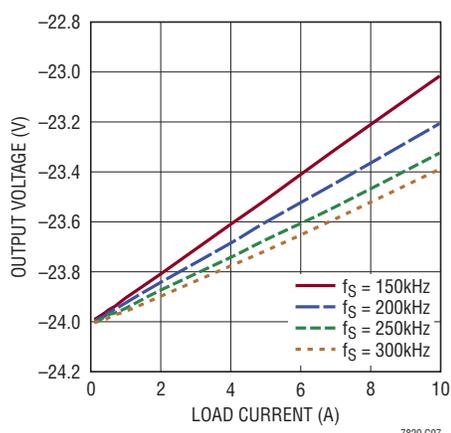
7820 G05

出力電圧と負荷電流
図8の24Vから48Vへの電圧ダブル



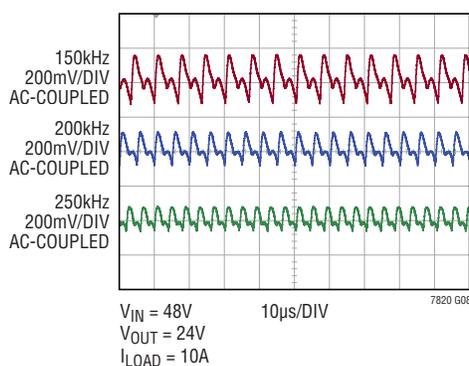
7820 G06

出力電圧と負荷電流
図9の24Vから-24Vへのインバータ



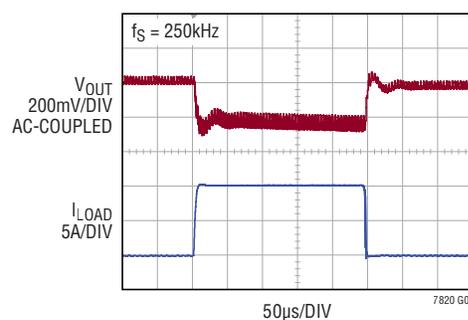
7820 G07

図7の定常状態での出力リップル



7820 G08

負荷トランジェント 0A-10A-0A
図7の48Vから24Vへの分圧器

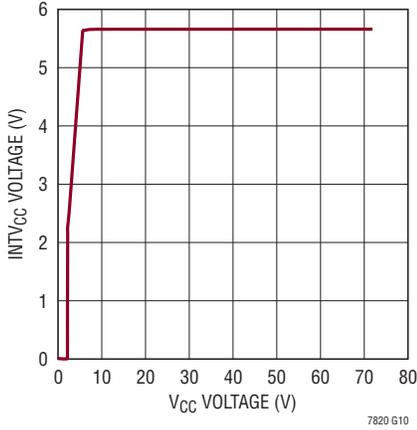


7820 G09

LTC7820

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

INTV_{CC}の入力レギュレーション



V_{CC}のシャットダウン電流と温度

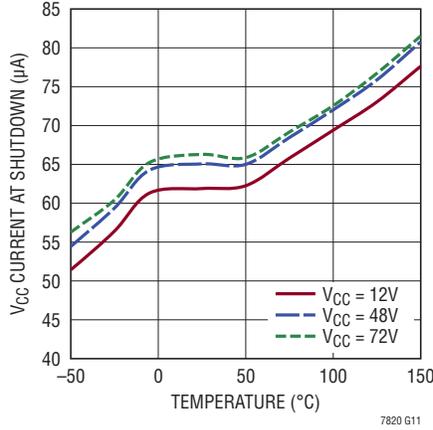
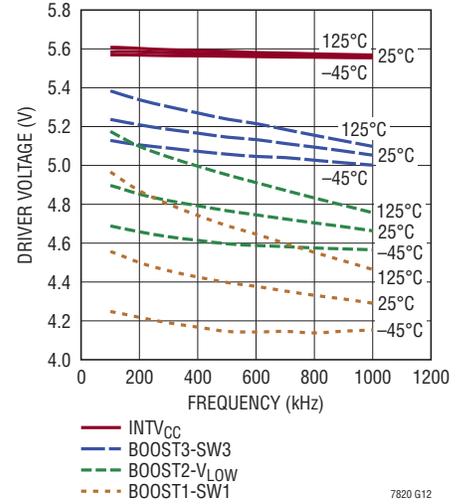
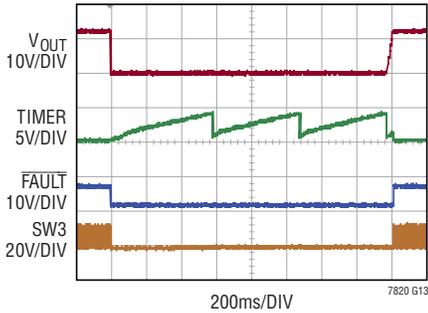


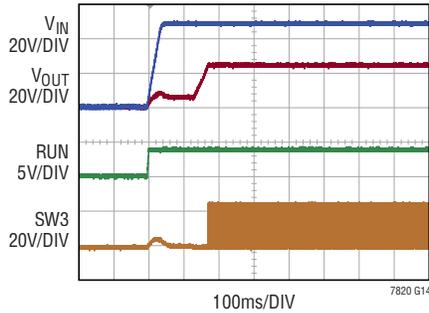
図7の分圧器の電圧と周波数



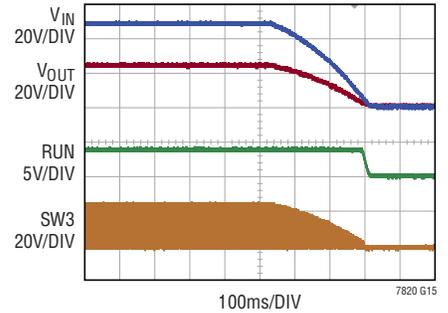
短絡およびリトライ
24Vから12Vへの分圧器



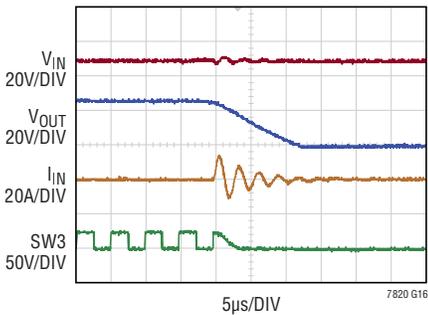
起動時の48Vから24Vへの分圧器、
RUNピンはフロート状態



シャットダウン時の48Vから24Vへの
分圧器、RUNピンはフロート状態



48Vから24Vへの分圧器の
短絡時の入力電流



分圧器の入カトランジェント
 $t_r = t_f = 100\ \mu\text{s}$ 、 $f_s = 500\ \text{kHz}$

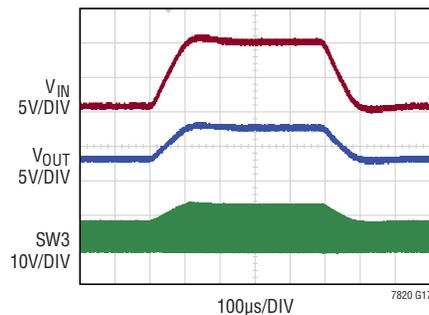
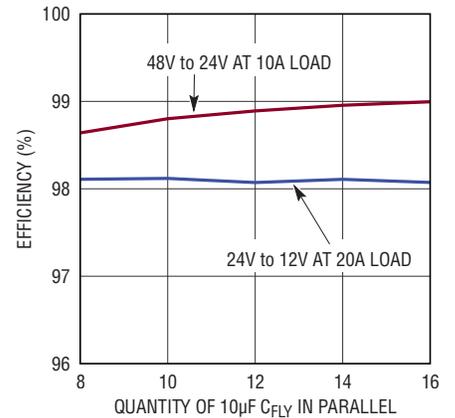


図11の分圧器の効率とC_{FLY}



ピン機能

UV (ピン 8) : 低電圧コンパレータ入力。UV ピンの電圧が 0.9V よりも低い場合、PGOOD ピンがプルダウンされますが、コントローラはスイッチング動作を維持します。UV ピンの電圧が 1V よりも高く、フォルトが存在しない場合、PGOOD ピンが解放されます。使用しない場合は、INTV_{CC} に接続します。

I_{SENSE}⁺ (ピン 27) : 電流検出コンパレータの正入力。電流検出抵抗の正ノードにケルビン接続します。電流検出抵抗を、一番上の MOSFET のドレインに接続する必要があります。I_{SENSE}⁺ ピンと I_{SENSE}⁻ ピンの間の電圧が 50mV よりも高い場合、コントローラは、FAULT ピンの電圧を引き下げることによって過電流フォルトを示します。I_{SENSE}⁺ ピンは、分圧器アプリケーションにおける起動時のコンデンサの事前バランス調整時間の間、V_{LOW} ピンに 93mA の電流を供給するのにも使用します。このピンを使用しない場合は、一番上の MOSFET のドレインに直接接続します。

I_{SENSE}⁻ (ピン 28) : 電流検出コンパレータの負入力。電流検出抵抗の負ノードにケルビン接続します。使用しない場合は、I_{SENSE}⁺ に短絡してください。

RUN (ピン 6) : 実行制御入力。RUN を 1.14V 未満に強制するとコントローラがシャットダウンします。RUN の電圧が 1.22V よりも高い場合、内部回路が起動します。RUN ピンの電圧が 1.14V を下回った場合、RUN ピンから 1 μ A のプルアップ電流が流れ、RUN ピンの電圧が 1.22V を超えた場合、RUN ピンから追加で 5 μ A の電流が流れます。

TIMER (ピン 4) : 充電バランスおよびフォルト・タイマ制御入力。このピンとグラウンドの間のコンデンサは、起動時に V_{LOW} を V_{HIGH_SENSE}/2 の電圧に充電するための時間を設定します。このコンデンサは、短絡リトライ時間も設定します。詳細は、「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。

FAULT (ピン 9) : オープンドレイン出力ピン。V_{LOW_SENSE} 電圧がウィンドウしきい値を外れている場合、または I_{SENSE}⁺ と I_{SENSE}⁻ の間の電圧が 50mV よりも高い場合、FAULT はグラウンドに引き下げられます。FAULT ピンは、INTV_{CC} の UVLO 状態でもグラウンドに引き下げられます。

PGOOD (ピン 7) : オープンドレイン出力ピン。いずれかのフォルトが存在する場合、または UV ピンが低電圧状態を示している場合、PGOOD はグラウンドに引き下げられます。

HYS_PRGM (ピン 3) : このピンとグラウンドの間に接続された抵抗は、V_{HIGH_SENSE}/2 と V_{LOW_SENSE} の間の電圧差をモニタするウィンドウ・コンパレータの 2 つのしきい値を設定します。このピンからは 10 μ A の電流が流れ出します。

G4 (ピン 15) : 下側 (同期) N チャネル MOSFET の大電流ゲート駆動ピン。このピンの電圧振幅はグラウンドから INTV_{CC} までです。

G3 (ピン 17) : 3 番目の上側 N チャネル MOSFET の大電流ゲート駆動ピン。これは、BOOST3 と SW3 の間で振幅する電圧を持つフローティング・ドライバの出力です。

G2 (ピン 21) : 2 番目の上側 N チャネル MOSFET の大電流ゲート駆動ピン。これは、BOOST2 と V_{LOW} の間で振幅する電圧を持つフローティング・ドライバの出力です。

G1 (ピン 24) : 一番上の N チャネル MOSFET の大電流ゲート駆動ピン。これは、BOOST1 と SW1 の間で振幅する電圧を持つフローティング・ドライバの出力です。

SW1/SW3 (ピン 25/ピン 16) : スイッチ・ノードの接続点。

BOOST1, BOOST2, BOOST3 (ピン 23, 22, 18) : 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。これらの BOOST ピンと、それらの各 SW_n ピンおよび V_{LOW} ピンとの間にコンデンサを接続します。

EXTV_{CC} (ピン 11) : EXTV_{CC} LDO への外部電源入力。この LDO は、EXTV_{CC} が 6.5V よりも高く、かつ V_{CC} が 7V よりも高い場合に、必ず INTV_{CC} に電力を供給します。このピンの電圧が 40V を超えないようにしてください。

INTV_{CC} (ピン 12) : 内部の低損失リニア・レギュレータの出力。ドライバと制御回路にはこの電圧源から電力が供給されません。最小 4.7 μ F のセラミック・コンデンサまたは他の低 ESR コンデンサを使って、このピンを電源グラウンドにバイパスする必要があります。コンデンサによるバイパス以外の他の接続は許可されません。

V_{CC} (ピン 14) : 内部回路および INTV_{CC} リニア・レギュレータ用の電源ピン。このピンと電源グラウンドの間にバイパス・コンデンサを接続します。

V_{HIGH_SENSE} (ピン 1) : ケルビン検出入力。上側 MOSFET のドレインの電圧をモニタします。

V_{LOW} (ピン 20) : V_{HIGH_SENSE} の電圧の 1/2 の電源。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。

V_{LOW_SENSE} (ピン 19) : ケルビン検出入力。V_{LOW} の電圧をモニタします。

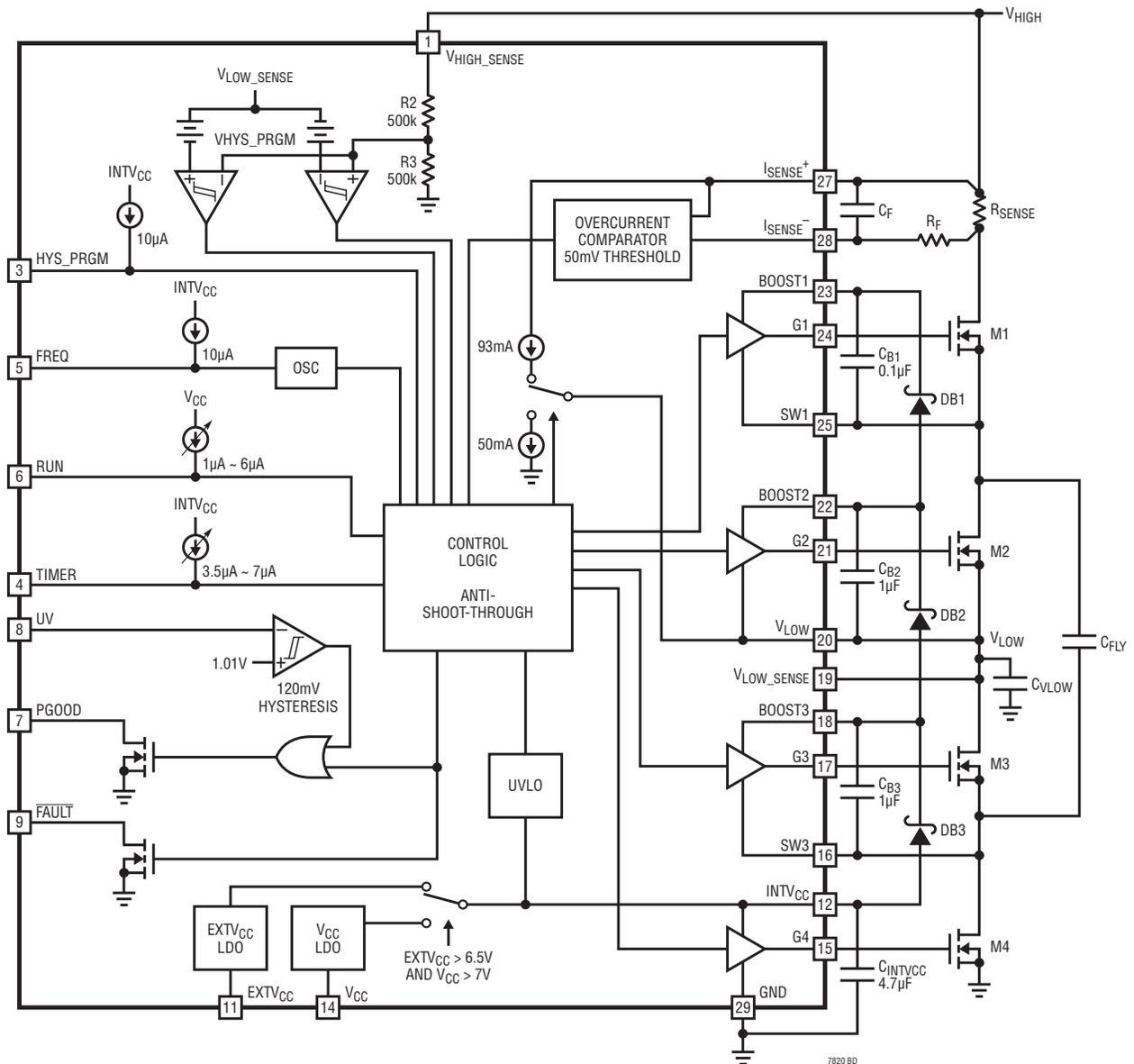
ピン機能

FREQ (ピン5) : 周波数設定ピン。このピンからは10 μ Aの高精度電流が流れ出します。このピンとグラウンドの間に接続された抵抗によって電圧を設定し、この電圧によって周波数をプログラムします。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。

NC (ピン2、10、13、26) : 接続なし。これらのピンは、必ずフロート状態にしてください。これらのピンは、隣接する高電圧ピンを絶縁するために、意図的にスキップされています。

GND (露出パッドのピン29) : 信号および電源グラウンド。全ての小信号用部品はこのグラウンドに接続し、このグラウンド自体はシステム電源グラウンドに一点接続します。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・グラウ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システム電源グラウンドに接続します。インバータ・アプリケーションの場合、GNDを負出力に接続します。その場合も、全ての小信号用部品はGNDピンを基準にします。

ブロック図



動作

メイン制御

LTC7820は、大電力、高電圧アプリケーション向けの固定周波数、開ループ・スイッチト・キャパシタ/チャージポンプ・コントローラです。その動作に関する以下の説明については、「ブロック図」を参照してください。定常状態の動作では、NチャネルMOSFET M1およびM3が、事前に設定されたスイッチング周波数、約50%のデューティ・サイクル、および同じ位相でオン/オフします。NチャネルMOSFET M2およびM4は、MOSFET M1およびM3に対して相補的にオン/オフします。ゲート駆動の波形を図1に示します。

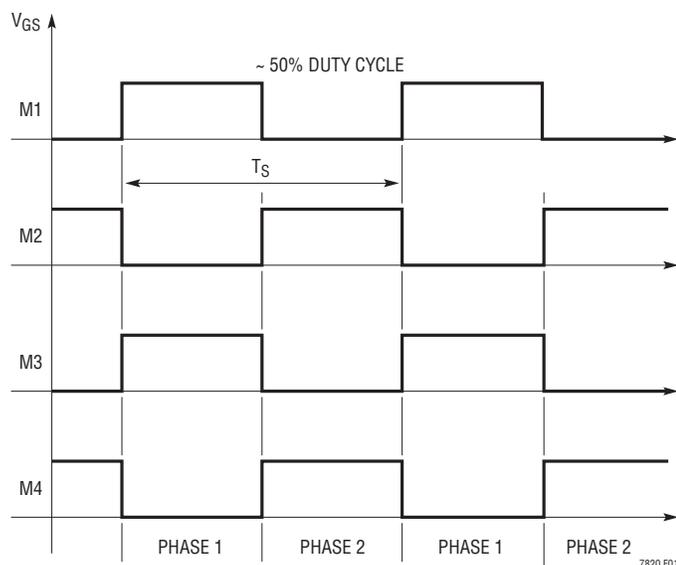


図1. ゲート駆動波形

位相1の間、M1とM3がオンになり、フライング・コンデンサ C_{FLY} が C_{VLOW} と直列になります。位相2の間、M2とM4がオンになり、 C_{FLY} が C_{VLOW} と並列になります。 V_{LOW} ピンの電圧は、定常状態ではMOSFET M1のドレインの上側電圧 (GNDピンを基準にする) の1/2に常に近づき、出力のきわめて低いインピーダンスに起因して変化する負荷による影響を受けません。LTC7820は、閉ループ帰還システムを使用して出力電圧を安定化しません。ただし、LTC7820は、 V_{LOW} ピンの過電圧または低電圧、過電流事象、過熱保護事象などのフォルト状態が発生したときにスイッチング動作を停止します。

INTV_{CC}/EXTV_{CC}電源

クワッドNチャネルMOSFETドライバおよび他の大部分の内部回路への電力は、INTV_{CC}ピンから供給されます。INTV_{CC}の電力は、通常は内蔵の5.5Vリニア・レギュレータによってV_{CC}から供給されます。V_{CC}が高入力電圧に接続されている場合、EXTV_{CC}ピンのオプションの外部電圧源が、2番目の5.5Vリニア・レギュレータをイネーブルし、EXTV_{CC}ピンからINTV_{CC}に電力を供給します。この効率の高い2番目のレギュレータをイネーブルするには、V_{CC}が7Vより高く、EXTV_{CC}ピンの電圧が6.5Vより高くなる必要があります。EXTV_{CC}ピンは40Vを超えないようにしてください。各上側MOSFETドライバはフローティング状態のブートストラップ・コンデンサ C_B からバイアスされます。このコンデンサは通常、各上側MOSFETがオフしているとき、各オフサイクル中に外付けのショットキ・ダイオードを通じて再充電されます。

起動とシャットダウン

RUNピンの電圧が1.14Vより低くなると、LTC7820はシャットダウン・モードに入ります。このモードでは、INTV_{CC}レギュレータを含めてほとんどの内部回路がオフになり、LTC7820は100 μ A未満の電流を消費します。シャットダウン状態では、全てのゲートG1/G2/G3/G4がアクティブに“L”に引き下げられて、外付けパワーMOSFETをオフにします。RUNピンを解放すると、1 μ Aの内部電流源がRUNピンをプルアップし、コントローラをイネーブルします。RUNピンの電圧が1.22Vより高くなると、このピンから流れる電流が5 μ A増加します。あるいは、RUNピンを外部から引き上げるか、またはロジックで直接ドライブすることもできます。このピンが6Vの絶対最大定格を超えないようにしてください。

RUNピンが解放されて、INTV_{CC}の電圧がUVLOを超えた後に、LTC7820が起動して、 V_{HIGH_SENSE} および V_{LOW_SENSE} の電圧を継続的にモニタします。LTC7820は、 V_{LOW_SENSE} 電圧が V_{HIGH_SENSE} 電圧の1/2に近づいた場合、または V_{LOW_SENSE} 電圧および V_{HIGH_SENSE} 電圧の両方がGNDに近づいた場合のみ、スイッチング動作を開始します。分圧器アプリケーションでは、 V_{LOW} は、 V_{HIGH_SENSE} 電圧の1/2に事前にバランス調整され、LTC7820はさまざまな初期状態でコンデンサを使用して起動することができます。

フォルト保護およびサーマル・シャットダウン

LTC7820は、フォルトに関して、システムの電圧、電流、および温度をモニタします。フォルト状態が発生した場合、LTC7820はスイッチング動作を停止し、 \overline{FAULT} ピンをプルダウンしま

動作

す。電圧フォルトを解消するには、 V_{LOW_SENSE} ピンの電圧が、 V_{HIGH_SENSE} 電圧の約 1/2 に設定されたウィンドウ内にあるか、または V_{HIGH_SENSE} 電圧が 1V を下回り、かつ V_{LOW_SENSE} 電圧が 0.5V を下回る必要があります。電流フォルトを解消するには、 I_{SENSE^+} ピンから I_{SENSE^-} ピンまでの電圧降下が 50mV 未満になる必要があります。温度フォルトを解消するには、デバイスの温度が 165°C 未満になる必要があります。

\overline{FAULT} ピンは、外付け抵抗によって最大 80V の電圧にプルアップすることができます。このピンは、外付け切断 FET を制御し、フォルト状態の発生時に入力と出力を絶縁するために使用できます。

ハイサイド電流検出

過電流保護のために、LTC7820 は検出抵抗 R_{SENSE} を使用して電流をモニタします。検出抵抗を、一番上の MOSFET M1 のドレインに配置する必要があります。分圧器アプリケーションおよびインバータ・アプリケーションの場合、電流が MOSFET M1 のドレインに流れ込むため、 I_{SENSE^+} ピンを検出抵抗に接続し、その後 MOSFET M1 のドレインに接続する必要があります。電圧ダブル・アプリケーションの場合、電流が MOSFET M1 のドレインから流れるため、 I_{SENSE^+} ピンを MOSFET M1 のドレインに直接接続する必要があります。例については、「標準的応用例」のセクションを参照してください。ほとんどのアプリケーションでは、検出抵抗を通る電流はパルス電流であり、そのピーク値は平均負荷電流よりも非常に高くなります。 I_{SENSE^-} ピンに接続される RC フィルタは、スイッチング周波数よりも低い時定数を持ち、正確な平均電流保護の設定に使用できます。過電流保護が不要な場合は、 I_{SENSE^+} ピンおよび I_{SENSE^-} ピンを相互に短絡し、それらを上側 MOSFET M1 のドレインに直接接続します。

周波数の選択

スイッチング周波数の選択は効率と部品サイズの間兼ね合いによって決まります。低周波数動作では MOSFET のスイッチング損失が減ることで効率が高まりますが、出力リップル電圧および出力インピーダンスを低く抑えるには大きな容量が必要です。FREQ ピンを使用して、コントローラの動作周波数を 100kHz ~ 1MHz の範囲で設定できます。FREQ ピンからは 10 μ A の高精度電流が流れ出しているため、GND との間に接続した 1 本の抵抗を使用し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。FREQ ピンの電圧は、抵抗値に 10 μ A の電流値を掛けた値になります(例えば、FREQ から

GND までの抵抗が 100k である場合、電圧は 1V になります)。直線的な領域では、スイッチング周波数 (f_s) を次式に基づいて推定できます。

$$f_s \text{ (kHz)} = R_{FREQ} \text{ (k}\Omega) \cdot 8 - 317 \text{ kHz}$$

また、FREQ ピンの電圧とスイッチング周波数の関係を図 2 に示します。

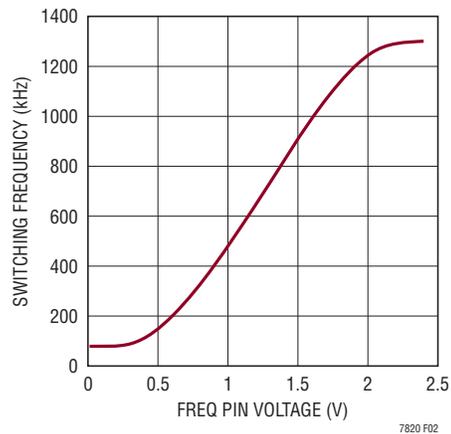


図 2. スwitching 周波数と FREQ ピンの電圧の関係

パワーグッドおよび UV (PGOOD ピンおよび UV ピン)

UV ピンの電圧が 1V よりも低い場合、PGOOD ピンが“L”に引き下げられます。RUN ピンが“L”になるか、LTC7820 が起動中のときにも、PGOOD ピンは“L”になります。LTC7820 がスイッチングしており、UV ピンが 1V よりも高い場合にのみ、PGOOD ピンが解放されます。UV ピンが“L”になると、PGOOD ピンは直ちにパワーバッドを示します。ただし、UV が 1V を超えた場合、内部には 20 μ s のパワーグッド・マスクおよび 100mV のヒステリシスが存在しています。PGOOD ピンは、外付け抵抗によって最大 45V の電源にプルアップすることができます。

PGOOD 信号を使用して、出力負荷をイネーブルまたはディスエーブルすることができます。負荷が、ENABLE/RUN ピンを備えるスイッチング・モード・コンバータまたは LDO である場合、PGOOD 信号を使用して簡単にインターフェイスをとることができます。UV ピンを適切に設定すると、出力電圧が特定の値を超えたときに、PGOOD が出力の負荷をイネーブルできます。より高い降圧比を実現するために 2 つ以上のデバイスがカスケード接続されている場合、PGOOD を使用して、別の LTC7820 の RUN ピンを制御することもできます。

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「標準的応用例」は、LTC7820の分圧器回路です。分圧器アプリケーションの場合、入力電圧は一番上のMOSFET M1のドレインの電圧、出力電圧はV_{LOW}ピンの電圧であり、このピンはMOSFET M2のソースおよびMOSFET M3のドレインに接続されています。定常状態では、出力電圧は入力電圧の約半分になります。あるいは、入力電圧と出力電圧を交換することによって、分圧器回路を電圧ダブラ回路に変換することができます。電圧ダブラ・アプリケーションの場合、入力電圧はV_{LOW}ピンの電圧になり、出力電圧は上側MOSFET M1のドレインで使用可能であり、入力電圧の2倍になります(図8を参照)。同様に、インバータ・アプリケーションの場合、入力電圧は上側MOSFET M1のドレインとV_{LOW}の間に加えられ、出力電圧は、V_{LOW}ピンを基準にしてGNDピンの負入力電圧に等しくなります(図9を参照)。分圧器アプリケーションでは、起動する前に負荷電流が加えられた場合、または重い抵抗性負荷がV_{LOW}ピンに接続された場合、事前バランス調整回路の制限された駆動能力のために、LTC7820が起動しない可能性があります。切断FETを出力で使用して、ソフトスタートを実現できます。電圧ダブラ・アプリケーションおよびインバータ・アプリケーションの場合も、ソフトスタートおよびソフトシャットダウンを実現するために、切断FETが必要になることがあります。分圧器/電圧ダブラ/インバータ・アプリケーションにおける切断FETは、詳細にプログラム可能なスルーレートおよびフォルト保護を実現するために、ホットスワップ・コントローラによって制御することもできます。

スイッチング動作前の分圧器の事前バランス調整

分圧器アプリケーションでは、定常状態でのV_{LOW_SENSE}電圧は、V_{HIGH_SENSE}/2に必ず近づきます。フライング・コンデンサおよびV_{LOW}コンデンサの両端の電圧は互いに近づき、入力電圧の半分に近くなります。コンデンサ間の電圧差が小さいため、各スイッチング・サイクルの間の充電突入電流は最小限に抑えられます。ただし、LTC7820のプリチャージ回路などの特殊な方法を使用しない場合、起動時またはGNDへのV_{LOW}の短絡などのフォルト状態発生時に、コンデンサ間の電圧差が大きくなる可能性があり、充電電流が、永続的なMOSFETの損傷を引き起こすほど大きくなる可能性があります。

パワー MOSFETがオンのとき、スイッチ M1 および M3 がオンになると、突入充電電流は、理想的には次のようになります。

$$I = \frac{V_{IN} - V_{CFly} - V_{LOW}}{R_{ON_M1} + R_{ON_M3}}$$

スイッチ M2 および M4 がオンになると、突入充電電流は次のようになります。

$$I = \frac{V_{CFly} - V_{LOW}}{R_{ON_M2} + R_{ON_M4}}$$

これらの電流は、パワー MOSFET の飽和電流によって制限されます。外付けパワー MOSFET の R_{DS(ON)} が非常に低い場合、突入充電電流が容易に数 100 アンペアに達します。この電流は、MOSFET の安全動作領域 (SOA) よりも高くなる可能性があります。

LTC7820 は、分圧器アプリケーションでの突入充電電流を最小限に抑えるために、独自の事前バランス調整方法を提供します。LTC7820 コントローラは、スイッチング動作前に、V_{LOW_SENSE} ピンの電圧を検出し、その電圧を内部で V_{HIGH_SENSE}/2 と比較します。V_{LOW_SENSE} ピンの電圧が V_{HIGH_SENSE}/2 よりも非常に低い場合、電流源は 93mA の電流を V_{LOW} ピンにソースして、V_{LOW} ピンの電圧を引き上げます。V_{LOW_SENSE} ピンの電圧が V_{HIGH_SENSE}/2 よりも非常に高い場合、別の電流源が 50mA の電流を V_{LOW} ピンからシンクして、V_{LOW} ピンの電圧を引き下げます。V_{LOW_SENSE} ピンの電圧が V_{HIGH_SENSE}/2 に近く、事前に設定されたウィンドウ内である場合、両方の電流源がディスエーブルされ、LTC7820 がスイッチング動作を開始します。68 回のスイッチング・サイクルの後に V_{LOW_SENSE} 電圧がまだウィンドウ内にある場合、FAULT ピンが解放されます。

事前バランス調整されて起動する分圧器の場合、LTC7820 は、V_{LOW} (出力) での**無負荷**電流またはきわめて小さい負荷電流 (50mA 未満) を前提にします。そうでない場合は、V_{LOW} 電圧が V_{HIGH_SENSE}/2 に達することができず、LTC7820 は起動しません。この無負荷状態は、FAULT ピンを、スイッチング・レギュレータや LDO などの後続の電氣的負荷のイネーブル・ピンに接続することによって実現できます。抵抗性負荷などの負荷電流を制御してオフにできない場合、起動時に負荷を切断するために、標準的応用例に示すように切断 FET が必要になります。

アプリケーション情報

LTC7820分圧器の入力電圧が、フロントエンド電源またはホットスワップ・コントローラによって制御され、ゆっくりと上昇する場合、LTC7820のコンデンサの電圧は自然にバランス調整されます。その場合、事前バランス調整および無負荷での起動の要件は不要になります。

電圧ダブラおよびインバータの起動および切断

電圧ダブラ・アプリケーションおよびインバータ・アプリケーションでは、入力電圧がゼロからゆっくりと上昇する場合、LTC7820はコンデンサに突入充電電流が発生せずに起動できます。入力電圧がゆっくりと(数ミリ秒で)上昇する限り、出力電圧は入力電圧に追従し、コンデンサ間の電圧差が常に小さくなり、大きい突入電流が発生しません。入力電圧のスルーレート制御は、入力で切断FETを使用するか、「標準的応用例」のセクションに示すようにホットスワップ・コントローラを使用して実現できます。分圧器とは異なり、電圧ダブラ・アプリケーションおよびインバータ・アプリケーションは、毎回ゼロ入力電圧から起動する必要がありますが、重い負荷電流で直接起動することができます。

分圧器アプリケーションも、LTC7820の前にホット・スワップが存在する場合、入力電圧がゼロから定常状態の動作までゆっくりと上昇して起動できることに注意してください(事前バランス調整は不要です)。

過電流保護

LTC7820は、高電圧側に配置された検出抵抗を介して過電流保護を提供します。正確なレール・トゥ・レール・コンパレータが、検出抵抗にケルビン接続された I_{SENSE}^+ ピンと I_{SENSE}^- ピンの間の差動電圧をモニタします。 I_{SENSE}^+ ピンの電圧が I_{SENSE}^- ピンの電圧より50mV高くなると、必ず過電流フォルトがトリガされ、**FAULT**ピンがグランドにプルダウンされます。それと同時に、LTC7820がスイッチング動作を停止し、タイマ・ピンの設定に基づいてリトライ・モードを開始します。タイマ・ピンの電圧が4Vに達し、検出抵抗の両端の電圧が50mV未満になると、過電流フォルトが解消されます。フライング・コンデンサの充電/放電中に検出抵抗を通る電流はパルス電流であり、その電圧は、重い負荷では50mVのしきい値よりも高くなる場合があります。突入電流が誤って過電流保護をト

リガするのを防ぐには、 I_{SENSE}^+ ピンおよび I_{SENSE}^- ピンでRCフィルタが必要になります。RCフィルタの時定数は、スイッチング周期よりも大きい必要があります。ほとんどのアプリケーションには、標準で100Ωおよび0.1μFのフィルタが適切です。 I_{SENSE}^+ ピンに流れ込む電流のために、RCフィルタの抵抗を I_{SENSE}^- ピンに配置する必要があります。 I_{SENSE}^+ ピンを検出抵抗に直接接続する必要があります。電流制限は、異なる検出抵抗値を選択することによって選択できます。例えば、10mΩの検出抵抗は、理想的には電流制限を $50mV/10mΩ = 5A$ に設定します。スイッチング・リップルのために、実際の電流制限は理想的なケースよりも常に低くなります。実際の回路では、電流制限は、0.1μF/100Ωのフィルタおよび200kHzのスイッチング周波数で約4.2Aになります。LTspice®シミュレーション・ツールを使用して、スイッチング・リップルを定量化できます。

電圧ダブラ・アプリケーションおよびインバータ・アプリケーションでは、起動時および定常状態の動作時の両方の過電流状態および短絡状態のために、過電流保護機能も使用できます。過電流保護を使用しない場合は、 I_{SENSE}^+ ピンおよび I_{SENSE}^- ピンを相互に短絡し、それらを上側MOSFET M1のドレインに接続します。

ウィンドウ・コンパレータの設定

通常動作では、 V_{LOW_SENSE} 電圧は、 V_{HIGH_SENSE} 電圧の1/2に常に近づきます。フロート状態のウィンドウ・コンパレータは、 V_{LOW_SENSE} ピンの電圧をモニタし、その電圧を $V_{HIGH_SENSE}/2$ と比較します。ヒステリシス・ウィンドウ電圧は、設定することができ、**HYS_PRGM**ピンの電圧と等しくなります。**HYS_PRGM**ピンからは10μAの高精度電流が流れ出します。**HYS_PRGM**ピンからGNDに1つの抵抗を接続して、**HYS_PRGM**ピンの電圧を設定します。この電圧は、抵抗値に10μAの電流値を掛けた値になります(例えば、**HYS_PRGM**ピンからGNDに100kの抵抗を接続した場合、電圧は1Vになります)。**HYS_PRGM**ピンに100kの抵抗を接続した場合、起動時または通常動作時に、 $V_{HIGH_SENSE}/2$ の電圧が($V_{LOW_SENSE} \pm 1V$)のウィンドウ内になる必要があります。そうでない場合、フォルトがトリガされ、LTC7820がスイッチング動作を停止します。

アプリケーション情報

ヒステリシス・ウィンドウ電圧は、HYS_PRGMピンで異なる抵抗値を使用して、図3に示されているように0.3V～2.4Vの範囲で直線的に設定できます。HYS_PRGMピンをINTV_{CC}に接続した場合、デフォルトの0.8Vのヒステリシス・ウィンドウが内部で適用されます。ヒステリシス・ウィンドウ電圧は、最大負荷状態でのV_{LOW}ピンの電圧リップルおよび電圧降下を許容できるほど十分に大きく設定する必要があります。

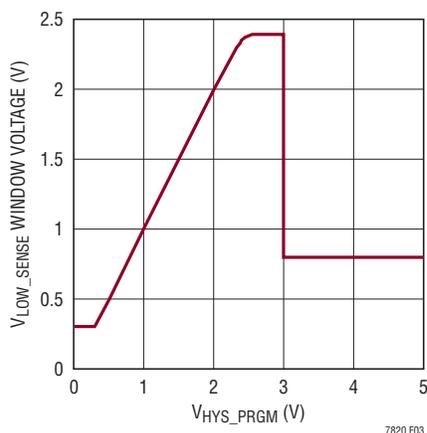


図3. HYS_PRGMピンの電圧とV_{LOW_SENSE}ウィンドウ・コンパレータの電圧の関係

入力ライン・トランジェントの間、および各スイッチング・サイクルでの入力電圧の変化がウィンドウ・ヒステリシス電圧よりも小さい限り、LTC7820はスイッチング動作を維持し、出力電圧はサイクルごとに入力電圧に追従します。1スイッチング周期以内にV_{LOW_SENSE}が強制的にウィンドウを外れるほど入力電圧ステップが十分に大きい場合、フォルトがトリガされます。LTC7820がスイッチング動作を停止し、TIMERピンの設定に基づいてリトライ・シーケンスを開始します。

ウィンドウ・コンパレータが正確に動作するために、上側MOSFET M1のドレインでのコンデンサ、およびV_{LOW}からGNDへのコンデンサのケルビン接続用に、V_{HIGH_SENSE}ピンおよびV_{LOW_SENSE}ピンがそれぞれ提供されています。これらの2つのピンでは、スイッチング周波数よりも高いノイズを除去するために、小さいRCフィルタを使用できます。

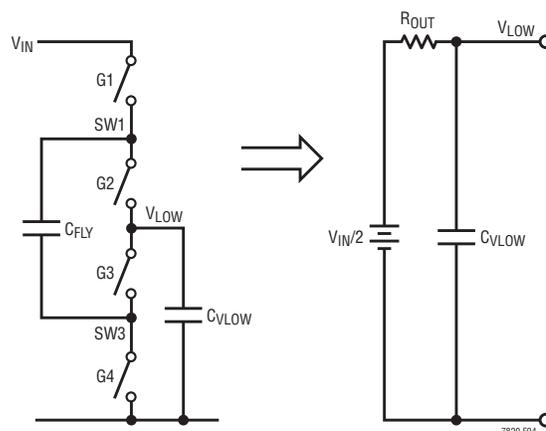


図4. 分圧器のテブナン等価回路

実効開ループ出力抵抗および負荷レギュレーション

LTC7820は、閉ループ帰還システムを使用して出力電圧を安定化しません。ただし、出力電圧は、大きいフライング・コンデンサおよび高いスイッチング周波数で動作する場合、低い出力抵抗に起因する負荷の状態から影響を受けません。分圧器回路のテブナン等価回路を図4に示します。

デューティ・サイクルが50%の場合、次のようになります。

$$R_{OUT} = \frac{1}{1 + e^{-\frac{1}{4f_s R_{DS(ON)} C_{FLY}}}} \left(\frac{1}{4f_s C_{FLY}} \left(1 - e^{-\frac{1}{4f_s R_{DS(ON)} C_{FLY}}} \right) \right)$$

ここで、

f_s はスイッチング周波数

C_{FLY} はフライング・コンデンサ

$R_{DS(ON)}$ は、1つのMOSFET (G1～G4) のオン抵抗

アプリケーション情報

低いスイッチング周波数では、 $R_{OUT} = 1/(4f_s C_{FLY})$ となります。周波数が増えるにつれて、 R_{OUT} は最終的に $2R_{DS(ON)}$ に近づきます。高電力アプリケーションでは、十分な負荷レギュレーションおよび効率を実現するために、約 $1/(16C_{FLY}R_{DS(ON)})$ 以上のスイッチング周波数を選択することを推奨します。負荷が重い状態では、出力電圧は $V_{IN}/2$ から $R_{OUT} \cdot I_{LOAD}$ だけ低下します。多くのアプリケーションでは、フライング・コンデンサとして多層セラミック・コンデンサ(MLCC)が選択されます。MLCCコンデンサの電圧係数は、コンデンサの種類とサイズに大きく左右されます。通常は、電圧係数に関して、サイズの大きいX7R MLCCコンデンサのほうがX5Rよりも適切です。容量は、高いDCバイアス電圧によって、さらに20%~30%低下します。これらのスイッチト・キャパシタ回路の出力抵抗を推定する場合、容量のデレーティングを考慮する必要があります。

INTV_{CC}レギュレータとEXTV_{CC}

LTC7820は、V_{CC}電源からINTV_{CC}に電力を供給するPMOS LDOを内蔵しています。INTV_{CC}はゲート・ドライバとLTC7820の大部分の内部回路に電力を供給します。リニア・レギュレータは、V_{CC}が6Vより高い場合、INTV_{CC}ピンの電圧を5.5Vに安定化します。EXTV_{CC}はもう1つのPMOS LDOを介してINTV_{CC}に接続され、EXTV_{CC}ピンの電圧が6.5Vより高く、V_{CC}が7Vより高いときに必要な電力を供給することができます。これらはそれぞれ150mAのピーク電流を供給ことができ、最小4.7μFのセラミック・コンデンサまたは低ESR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。使用するバルク・コンデンサの種類に関わらず、0.1μFセラミック・コンデンサをINTV_{CC}ピンとGNDピンのすぐ近くに追加することを強く推奨します。MOSFETゲート・ドライバが必要とする大きなトランジェント電流を供給するには、十分なバイパスが必要です。

大きなMOSFETが高い周波数でドライブされる高入力電圧アプリケーションでは、LTC7820の最大接合部温度定格を超える恐れがあります。ゲート充電電流によって支配されるINTV_{CC}電流は、V_{CC}の5.5Vリニア・レギュレータまたはEXTV_{CC}のリニア・レギュレータによって電力を供給されます。EXTV_{CC}ピンの電圧が6.5Vより低いと、V_{CC}のリニア・レギュレータがイネーブルされます。この場合のデバイスの電力損失は最大となり、 $V_{CC} \cdot I_{INTVCC}$ に等しくなります。ゲート充電電流は動作周波数によって異なります。接合部温度は「電気的特性」のNote 2に与えられている式を使って推定することが

できます。例えば、LTC7820のINTV_{CC}電流は、UFDパッケージでEXTV_{CC}電源を使用していないとき、次に示すように、48Vの電源の場合27mA以下に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (27\text{mA})(48\text{V})(43^\circ\text{C/W}) = 125^\circ\text{C}$$

ここで、周囲温度は70°C、接合部から周囲までの熱抵抗は43°C/Wです。

最大接合部温度を超えないようにするには、最大V_{IN}での動作時の入力電源電流を確認する必要があります。EXTV_{CC}に印加される電圧が6.5Vより高くなり、V_{CC}が7Vより高くなると、INTV_{CC}のリニア・レギュレータはオフし、EXTV_{CC}のリニア・レギュレータがオンします。EXTV_{CC}を使用すると、MOSFETドライバ電力および制御電力を、48Vから24Vへの分圧器のV_{LOW}ピンまたはシステム内のその他の電圧レールなどの他の高効率電圧源から得ることができます。EXTV_{CC}を使用すると、高V_{IN}アプリケーションでのデバイス温度を大きく下げることができます。EXTV_{CC}ピンを出力(24V)に接続すると、前の例の接合部温度は、次の値に減少します。

$$\begin{aligned} T_J &= 70^\circ\text{C} + (27\text{mA})(24\text{V})(43^\circ\text{C/W}) \\ &= 98^\circ\text{C} \end{aligned}$$

EXTV_{CC}ピンには40Vを超える電圧を印加しないでください。

上側MOSFETドライバの電源(C_B、D_B)

BOOSTピンに接続された「ブロック図」の外部ブートストラップ・コンデンサC_{B1}/C_{B2}/C_{B3}は、上側MOSFETM1/M2/M3にゲート駆動電圧を供給します。SW3ピンが“L”のとき、「ブロック図」のコンデンサC_{B3}は、外付けショットキ・ダイオードD_{B3}を介してINTV_{CC}から充電されます。SW3ピンが“H”のとき、コンデンサC_{B2}は、D_{B2}を介してBOOST3から充電されます。SW1ピンが“L”のとき、コンデンサC_{B1}は、D_{B1}を介してBOOST2から充電されます。MOSFET M1/M2/M3がオンするとき、ドライバはそのMOSFET M1/M2/M3のゲート・ソース間にC_{B1}/C_{B2}/C_{B3}電圧を印加します。これによってMOSFETが導通し、それらがオンします。スイッチ・ノード電圧SW1/SW3はI_{SENSE+}/V_{LOW}まで上昇し、BOOSTピンの電圧もこれに追従します。継続的にスイッチングしている状態で、C_{B1}/C_{B2}/C_{B3}のゲート・ドライバ電圧は次のようになります。

$$V_{CB3} = V_{INTVCC} - V_{DB3}$$

$$V_{CB2} = V_{INTVCC} - V_{DB3} - V_{DB2}$$

$$V_{CB1} = V_{INTVCC} - V_{DB3} - V_{DB2} - V_{DB1}$$

アプリケーション情報

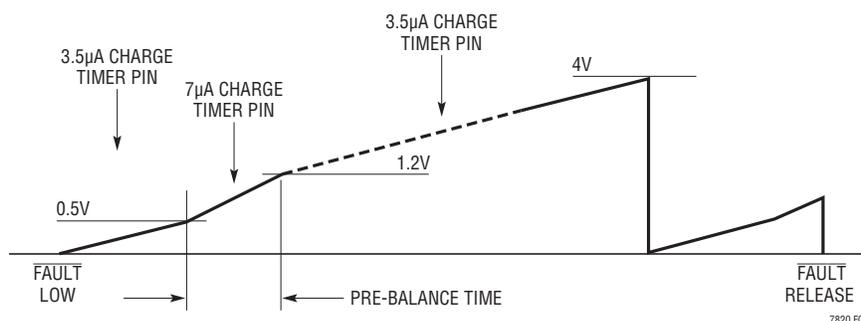


図5. フォルト発生時または起動時のタイマの動作

昇圧コンデンサ $C_{B1}/C_{B2}/C_{B3}$ の値は、上側 MOSFET の全入力容量の 100 倍になる必要があります。 $C_{B1}/C_{B2}/C_{B3}$ には、標準的な 6.3V MLCC セラミック・コンデンサが適切です。外付けショットキ・ダイオードの逆ブレイクダウン電圧は、 V_{LOW} ピンと GND ピンの間の最大動作電圧よりも大きい必要があります。ゲートの駆動レベルを調整する場合の最終的な決定要因は、上側 MOSFET M1 のしきい値電圧です。上側ドライバ電圧 V_{CB1} は、あらゆる状態で、上側 FET M1 のしきい値電圧よりも高くなる必要があります。ロジック・レベル MOSFET を使用する必要があります。これを使用しない場合は、ゲート・ドライバ電圧を上昇させるために、より低い動作スイッチング周波数およびより順方向電圧降下の小さいダイオードが必要です。

低電圧ロックアウト

LTC7820 は、 $INTV_{CC}$ 電圧を常時モニタして適切なゲート駆動電圧が存在することを確認する、高精度 UVLO コンパレータを備えています。 $INTV_{CC}$ が 4.9V より低くなると、このコンパレータによってスイッチング動作がロックアウトされます。 $INTV_{CC}$ に乱れが生じたときの発振を防ぐため、UVLO コンパレータには 200mV の高精度ヒステリシスがあります。

低電圧状態を検出するもう 1 つの方法は、入力電源をモニタすることです。 RUN ピンは 1.22V の高精度ターンオン・リファレンスを備えているので、入力電圧が十分高いときは、入力に接続した抵抗分割器を使ってデバイスをオンすることができます。 RUN ピンの電圧が 1.22V を超えると、余分の 5µA の電流が RUN ピンから流れ出します。抵抗分圧器の値を調節することにより、RUN コンパレータのヒステリシスを設定することができます。

フォルト応答およびタイマの設定

フォルト状態の間、LTC7820 はスイッチング動作を停止して、 \overline{FAULT} ピンを“L”に引き下げます。TIMER ピンから GND に接続されたコンデンサは、フォルト状態が解消された場合に起動するためのリトライ時間を設定します。フォルト状態の間の TIMER ピンの標準的な波形を図 5 に示します。

\overline{FAULT} ピンが“L”に引き下げられた後に、3.5µA のプルアップ電流が TIMER ピンから流れ、タイマ・コンデンサの充電を開始します。プルアップ電流は、TIMER ピンの電圧が 0.5V よりも高くなると 7µA に増加し、TIMER ピンの電圧が 1.2V よりも高くなると 3.5µA に戻ります。フォルト状態が解消されるか、TIMER ピンの電圧が 4V を超えると、TIMER ピンが必ず強くプルダウンされます。TIMER ピンの電圧が 0.5V ~ 1.2V の範囲内にある場合、内部の事前バランス調整回路が V_{LOW} ピンに対して電流をソースまたはシンクし、 V_{LOW} ピンの電圧を約 93mA/50mA の能力で $V_{HIGH_SENSE}/2$ に安定化します。事前バランス調整時間は、TIMER ピンのコンデンサ C_{TIMER} に基づいて、次のように計算できます。

$$T_{PRE-BALANCE} = C_{TIMER} \cdot 0.7V/7\mu A$$

そのため、事前バランス調整時間は 100ms/µF になります (例えば、0.1µF の C_{TIMER} を使用した場合、事前バランス調整時間は 10ms になります)。

分圧器アプリケーションの場合、出力コンデンサおよびフライイング・コンデンサは、起動時に入力電圧の 1/2 に事前バランス調整されます。ゼロの初期状態を仮定すると、コンデンサを充電する時間 (t_{CHARGE}) は、次式から推定できます。

$$t_{CHARGE} = (C_{OUT} + C_{FLY}) \cdot V_{IN}/2/93mA$$

アプリケーション情報

$t_{CHARGE} < t_{PRE-BALANCE}$ となるように C_{TIMER} を選択します。フライング・コンデンサ C_{FLY} および出力コンデンサが非常に大きく、入力電圧が高い場合、 V_{LOW} ピンを $V_{HIGH_SENSE}/2$ に事前バランス調整するのに、固定された C_{TIMER} を使用して複数の事前バランス調整期間がかかる可能性があります。起動時間長くなることが予想されます。出力に抵抗性負荷が存在する場合、負荷電流を93mAよりも小さくし、さらに $t_{CHARGE} = (C_{OUT} + C_{FLY}) \cdot V_{IN}/2 / (93mA - I_{LOAD}) < t_{PRE-BALANCE}$ を満たす必要があります。そうでない場合は、起動時に負荷を切断するために、切断FETが必要になる場合があります。

入力/出力コンデンサおよびフライング・コンデンサの選択

高電力スイッチ・キャパシタ・アプリケーションでは、大きいAC電流がフライング・コンデンサおよび入力/出力コンデンサに流れます。高電力スイッチ・コンデンサ・アプリケーションには、低ESRセラミック・コンデンサを強く推奨します。コンデンサの最大実効値電流が、仕様の範囲内であることを確認してください。または、より高い実効値電流定格を持つコンデンサを推奨します。コンデンサ・メーカーが定めるリップル電流定格は、多くの場合、わずか2000時間の動作寿命に基づいていることに注意が必要です。このため、コンデンサをさらにデレーティングする、つまり要件よりも高い温度定格のコンデンサを選択するようにしてください。設計でのサイズまたは高さの要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ことができます。

フライング・コンデンサの実効値電流は、その容量およびスイッチング周波数によって決まります。容量が大きく、スイッチング周波数が高いほど、実効値電流が低くなります。効率と電力密度の間で良好なトレードオフを実現するために、フライング・コンデンサの実効値電流を最大負荷電流の140%未満にする必要があります。N個の同一のフライング・コンデンサが並列に接続されている場合、各コンデンサに流れる最大実効値電流は次のようになります。

$$I_{RMS_FLY} = I_{OUT(MAX)} \cdot 140\%/N$$

入力コンデンサの実効値電流は、負荷電流の約半分です。最大負荷状態に対応できるように入力コンデンサを選択する必要があります。LTspiceシミュレーション・ツールを使用して、実効値電流を定量化できます。

パワー MOSFETとショットキ・ダイオードの選択

LTC7820コントローラごとに、4つの外付けNチャンネルMOSFETを選択する必要があります。4つの内部ゲート・ドライバは、MOSFETを駆動するように設計されています。ドライバ電圧は、 $INTV_{CC}$ の電圧、ショットキ・ダイオードの順方向電圧降下、およびスイッチング周波数によって決定されます。最低のドライバ電圧は、高いスイッチング周波数および低温で動作している上側MOSFET M1の駆動電圧です。この電圧は、通常は約4.2Vです。したがって、ほとんどのアプリケーションでは、ロジック・レベルのしきい値のMOSFETを使用する必要があります。一部のロジック・レベルMOSFETのしきい値電圧が温度とともに変化することに注意してください。特定のアプリケーションでスイッチング周波数が高く、温度範囲が広い場合、MOSFET M1の上側ドライバ電圧が4Vまで低下することがあるため、サブロジック・レベルのしきい値を持つMOSFET ($V_{GS(TH)} < 3V$)を使用する必要があります。パワーMOSFETの選択基準には、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、出力容量 C_{OSS} 、入力電圧、および最大出力電流も含まれます。一般に、スイッチトキャパシタ・アプリケーションでは、導通損失およびスイッチング損失の両方を最小限に抑えるため、低 $R_{DS(ON)}$ かつ低 C_{OSS} のMOSFETを推奨します。特定の入力電圧および出力電圧では、起動時およびシャットダウン時に、一番上のMOSFET M1に常に高電圧が発生します。M1のドレイン・ソース間電圧は、最大入力電圧範囲で耐えるように十分に高い必要があります。その他のMOSFETには、通常は入力電圧の半分の電圧しか発生しないため、M2/M3/M4のブレイクダウン電圧をM1よりも低くして、 $R_{DS(ON)}$ および C_{OSS} を最適化することができます。M1の信頼性が大きな懸念になる場合は、同じ高電圧MOSFETをM2/M3/M4にも使用して、M1の短絡状態から保護することができます。

外付けショットキ・ダイオードは、ブートストラップ回路に必要であり、フローティング・ドライバ用の電圧を供給します。上側ゲート・ドライバの電圧降下を最小限に抑えるために、10mA～50mAの範囲内の負荷電流で順方向電圧降下の小さいショットキ・ダイオードを推奨します。ダイオードの逆ブレイクダウン電圧は、 V_{LOW} ピンとGNDピンの間の最大動作電圧に耐えるように十分に高い必要があります。

アプリケーション情報

PC基板のレイアウトのチェックリスト

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。

1. 上側の2つのNチャンネルMOSFET M1およびM2は互いに1cm以内に配置されていますか。下側の2つのNチャンネルMOSFET M3およびM4は互いに1cm以内に配置されていますか。
2. 露出GNDパッドは、下側MOSFET M4のソースおよびC_{VLOW}コンデンサの負端子に接続されていますか。分圧器アプリケーションおよび電圧ダブラ・アプリケーションでは、ノイズおよび熱を改善するために、切れ目のないグラウンド・プレーンを推奨します。
3. I_{SENSE+}とI_{SENSE-}のリードは、PCの最小トレース間隔で並走するように配線されていますか。I_{SENSE+}とI_{SENSE-}間のフィルタ・コンデンサは、デバイスにできるだけ近づけてください。検出抵抗にはケルビン接続を使って高精度の電流検出を保証します。
4. INTV_{CC}のバイパス・コンデンサは、INTV_{CC}とグラウンド・プレーン間に、デバイスの近くで接続されていますか。このコンデンサはMOSFETドライバのピーク電流を供給します。1μFのセラミック・コンデンサを1個、INTV_{CC}ピンとGNDピンのすぐ隣に追加すると、ノイズ性能を大幅に改善できます。
5. スイッチング・ノード(SW1、SW3)、上側ゲート・ノード(G1、G2、G3)、およびブースト・ノード(BOOST1、BOOST3)は、ノイズに敏感な小信号ノードから離してください。これら全てのノードの信号は非常に大きく高速に変化するので、LTC7820の出力側に置き、基板のトレース面積を最小限に抑えます。
6. 改良型のスター・グラウンド手法を使用します。これは、入力コンデンサおよび出力コンデンサと同じ基板の側にある低インピーダンスの大きな銅領域の中央接地点で、ここにINTV_{CC}バイパス・コンデンサの下側を接続します。

図6に、厚い幅広の銅トレース接続を必要とする高電流経路を示します。PCBレイアウトの例については、www.linear-tech.co.jp/demoでデモ・ボードを参照してください。

PC基板レイアウトのデバッグ

最初に1つのコントローラだけをオンします。スイッチング・ノード(SW1/SW3ピン)をモニタし、V_{LOW}電圧も調べます。アプリケーションで予想される動作電圧および電流範囲で、適切な性能が達成されていることをチェックします。動作周波数は、ドロップアウト状態になるまでの全入力電圧範囲で一定に保たれている必要があります。

適切に設計によって実装された低ノイズのPCBにおいては、デューティ・サイクルのパーセンテージがサイクル間で変動しません。

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

問題があるのは出力電流が大きいときのみ、または入力電圧が高いときのみであるかどうかを調べます。入力電圧が高かつ出力電流が小さいときに問題が発生する場合は、BOOST、SW、G1/2/3/4の接続と、ノイズの影響を受けやすい電圧ピンおよび電流ピンとの間に容量性結合がないかを調べます。電流検出ピン間に接続するコンデンサは、デバイスのピンのすぐ近くに配置する必要があります。このコンデンサは、高周波容量性結合による差動ノイズの混入の影響を最小限に抑えるのに役立ちます。入力電圧が低く電流出力負荷が大きいときに問題が生じる場合は、C_{IN}、ショットキ・ダイオード、および上側MOSFETと、影響を受けやすい電流および電圧検出トレースとの間に誘導性結合がないかを調べます。さらに、これらの部品とデバイスのGNDピンとの間の、共通グラウンド経路の電圧ピックアップも調べてください。

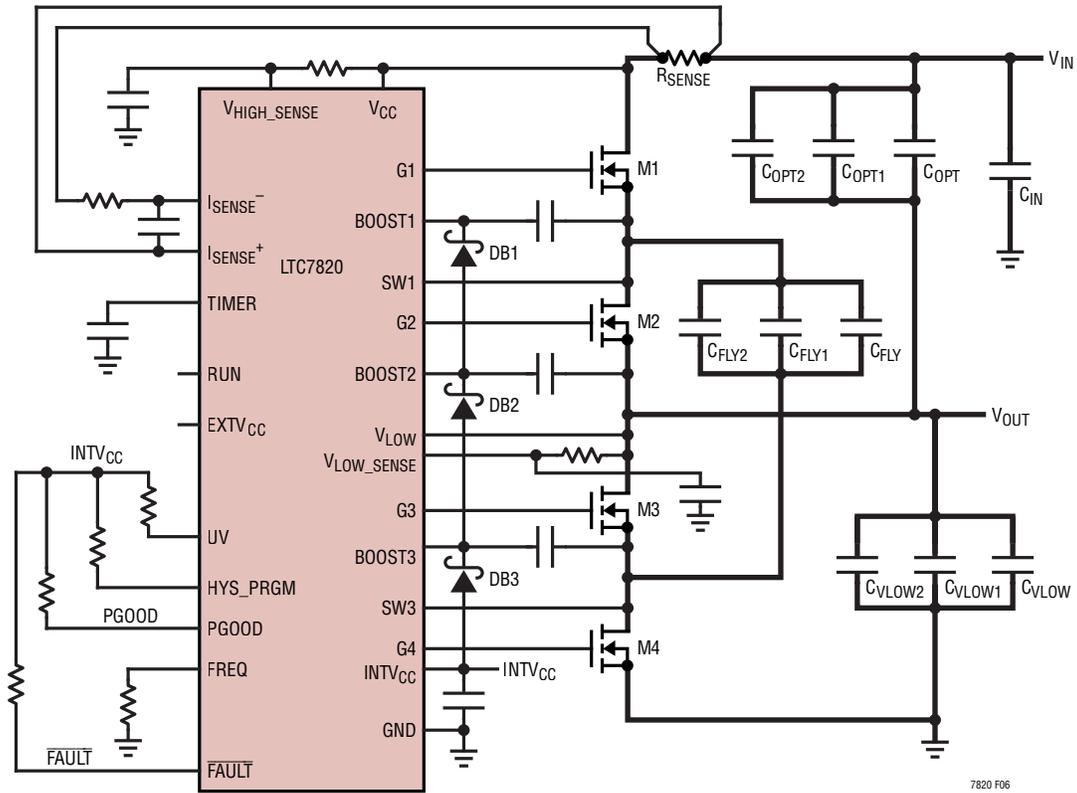


図6. プリント回路基板のレイアウト図内の高電流経路

アプリケーション情報

設計例

高電圧、高電力の分圧器にLTC7820を使用する設計例として、 $V_{IN} = 48V$ (公称)、 $V_{IN} = 55V$ (最大)、 $V_{OUT} = 24V$ (公称)、 $I_{OUT} = 15A$ (最大)を仮定します。

高電力かつ高電圧のアプリケーションの場合、必ず低いスイッチング周波数(例えば200kHz)から開始して、スイッチング損失を最小限に抑えます。200kHzのスイッチング周波数を設定するには、60.4k/1%の抵抗をFreqピンからグランドに接続します。

効率と電力密度の間のトレードオフを調整する場合、 C_{FLY} の電圧リップルを出力電圧の2%に設定することから開始するのが適切です。 C_{FLY} は、下の式に基づいて計算できます。

$$C_{FLY} = \frac{I_{OUT(MAX)}}{2f_s V_{CFLY(RIPPLE)}} = \frac{15A}{2 \cdot 200kHz \cdot 0.48V} \\ = 78.125\mu F$$

DC 24Vのバイアス電圧でのセラミック・コンデンサのダイレーティングを考慮して、16個の10 μF /X7R/50Vセラミック・コンデンサをフライング・コンデンサとして並列接続します。ワーストケースの実効値電流は、最大出力電流より40%高くなる場合があります。そのため、各コンデンサのワーストケースの実効値電流は、次式によって推定できます。

$$I_{RMS(MAX)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot 140\%}{N} = \frac{15A \cdot 140\%}{16} = 1.3125A$$

ここで、Nはフライング・コンデンサの数です。各コンデンサの実効値電流がリップル電流定格を下回り、温度上昇が制限値未満であることを二重チェックして確認します。

出力コンデンサの選択は、フライング・コンデンサの選択と同様です。出力コンデンサが多いほど、出力電圧リップルが小さくなります。実効値電流が低いため、出力コンデンサの値は、フライング・コンデンサよりも非常に小さくすることができます。コンデンサの一部は、入力/出力コンデンサとして同時に機能するように、入力と出力の間に接続できます(図6を参照)。ただし、これらのコンデンサの電圧定格を、出力電圧ではなく入力電圧に基づいて選択する必要があります。

MOSFETの選択では、上側MOSFET M1のドレイン-ソース間電圧が最大入力電圧よりも高い必要がありますが、他の3つのMOSFETのドレイン-ソース間電圧は、最大入力電圧の1/2よりも高くするだけで済みます。ロジック・レベルFETが望ましいため、上側MOSFET M1としてInfineon BSC100N06LSが選択され、M2/3/4としてBSC032N04LSが使用されます。アプリケーションのセクションの出力抵抗の式に基づいて、出力抵抗は約20m Ω になり、15Aの負荷電流、24V出力では、300mVの電圧降下が得られます。実際には、有限なデッドタイムおよびPCB上の寄生抵抗により、電圧降下は計算値よりも大きくなる場合があります。出力電圧リップルを考慮して、動作時に、 $\pm 1V$ のヒステリシスが設定されたウィンドウ・コンパレータを使用して出力電圧をモニタし、入力電圧の1/2の値と比較します。1Vのヒステリシスを設定するには、100k/1%の抵抗をHYS_PRGMピンからグランドに接続します。

標準的応用例

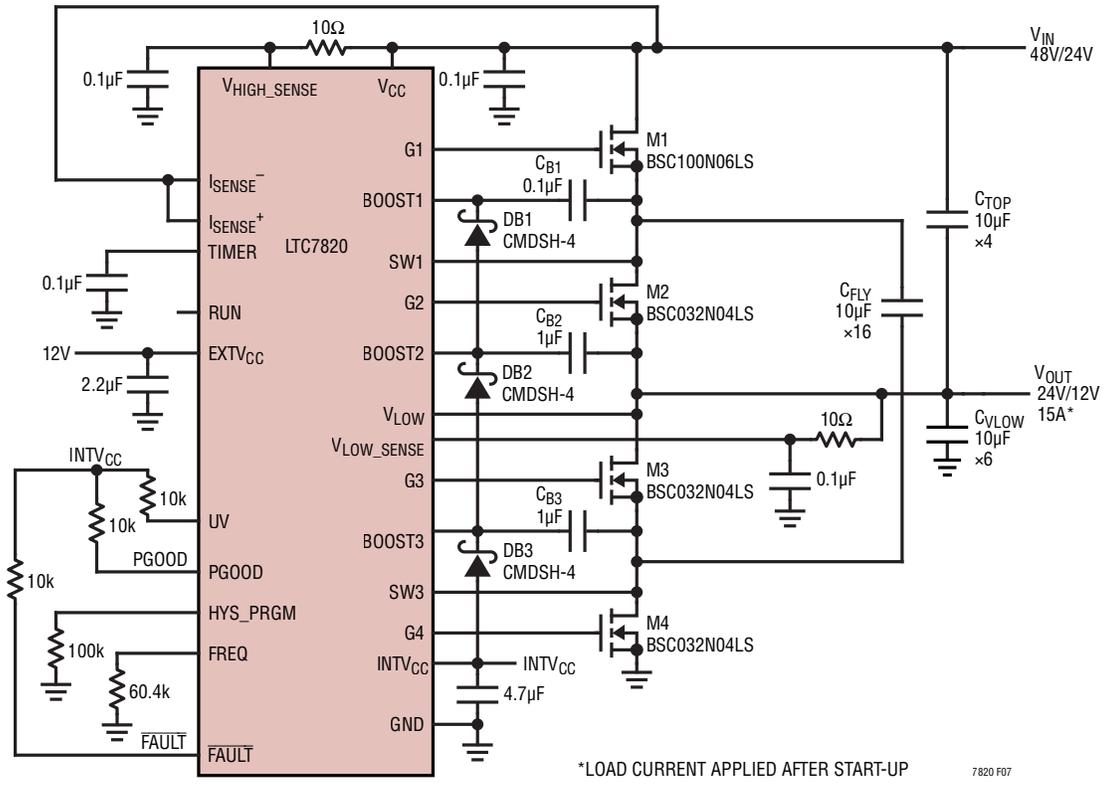


図7. 高効率、48V/24V入力、24V/12V出力、15Aの分圧器

標準的応用例

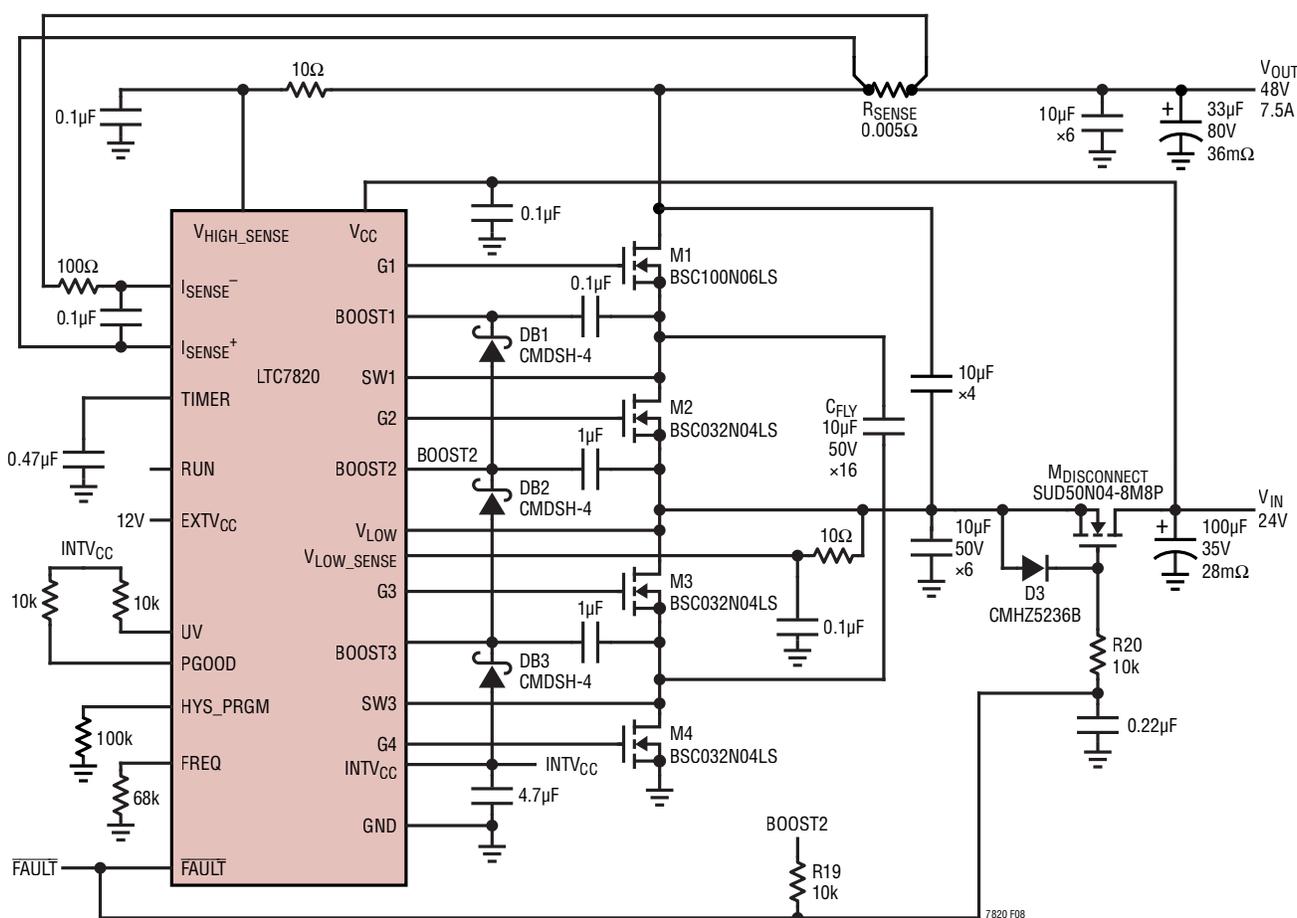
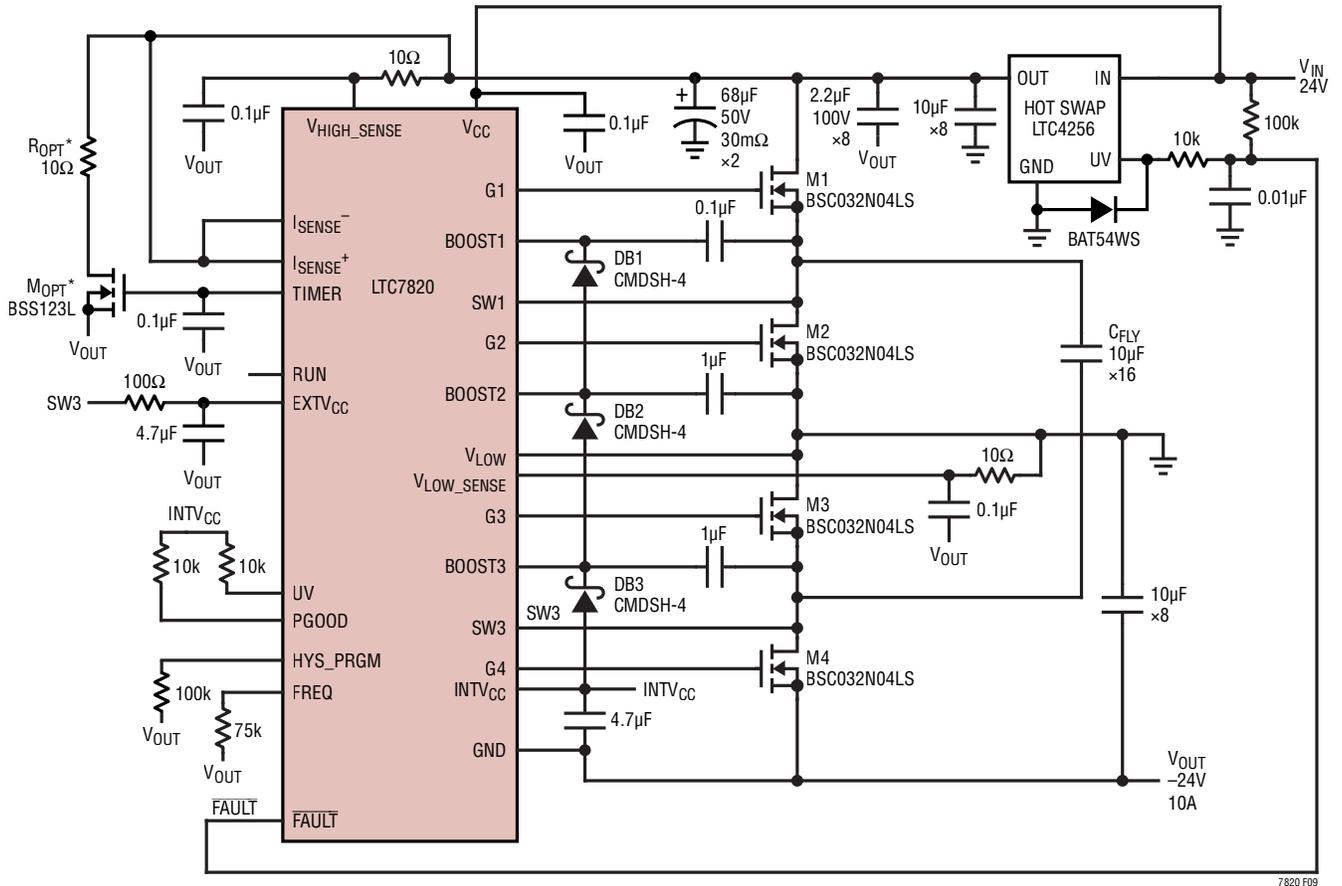


図8. 入力に切断FETを備える高効率、24V入力、48V/7.5A出力の電圧ダブル

標準的応用例



*OPTIONAL DISCHARGING COMPONENTS FOR FAST STARTUP.

図9. 入力にホットスワップを備える高効率、24V入力、-24V/10A出力の電圧インバータ

標準的応用例

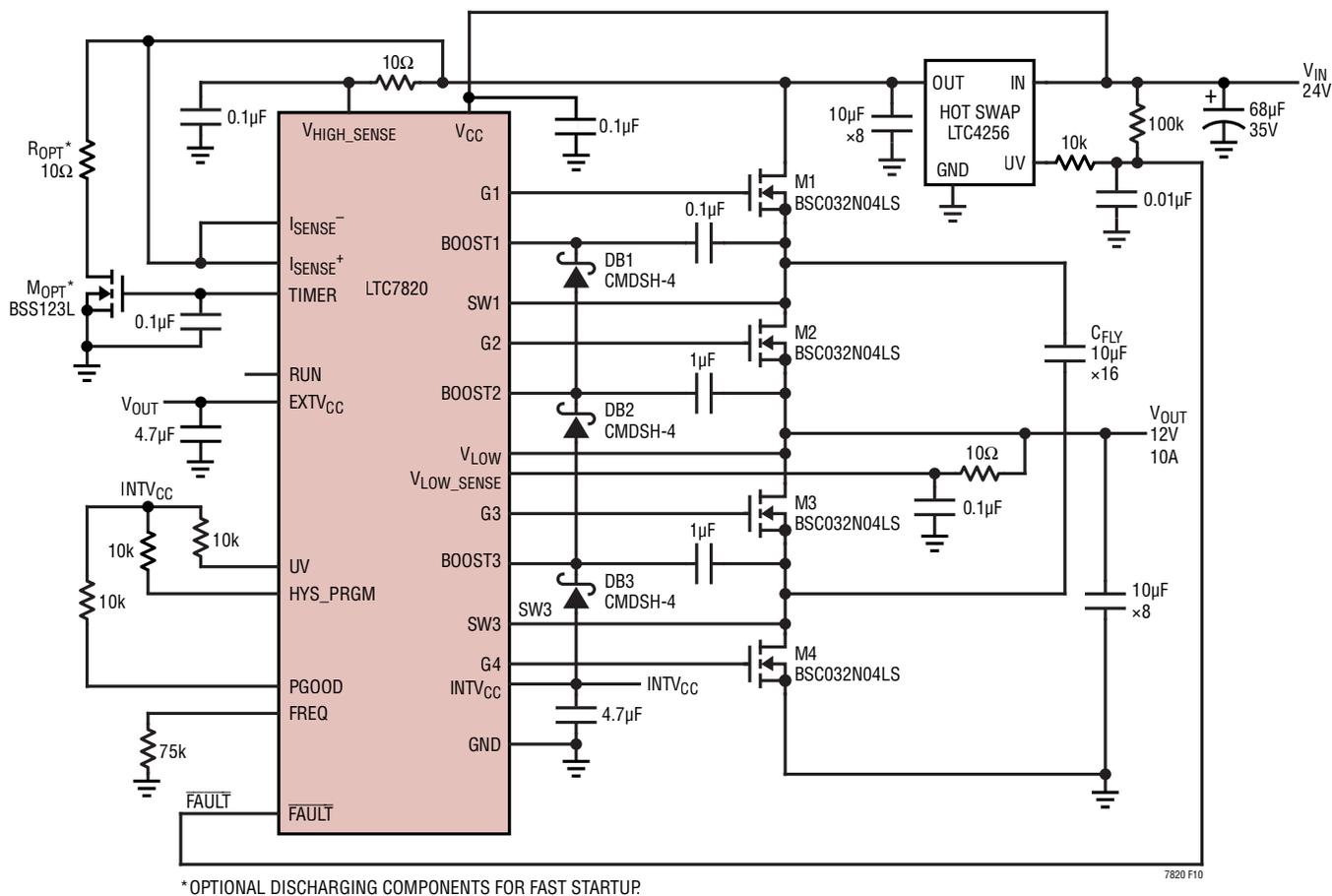
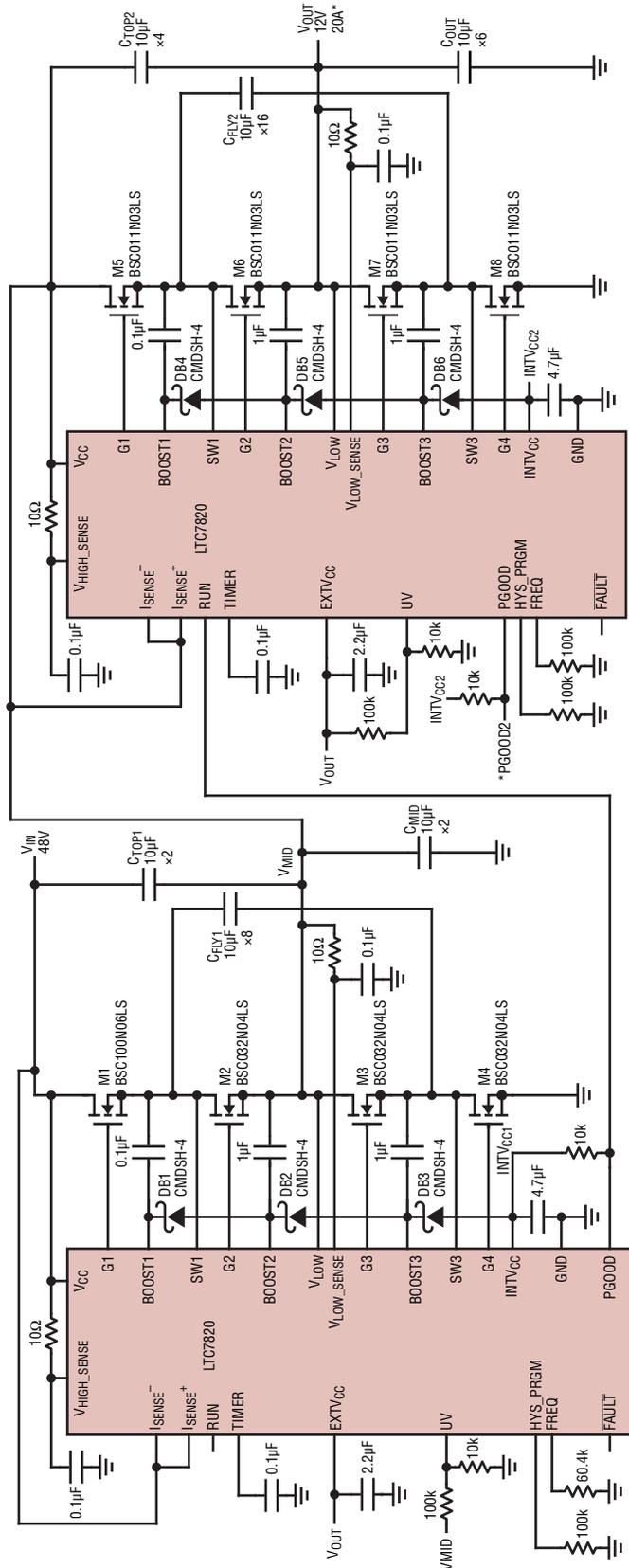


図 10. 入力にホットスワップを備える高効率、24V 入力、12V/10A 出力の分圧器



* LOAD CURRENT APPLIED AFTER START-UP
PGOOD2 MAY BE USED TO ENABLE THE LOAD CURRENT

図 11. 高効率、48V入力、12V/20A 出力の分圧器

標準的応用例

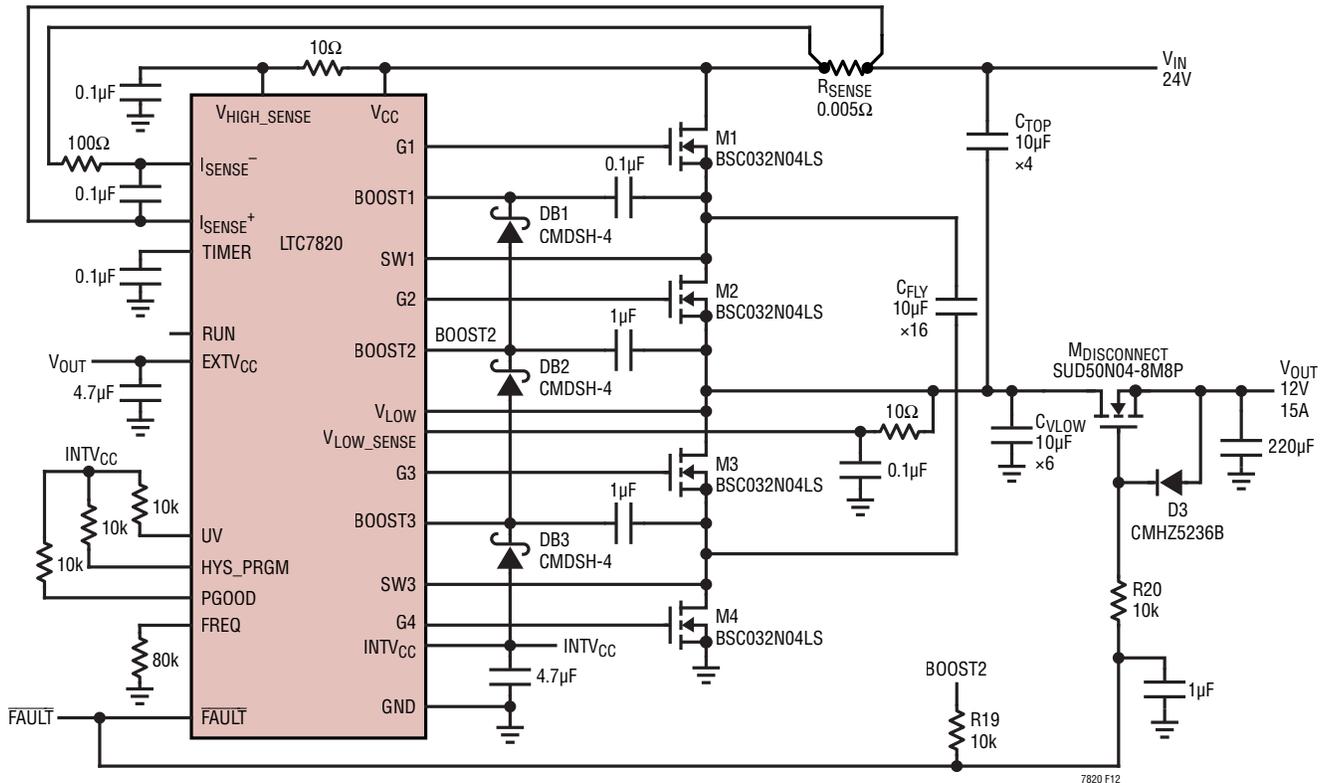


図 12. 出力に切断FETを備える高効率、24V 入力、12V/15A 出力の分圧器

関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3255	48Vのフォルト保護機能を備えた50mA降圧チャージポンプ	$4V \leq V_{IN} \leq 48V$, $2.4V \leq V_{OUT} \leq 12.5V$, $I_{OQ} = 20\mu A$, 3mm×3mm DFN-10, MSOP-10
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 _{P-P} , $0.8V \leq V_{OUT} \leq 24V$, $I_Q = 50\mu A$, PLL固定周波数: 50kHz ~ 900kHz
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
LTC3897	入力/出力保護機能を備える60Vマルチフェーズ同期整流式昇圧コントローラ	$4V \leq V_{IN} \leq 60V$, V_{OUT} : 最大60V, 突入電流制御、過電流保護、および出力切断
LTC3784	低静止電流の60V単一出力マルチフェーズ同期整流式昇圧コントローラ	4.5V(起動後は2.3Vまで動作) $\leq V_{IN} \leq 60V$, V_{OUT} : 最大60V, PLL固定周波数: 50kHz ~ 900kHz, 4mm×5mmのQFN-28, SSOP-28
LTC3769	低静止電流の60V同期整流式昇圧コントローラ	4.5V(起動後は2.3Vまで動作) $\leq V_{IN} \leq 60V$, V_{OUT} : 最大60V, PLL固定周波数: 50kHz ~ 900kHz, 4mm×4mmのQFN-20, TSSOP-20
LTC4442	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, $6V \leq V_{CC} \leq 9.5V$, 2.4Aのピーク・プルアップ/5Aのピーク・プルダウン, MSOP-8
LT [®] 4256-1/ LT4256-2	正の高電圧ホットスワップ・コントローラ	$10.8V \leq V_{IN} \leq 80V$, アクティブ電流制限、自動リトライまたはラッチオフ
LTM4636/ LTM4636-1	40A、DC/DC μModuleレギュレータ	$4.7V \leq V_{IN} \leq 15V$, $0.6V \leq V_{OUT} \leq 3.3V$, 16mm×16mm×7.07mm (BGA)
LTM [®] 4650/ LTM4650A	デュアル25Aまたはシングル50A DC/DC μModuleレギュレータ	$4.5V \leq V_{IN} \leq 15V$, $0.6V \leq V_{OUT} \leq 1.8V$, 16mm×16mm×5.01mm (BGA) $4.5V \leq V_{IN} \leq 16V$, $0.6V \leq V_{OUT} \leq 5.5V$, 16mm×16mm×5.01mm (BGA)

7820F