

入力電圧と出力電圧が150Vの同期整流式4スイッチ昇降圧コントローラ

特長

- 4スイッチの電流モード・シングル・インダクタ・アーキテクチャにより、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧が可能
- 広い入力電圧範囲: 4.5V ~ 150V
- 広い出力電圧範囲: (1.2V ≤ V_{OUT} ≤ 150V)
- 同期整流動作: 効率: 最大99%
- ±1%精度の1.2V電圧リファレンス
- 入力または出力の平均電流制限
- 内蔵LDOまたは外付けNMOS LDOによりDRV_{CC}に電力を供給
- 36VのEXTV_{CC} LDOによりドライバに電力を供給
- プログラム可能な6V ~ 10VのDRV_{CC}により効率を最適化
- 昇圧モードでも降圧モードでも上側FETのリフレッシュ・ノイズなし
- シャットダウン時にV_{IN}からV_{OUT}を切断
- 位相同期可能な固定周波数(50kHz ~ 600kHz)
- 起動時の逆電流なし
- パワーグッド出力による電圧モニタ
- オンしきい値の精度が高い150V定格のRUNピン
- プログラム可能な入力過電圧ロックアウト
- 高電圧動作に対応するため改変され、熱特性が改善されたFE38 TSSOPパッケージ

概要

LTC[®]3779は、出力電圧より高い、低い、または等しい入力電圧で動作する高性能の昇降圧スイッチング・レギュレータ・コントローラです。固定周波数電流モード・アーキテクチャにより、最大600kHzの周波数まで位相同期可能である一方で、入力/出力の定電流ループによってバッテリーの充電をサポートすることができます。

入力および出力電圧範囲が4.5V ~ 150Vと広く、動作領域間を継ぎ目なく移行できるので、LTC3779は自動車、通信機器、およびバッテリー駆動システムに最適です。

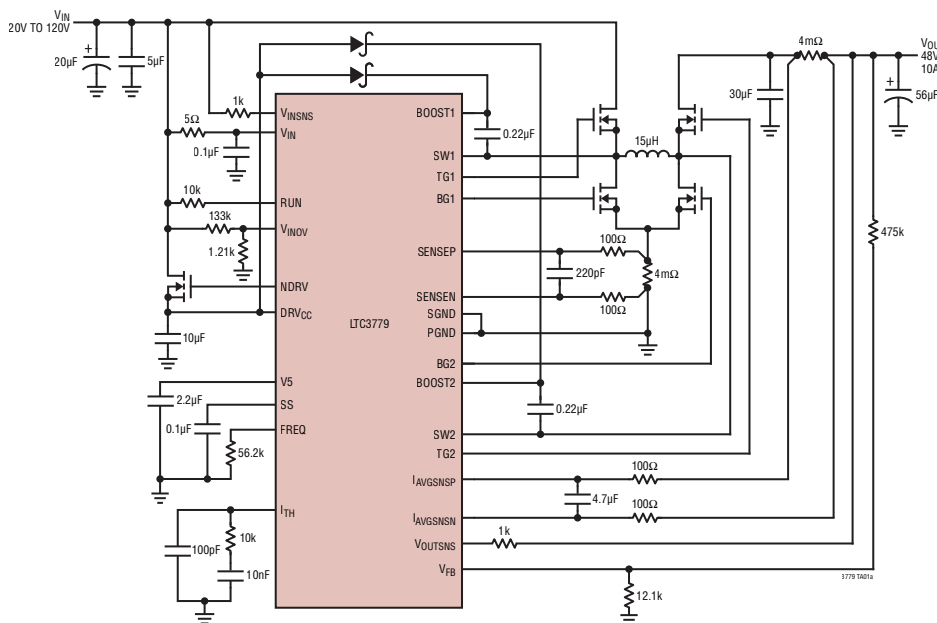
LTC3779は、1.2V高精度リファレンスとパワーグッド・インジケータを内蔵しています。MODEピンにより、パルス・スキップ動作モードと強制連続動作モードを選択することができます。パルス・スキップ・モードでは軽負荷時に効率が高くなるのに対して、強制連続モードでは固定周波数で動作してノイズの影響を受けやすいアプリケーションに対応します。PLLINピンを使用すると、デバイスを外部クロックに同期させることができます。SSピンにより、出力電圧は起動時に緩やかに立ち上がります。電流フォールドバックにより、短絡状態時のMOSFETの熱放散が制限されます。

LT, LT, LTC, LTM, Linear Technology, およびLinearのロゴは、アナログ・デバイセズ社の登録商標です。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。

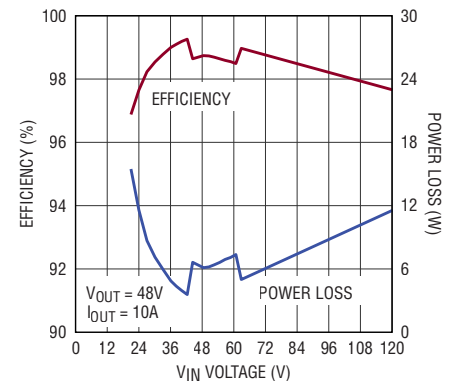
アプリケーション

- 産業用機器、自動車、医療機器、軍用機器、航空電子機器

標準的応用例



効率および電力損失と入力電圧



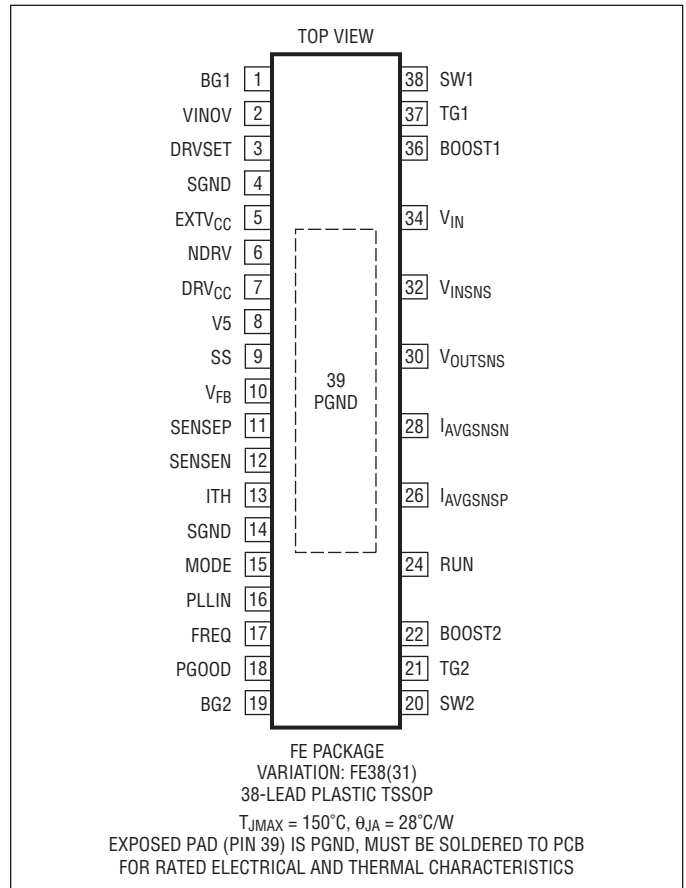
LTC3779

絶対最大定格

(Note 1)

入力電源電圧 (V_{IN})	150V ~ -0.3V
上側ドライバ電圧	
BOOST1、BOOST2	161V ~ -0.3V
スイッチ電圧 SW1、SW2	150V ~ -5V
RUN	150V ~ -0.3V
$I_{AVGSNSP}$ 、 $I_{AVGSNSN}$	150V ~ -10V
V_{INSNS} 、 V_{OUTSNS}	150V ~ -0.3V
EXTV _{CC} の電圧	36V ~ -0.3V
NDRV の電圧	(Note 9)
DRV _{CC} の電圧	11V ~ -0.3V
BOOST1-SW2、BOOST2-SW2	11V ~ -0.3V
TG1-SW1、TG2-SW2、BG1、BG2	(Note 8)
V5 の電圧	6V ~ -0.3V
MODE、PLLIN、SS、PGOOD	V5 ~ -0.3V
ITH、FREQ、DRVSET	V5 ~ -0.3V
SENSEP、SENSEN、VINO	V5 ~ -0.3V
V _{FB} の電圧	2.7V ~ -0.3V
動作接合部温度	
範囲 (Note 2、3)	-40°C ~ 150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
EXTV _{CC} /DRV _{CC} のピーク電流	100mA

ピン配置



発注情報 <http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC3779#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
LTC3779EFE#PBF	LTC3779EFE#TRPBF	LTC3779FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3779IFE#PBF	LTC3779IFE#TRPBF	LTC3779FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3779HFE#PBF	LTC3779HFE#TRPBF	LTC3779FE	38-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C

さらに広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

無鉛仕上げ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。

電气的特性

● は規定動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。
 注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 、 $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$ 、 $V_{DRVSET} = 0\text{V}$ 、 $V_{VINOV} = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
V_{IN}	Input Supply Operating Voltage Range	(Note 4)	4.5		150	V	
V_{OUT}	Output Supply Operating Voltage Range		1.2		150	V	
	Regulated Feedback Voltage	(Note 5); ITH Voltage = 1.4V	● 1.188	1.2	1.212	V	
	Feedback Current	(Note 5)		-15	-50	nA	
	Reference Voltage Line Regulation	(Note 5); $V_{IN} = 7\text{V}$ to 100V		0.02	0.2	%	
	Output Voltage Load Regulation	(Note 5); Measured in Servo Loop; ΔITH Voltage = 1.5V to 2V	●		0.01	0.2	%
	Transconductance Amplifier gm	(Note 5); ITH = 1.4V; Sink/Source 5 μA			1.5	mmho	
I_Q	Input DC Supply Current	(Note 6)		3.6		mA	
	Shutdown	RUN = 0V		40		μA	
	Undervoltage Lockout	V5 Ramping Up		4.1	4.35	4.6	V
		V5 Ramping Down		3.6	3.85	4.1	V
	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising		1.1	1.2	1.3	V
	RUN Pin Hysteresis			100		mV	
	RUN Pin Source Current	$V_{RUN} < 1.2\text{V}$		2.5		μA	
	RUN Pin Hysteresis Current	$V_{RUN} > 1.2\text{V}$		6.5		μA	
	V_{IN} Overvoltage Lockout Threshold (Rising)	V_{VINOV} Rising		1.18	1.28	1.38	V
	V_{IN} Overvoltage Hysteresis			50		mV	
	SENSE Pins Current	$V_{SENSEP} = V_{SENSEN} = 0$			± 2	μA	
$I_{AVGSNSP}$ $I_{AVGSNSN}$	I_{AVGSNS} Pins Current	$V_{I_{AVGSNSP}} = V_{I_{AVGSNSN}} = 10\text{V}$			15	μA	
	Soft-Start Charge Current	$V_{SS} = 0\text{V}$		4	5	6	μA
$V_{SENSE(MAX)}$	Maximum Current Sense Threshold (Buck Region Valley Current Mode)	$V_{FB} = 1\text{V}$	● 70	90	110	mV	
	Maximum Current Sense Threshold (Boost Region Peak Current Mode)	$V_{FB} = 1\text{V}$	● 120	140	160	mV	
	Maximum Input / Output Average Current Sense Threshold	$V_{I_{AVGSNSP}} = V_{I_{AVGSNSN}} = 10\text{V}$, $V_{FB} = 1\text{V}$		47.5	50	52.5	mV
$DF_{MAX, BOOST}$	Maximum Duty Factor	% Switch C On		90		%	
$DF_{ON(MIN, BOOST)}$	Minimum Duty Factor for Main Switch in Boost Operation	% Switch C On		9		%	
$DF_{ON(MIN, BUCK)}$	Minimum Duty Factor for Main Switch in Buck Operation	% Switch B On		9		%	
ゲート・ドライバ							
	TG Pull-Up On Resistance	$V_{DRVCC} = 9\text{V}$		3.1		Ω	
	TG Pull-Down On Resistance			1.3			
	BG Pull-Up On Resistance	$V_{DRVCC} = 9\text{V}$		5.5		Ω	
	BG Pull-Down On Resistance			3			
	TG Transition Time: Rise Time	$V_{DRVCC} = 9\text{V}$ (Note 7) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		60		ns	
	Fall Time						
	BG Transition Time: Rise Time	$V_{DRVCC} = 9\text{V}$ (Note 7) $C_{LOAD} = 3300\text{pF}$		60		ns	
	Fall Time						

電気的特性

● は規定動作接合部温度範囲での規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。
 注記がない限り、 $V_{IN} = 15\text{V}$ 、 $V_{RUN} = 5\text{V}$ 、 $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$ 、 $V_{DRVSET} = 0\text{V}$ 、 $V_{VINOV} = 0\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	Top Gate Off to Bottom Gate On Delay Synchronous Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver, $V_{DRVSET} = V_5$		60		ns
	Bottom Gate Off to Top Gate On Delay Top Switch-On Delay Time	$C_{LOAD} = 3300\text{pF}$ Each Driver, $V_{DRVSET} = V_5$		60		ns

DRV_{CC} LDOレギュレータ

V_{DRVCC}	DRV _{CC} Regulation Voltage from NDRV Regulator	NDRV Driving External NFET, $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$				
		$7\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = 0\text{V}$	5.8	6.1	6.4	V
		$8\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = 1/4 V_5$	6.8	7.1	7.4	V
		$9\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = \text{Float}$	7.8	8.1	8.4	V
		$10\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = 3/4 V_5$	8.75	9.1	9.45	V
		$11\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = V_5$	9.65	10	10.35	V
	DRV _{CC} Regulation Voltage from Internal V_{IN} LDO	$V_{NDRV} = V_{DRVCC}$, $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$				
		$7\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = 0\text{V}$	5.5	5.8	6.1	V
		$8\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = 1/4 V_5$	6.5	6.8	7.1	V
		$9\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = \text{Float}$	7.5	7.8	8.1	V
		$10\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = 3/4 V_5$	8.45	8.8	9.15	V
		$11\text{V} < V_{IN} < 150\text{V}$, $V_{DRVSET} = V_5$	9.15	9.5	9.85	V
	DRV _{CC} Load Regulation from V_{IN} LDO	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 50mA , $V_{EXTVCC} = 0\text{V}$		0.5	2	%
V_{EXTVCC}	DRV _{CC} Regulation Voltage from Internal EXTV _{CC} LDO	$7\text{V} < V_{EXTVCC} < 30\text{V}$, $V_{DRVSET} = 0\text{V}$	5.8	6.1	6.4	V
		$8\text{V} < V_{EXTVCC} < 30\text{V}$, $V_{DRVSET} = 1/4 V_5$	6.8	7.1	7.4	V
		$9\text{V} < V_{EXTVCC} < 30\text{V}$, $V_{DRVSET} = \text{Float}$	7.8	8.1	8.4	V
		$10\text{V} < V_{EXTVCC} < 30\text{V}$, $V_{DRVSET} = 3/4 V_5$	8.75	9.1	9.45	V
		$11\text{V} < V_{EXTVCC} < 30\text{V}$, $V_{DRVSET} = V_5$	9.65	10	10.35	V
	DRV _{CC} Load Regulation from Internal EXTV _{CC} LDO	$I_{CC} = 0\text{mA}$ to 50mA , $V_{EXTVCC} = 12\text{V}$ $V_{DRVSET} = 0\text{V}$		0.5	2	%
	EXTV _{CC} LDO Switchover Voltage	EXTV _{CC} Ramping Positive		DRV _{CC} - 0.5		V
	EXTV _{CC} Hysteresis	% of DRV _{CC} Regulation Voltage		10		%

V5リアレギュレータ

	V5 Regulation Voltage	$6\text{V} < V_{DRVCC} < 10\text{V}$	5.3	5.5	5.7	V
	V5 Load Regulation	$I_{V5} = 0\text{mA}$ to 20mA , $V_{DRVCC} = 7\text{V}$		0.5	1	%

発振器とフェーズロック・ループ

	Nominal Frequency	$R_{FREQ} = 68.5\text{k}\Omega$	225	250	275	kHz	
	Low Fixed Frequency	$R_{FREQ} \leq 20\text{k}\Omega$	30	40	50	kHz	
	High Fixed Frequency	$R_{FREQ} = 135\text{k}\Omega$	450	500	550	kHz	
	PLLIN Input Threshold	V_{PLLIN} Rising V_{PLLIN} Falling	2		1.2	V V	
	PLLIN Input Resistance			200		k Ω	
	Synchronizable Oscillator Frequency	PLLIN = External Clock	●	50	600	kHz	
I_{FREQ}	Frequency Setting Current		●	18	20	22	μA

PGOOD出力

	PGOOD Voltage Low	$I_{PGOOD} = 2\text{mA}$		0.1	0.3	V
	PGOOD Leakage Current	$V_{PGOOD} = 5.5\text{V}$			± 1	μA
	PGOOD Trip Level	V_{FB} with Respect to Set Regulated Voltage				
		V_{FB} Ramping Negative		-10		%
		V_{FB} Ramping Positive		10		%
	PGOOD delay	V_{PGOOD} High to Low		125		μs

電気的特性

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: LTC3779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。LTC3779Eは、 0°C ～ 85°C の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 -40°C ～ 125°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。LTC3779Iは、 -40°C ～ 125°C の全動作接合部温度範囲で保証されている。LTC3779Hは、 -40°C ～ 150°C の全動作接合部温度範囲で保証されている。接合部温度が高いと動作寿命が短くなる。 125°C を超える接合部温度では動作寿命はデレーティングされる。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。接合部温度 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。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})$$

ここで、TSSOPパッケージの場合は $\theta_{JA} = 28^{\circ}\text{C}/\text{W}$ 。

Note 3: このデバイスには瞬時の過負荷状態の間デバイスを保護するための過熱保護回路が内蔵されている。この保護が機能しているときは、最大定格接合部温度を超えられる。規定された絶対最大動作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。

Note 4: EXTV_{CC}ピンを介して補助電源からバイアスする場合、LTC3779はV_{IN}の電圧が4.5Vより低い場合でも動作できる。それ以外の場合、起動後のV_{IN}の最小動作電圧は4.5Vである。

Note 5: LTC3779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。

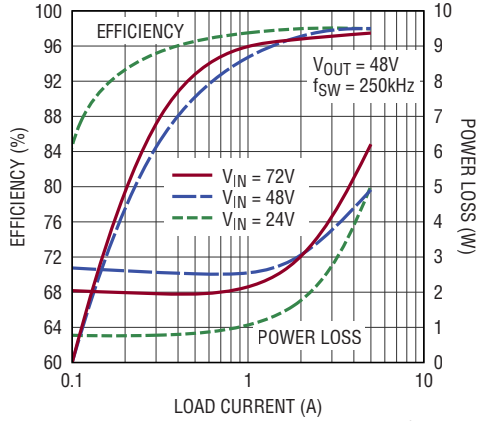
Note 7: 立ち上がり時間と立ち下がり時間は10%と90%のレベルを使って測定する。遅延時間は50%レベルを使って測定する。

Note 8: これらのピンには電圧源も電流源も印加してはならない。接続するのは容量性負荷のみにする必要がある。そうしないと永続的な損傷が生じる恐れがある。これらのピンの定格は絶対最大電圧の -0.3V ～ 11V である。

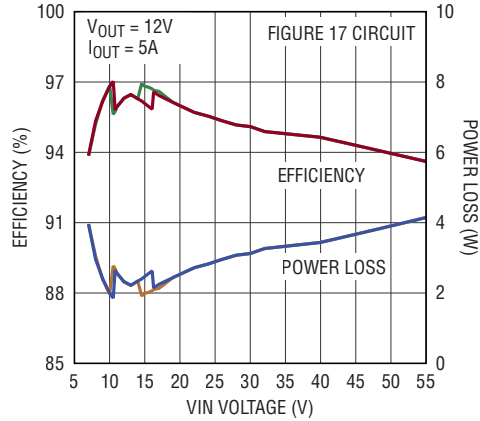
Note 9: NDRVピンを使用しない場合、DRV_{CC}に接続する以外は、NDRVには電圧も電流源も印加してはならない。使用する場合は、接続先を容量性負荷のみに制限する必要がある（「アプリケーション情報」セクションの「DRV_{CC}レギュレータ」参照）。そうしないと、永続的損傷が生じる恐れがある。

標準的性能特性

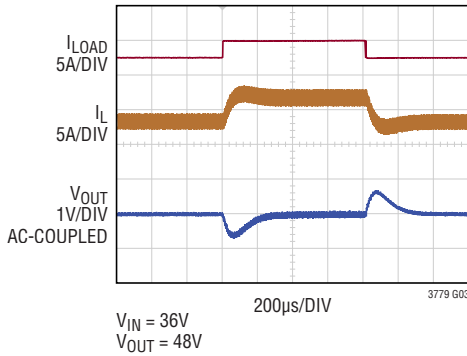
効率および電力損失と負荷電流
および入力電圧、連続モード



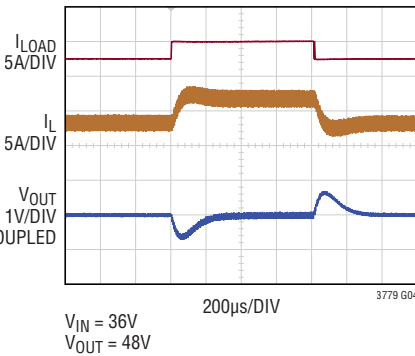
効率および電力損失と入力電圧



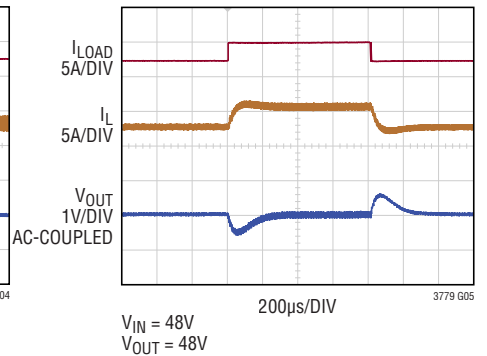
負荷ステップ、昇圧領域、
連続モード



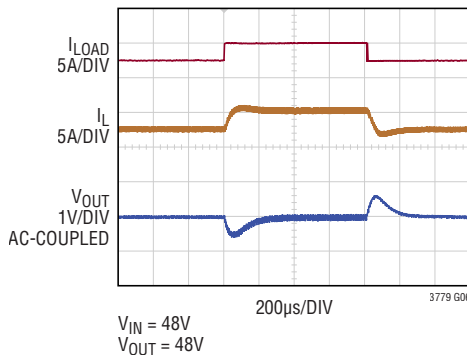
負荷ステップ、昇圧領域、パルス・
スキップ・モード



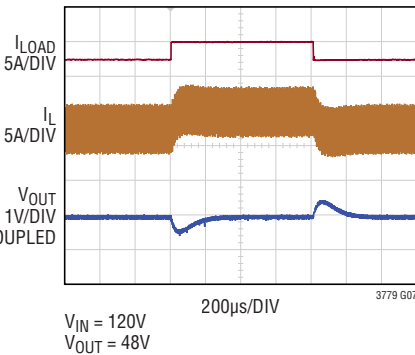
負荷ステップ、昇降圧領域、
連続モード



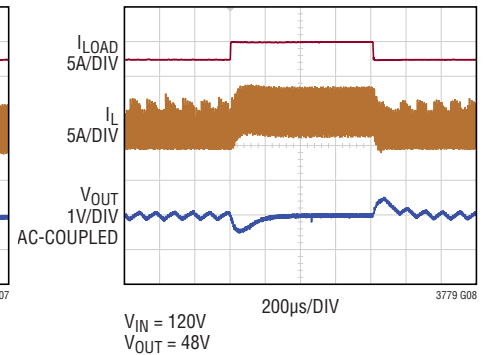
負荷ステップ、昇降圧領域、
パルス・スキップ・モード



負荷ステップ、降圧領域、
連続モード

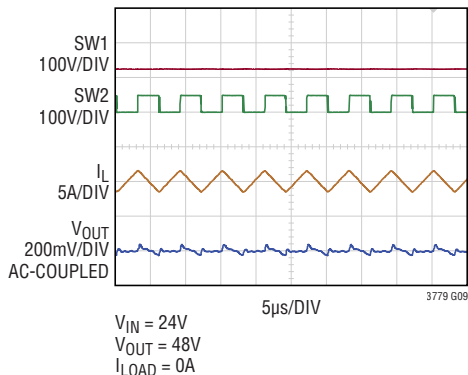


負荷ステップ、降圧領域、
パルス・スキップ・モード

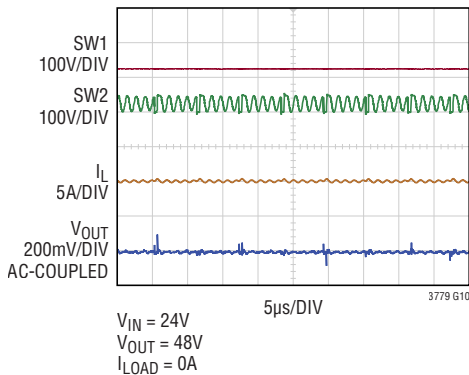


標準的性能特性

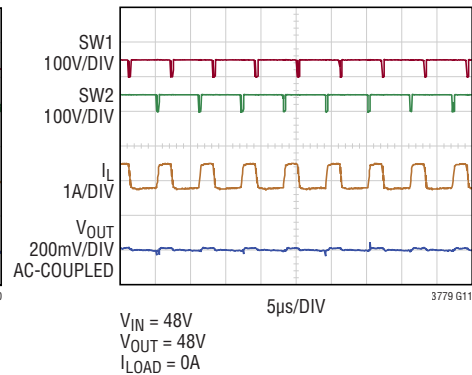
強制連続モード
昇圧領域



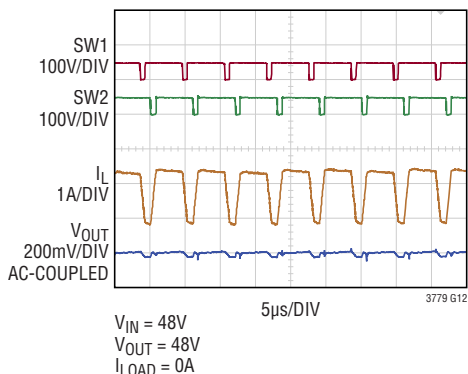
パルス・スキップ・モード
昇圧領域



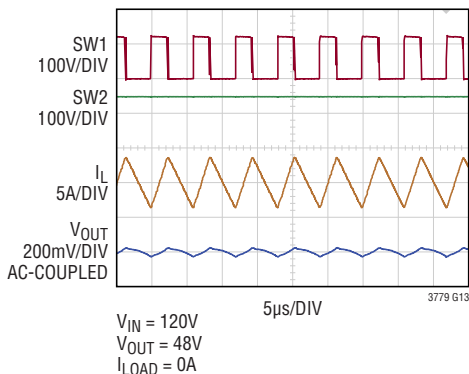
強制連続モード
昇降圧領域



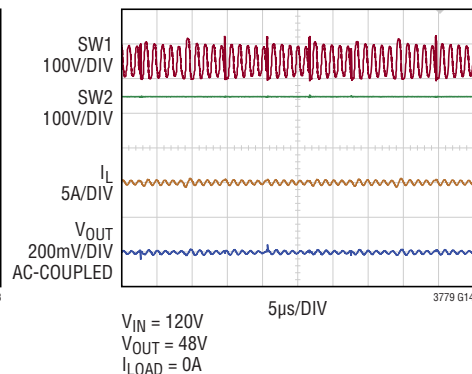
パルス・スキップ・モード
昇降圧領域



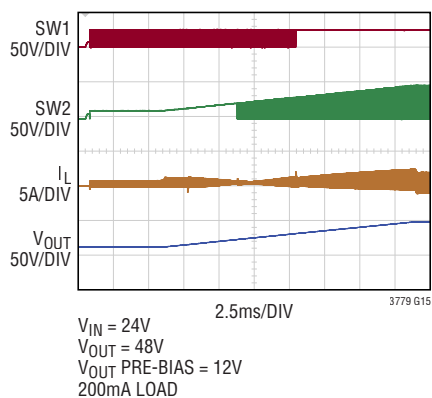
強制連続モード
降圧領域



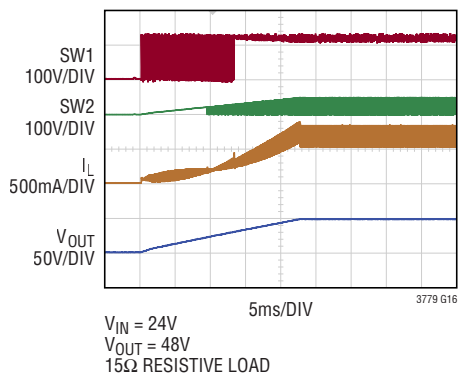
パルス・スキップ・モード
降圧領域



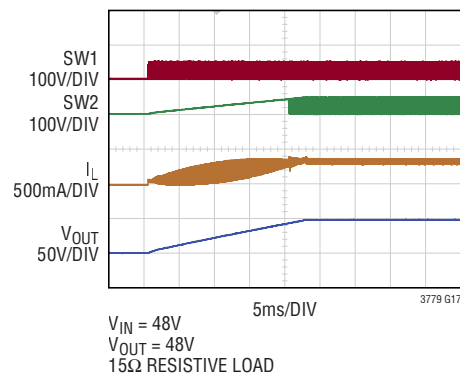
RUNからの起動
強制連続モード
プリバイアス出力



起動、強制連続モード、昇圧領域

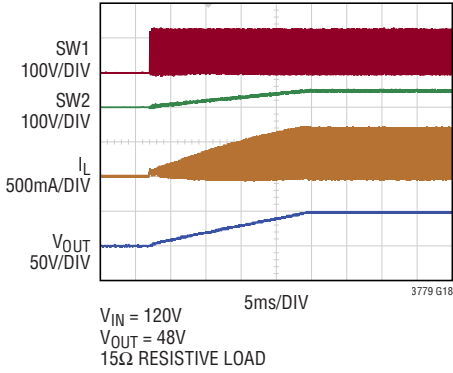


起動、強制連続モード、
昇降圧領域

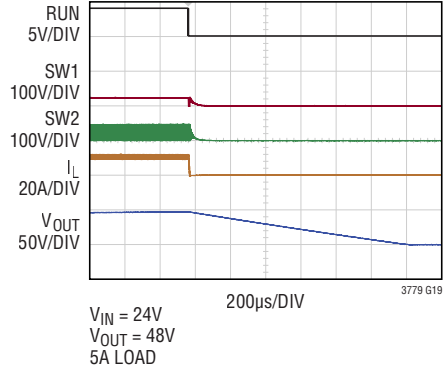


標準的性能特性

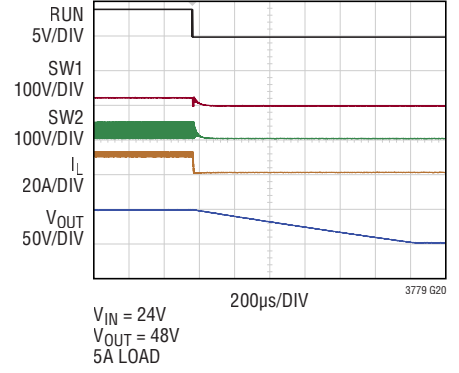
起動、強制連続モード、降圧領域



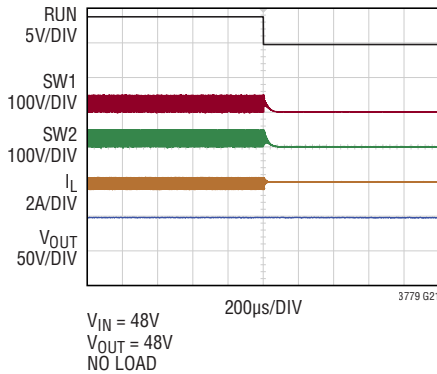
RUNからのシャットダウン
強制連続モード
昇圧領域



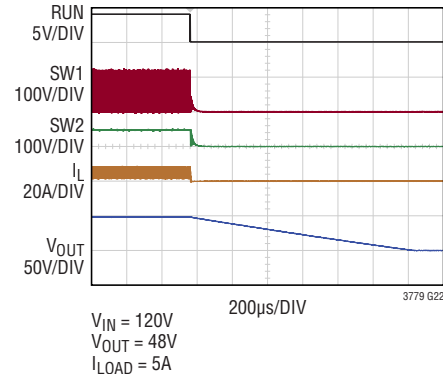
RUNからのシャットダウン
パルス・スキップ・モード
昇圧領域



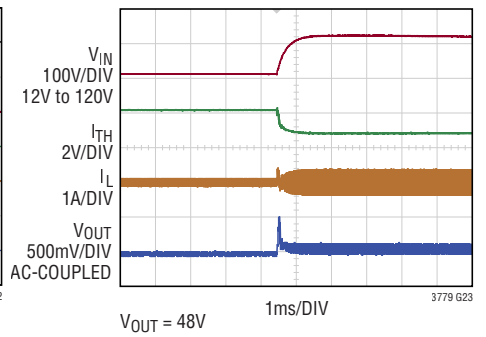
RUNからのシャットダウン
強制連続モード
昇降圧領域



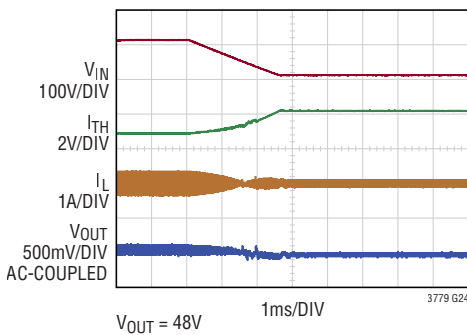
RUNからのシャットダウン
強制連続モード
降圧領域



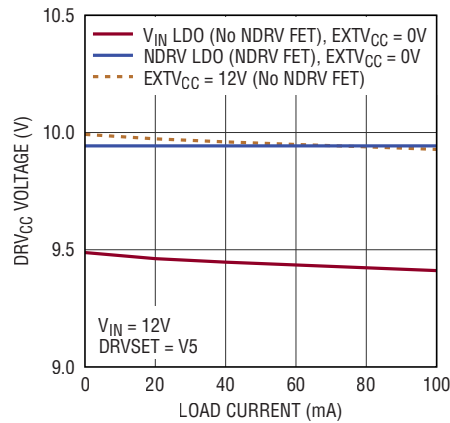
入力トランジエントの
立ち上がりエッジ



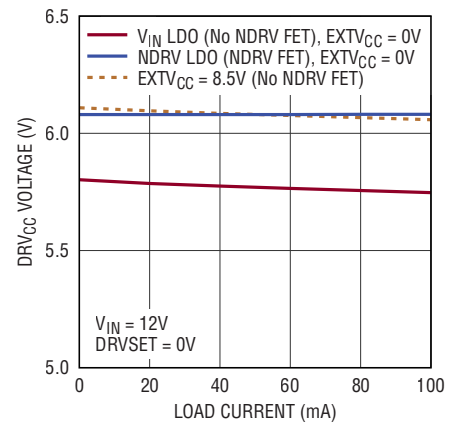
入力トランジエントの
立ち下がりエッジ



DRV_{CC}と負荷電流

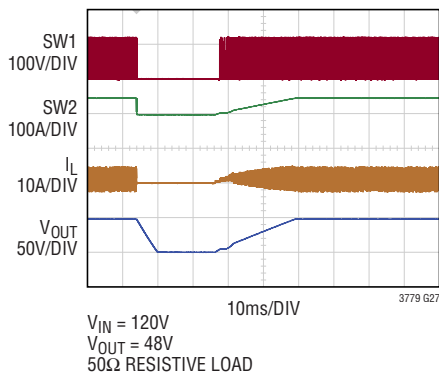


DRV_{CC}と負荷電流

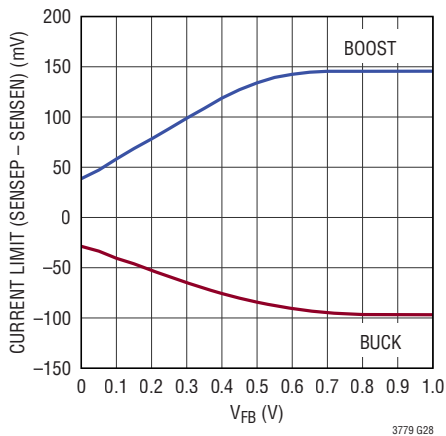


標準的性能特性

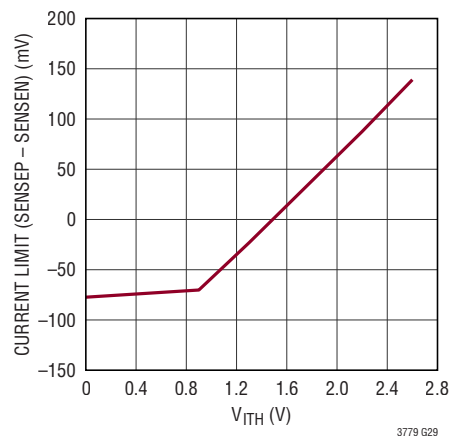
VINOVトランジェント、
強制連続モード、降圧領域



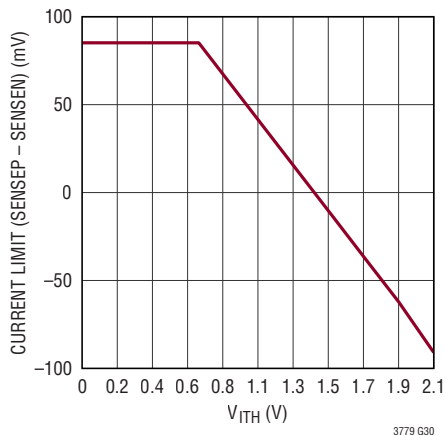
電流フォールドバック制限



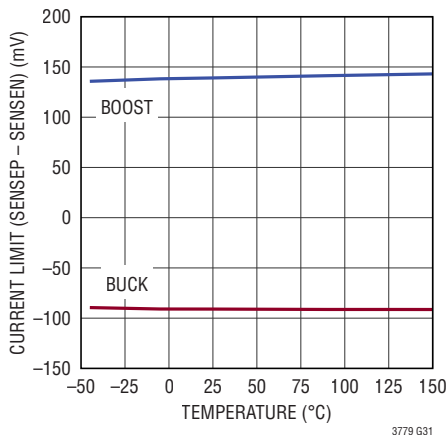
ピーク電流しきい値とVITH(昇圧)



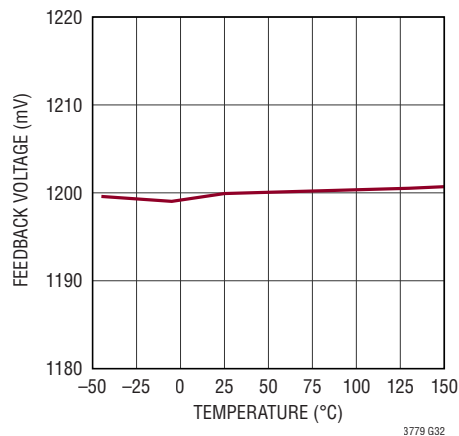
谷電流しきい値とVITH(降圧)



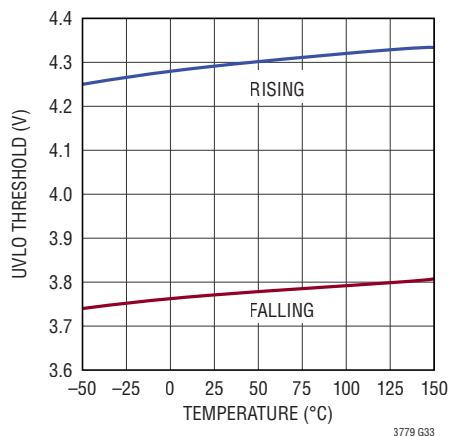
電流制限の最大値と温度



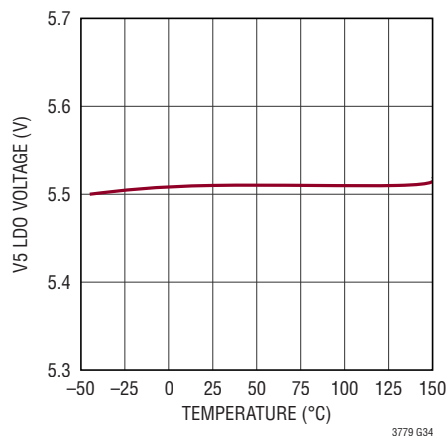
安定化帰還電圧と温度



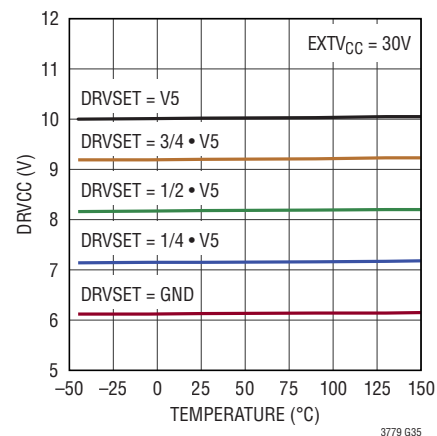
低電圧ロックアウトしきい値(V5)と
温度



V5の低ドロップアウト・
レギュレーション電圧と温度

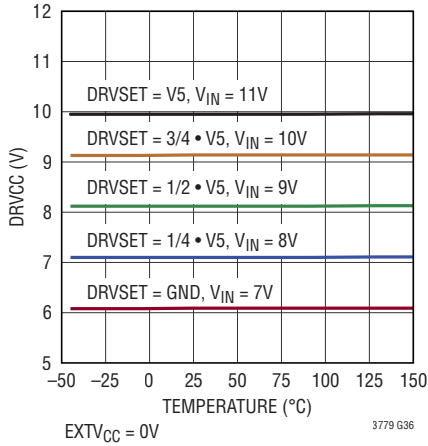


EXTVCC LDOと温度

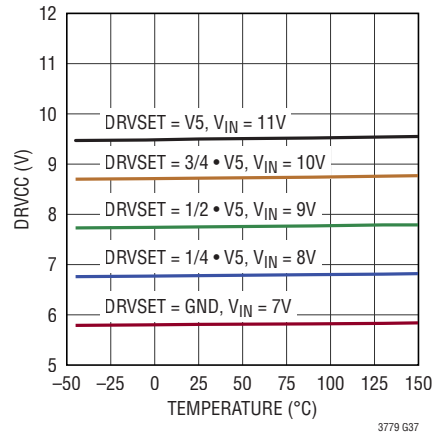


標準的性能特性

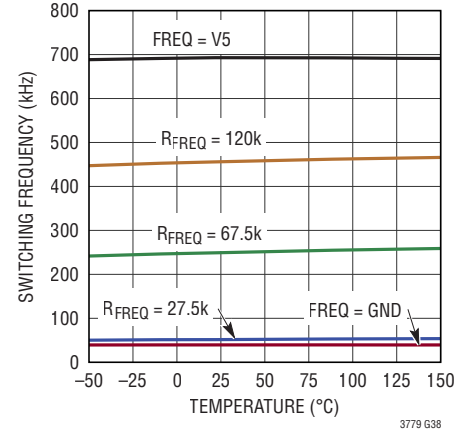
NDRV LDOと温度



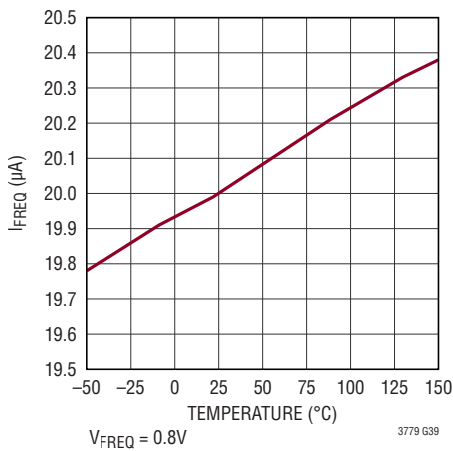
VIN LDOと温度



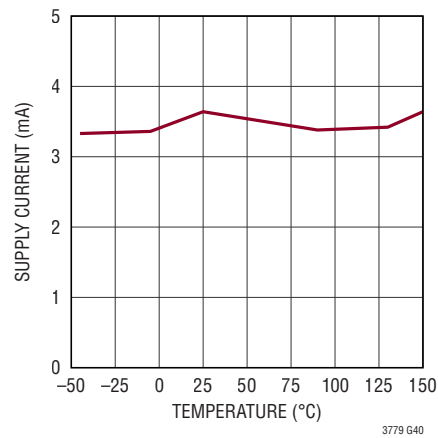
発振器周波数と温度



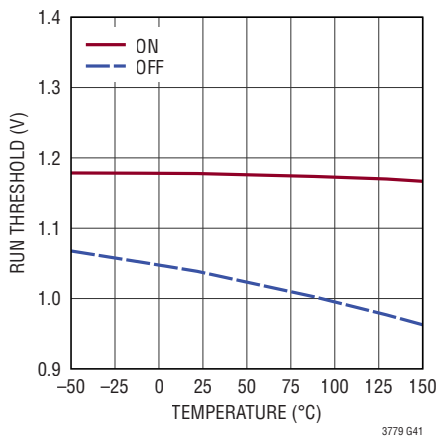
周波数設定電流と温度



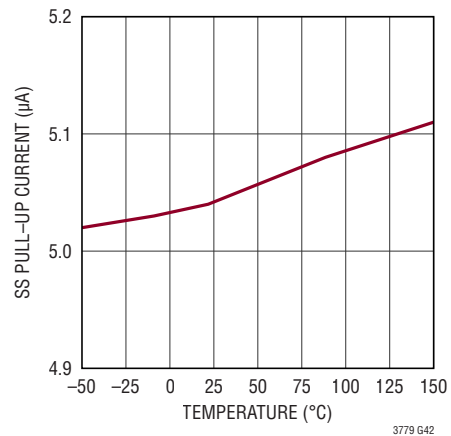
入力電源電流と温度



RUNのしきい値と温度



ソフトスタートのプルアップ電流と温度



ピン機能

BG1/BG2 (ピン1および19) : 下側のゲート・ドライバ出力。このピンは、下側のNチャネルMOSFETのゲートをPGNDからDRV_{CC}までの電圧範囲で駆動します。

VINOV (ピン2) : 抵抗分割器を介して入力電源に接続し、過電圧ロックアウト・レベルを設定します。このピンの電圧を1.28Vより高くすると、全てのスイッチングが停止し、上側のGATEピンは“L”に保持され、下側のGATEピンは“H”に保持されて、V_{OUT}はV_{IN}から切断されます。DRV_{CC}とV5のレギュレーションは、過電圧の発生時にも維持されます。このピンの電圧が1.23Vを下回ると、通常動作が再開します。このピンの電圧がVINOVロックアウトしきい値を超えると、ソフトスタート・リセットが作動し、その結果、入力電源トランジェントから緩やかに回復します。過電圧ロックアウト機能を使用しない場合は、このピンをグラウンドに接続してください。

DRVSET (ピン3) : DRV_{CC}リニア・レギュレータの安定化出力電圧を6V～10Vの範囲内で1V刻みで設定します。このピンをSGNDに接続するとDRV_{CC}は6Vに設定され、1/4・V5に接続するとDRV_{CC}は7Vに設定されます。更に、このピンをフロート状態にするとDRV_{CC}は8Vに設定され、3/4・V5に接続するとDRV_{CC}は9Vに設定され、V5に接続するとDRV_{CC}は10Vに設定されます。

SGND (ピン4および14) : 信号グラウンド。全ての帰還接続およびソフトスタート接続は、SGNDに戻してください。負荷レギュレーションを最適にするには、プリント回路基板パターン上の、複数の出力コンデンサの負端子間の位置にSGNDピンをケルビン接続する必要があります。

EXTV_{CC} (ピン5) : DRV_{CC}に接続された内部LDOへの外部電源入力。このピンの電圧がDRV_{CC}LDOの設定値 - 500mVより高くなると、このLDOは、V_{IN}から電力を供給されている内部LDOまたはNDRVから電力を供給されている外部LDOをバイパスします。EXTV_{CC}を使用しない場合は、このピンをグラウンドに接続してください。

NDRV (ピン6) : DRV_{CC}に接続されるLDOレギュレータの外部パス・デバイスの駆動出力。外付けNMOSパス・デバイスのゲートに接続します。外部リニア・レギュレータをデイスエーブするには、NDRVをDRV_{CC}に接続します。内部チャージポンプはNDRVをV_{IN}より高い電圧に駆動して低ドロップアウト性能を確保します。

DRV_{CC} (ピン7) : 内部または外部の低ドロップアウト・レギュレータの出力。ゲート・ドライバはこの電圧源から電力が供給されます。DRV_{CC}の電圧はDRVSETピンで設定します。低ESRの4.7μFセラミック・バイパス・コンデンサ(X5R以上の良質なものを)、できるだけデバイスに近づけて、DRV_{CC}とPGNDの間に接続します。DRV_{CC}ピンは他のいかなる目的にも使用しないでください。

V5 (ピン8) : 内部の5.5V低ドロップアウト・レギュレータの出力。制御回路の電力はこの電圧から供給されます。4.7μF以上の低ESRタンタル・コンデンサまたはセラミック・コンデンサをデバイスにできるだけ近づけて使用し、このピンをSGNDにバイパスします。

SS (ピン9) : ソフトスタート入力。このピンでの電圧ランプ・レートによって安定化電圧の電圧ランプ・レートが設定されます。このピンには5μAのプルアップ電流が流れます。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、最終的な安定化出力電圧までのランプ時間が設定されます。

V_{FB} (ピン10) : エラーアンプの入力。FBピンは抵抗分割器の回路網を介してV_{OUT}に接続し、出力電圧を設定します。

SENSEP (ピン11) : 差動電流コンパレータの非反転入力。このピンは通常、パワーMOSFETのソースに接続する検出抵抗に接続します。ITHピンの電圧と、SENSEPピンとSENSENピンの間の制御オフセットをR_{SENSE}と組み合わせることにより、電流作動しきい値が設定されます。

SENSEN (ピン12) : 差動電流コンパレータの反転入力。このピンは通常、検出抵抗のグラウンド側に接続します。

ITH (ピン13) : エラーアンプの出力。電流コンパレータの作動しきい値は、ITHの制御電圧に応じて増加します。ITHピンは、コンバータの制御ループを補償する目的にも使用されます。

MODE (ピン15) : モード選択ピン。このピンをSGNDまたは0.8Vより低い電圧に接続すると、強制連続モードが有効になります。V5に接続すると、パルス・スキップ・モードが有効になります。

ピン機能

PLLIN (ピン16) : 位相検出器の外部同期入力。外部同期の場合、クロック信号をこのピンに入力すると、内部PLLにより、内部発振器がクロックに同期します。PLL補償回路網がデバイスに組み込まれています。外部クロックと同期している場合、レギュレータは強制連続モードでもパルス・スキップ・モードでも動作することができます。動作モードはMODEピンの設定によって制御されます。

FREQ (ピン17) : 内部VCOの周波数制御ピン。FREQとSGNDの間に抵抗を接続することにより、周波数を50kHz～600kHzの範囲でプログラムすることができます。抵抗と20 μ Aの内部ソース電流により、内部発振器が周波数を設定するのに使う電圧を発生します。

PGOOD (ピン18) : フォルト・インジケータ出力。V_{FB}ピンの電圧が設定点の $\pm 10\%$ 以内に入らない場合にグランド電位になるオープンドレイン出力。

SW1、SW2 (ピン20および38) : スイッチ・ノードのインダクタへの接続ピン。

TG1、TG2 (ピン21および37) : 上側NチャネルMOSFETの大電流ゲート駆動ピン。これらは、電圧振幅がスイッチ・ノード電圧SWにDRV_{CC}を重ね合わせた電圧に等しいフロート・ハイサイド・ドライバの出力です。

BOOST1、BOOST2 (ピン22および36) : フロート・ドライバの昇圧電源。このピンにはブートストラップ・コンデンサの(+)端子を接続します。このピンの振幅範囲は、DRV_{CC}よりダイオードの電圧降下分だけ低い電圧からV_{IN} + DRV_{CC}までです。

RUN (ピン24) : イネーブル制御入力。1.2Vより高い電圧を入力するとデバイスがオンします。このピンには2.5 μ Aのプルアップ電流が流れます。RUNピンの電圧がしきい値の1.2Vを超えると、プルアップ電流は6.5 μ Aに増加します。このピンを1.1Vより低い電圧に強制すると、コントローラがシャットダウンします。このピンをV_{IN}に接続すれば常時オン動作にすることができます。このピンはフロート状態にしないでください。

I_{AVGSNSP} (ピン26) : 入力/出力平均電流検出アンプの非反転入力。

I_{AVGSNSN} (ピン28) : 入力/出力平均電流検出アンプの反転入力。この平均電流ループ機能を使用しない場合は、I_{AVGSNSP}ピンとI_{AVGSNSN}ピンを互いに短絡してV5に接続します。

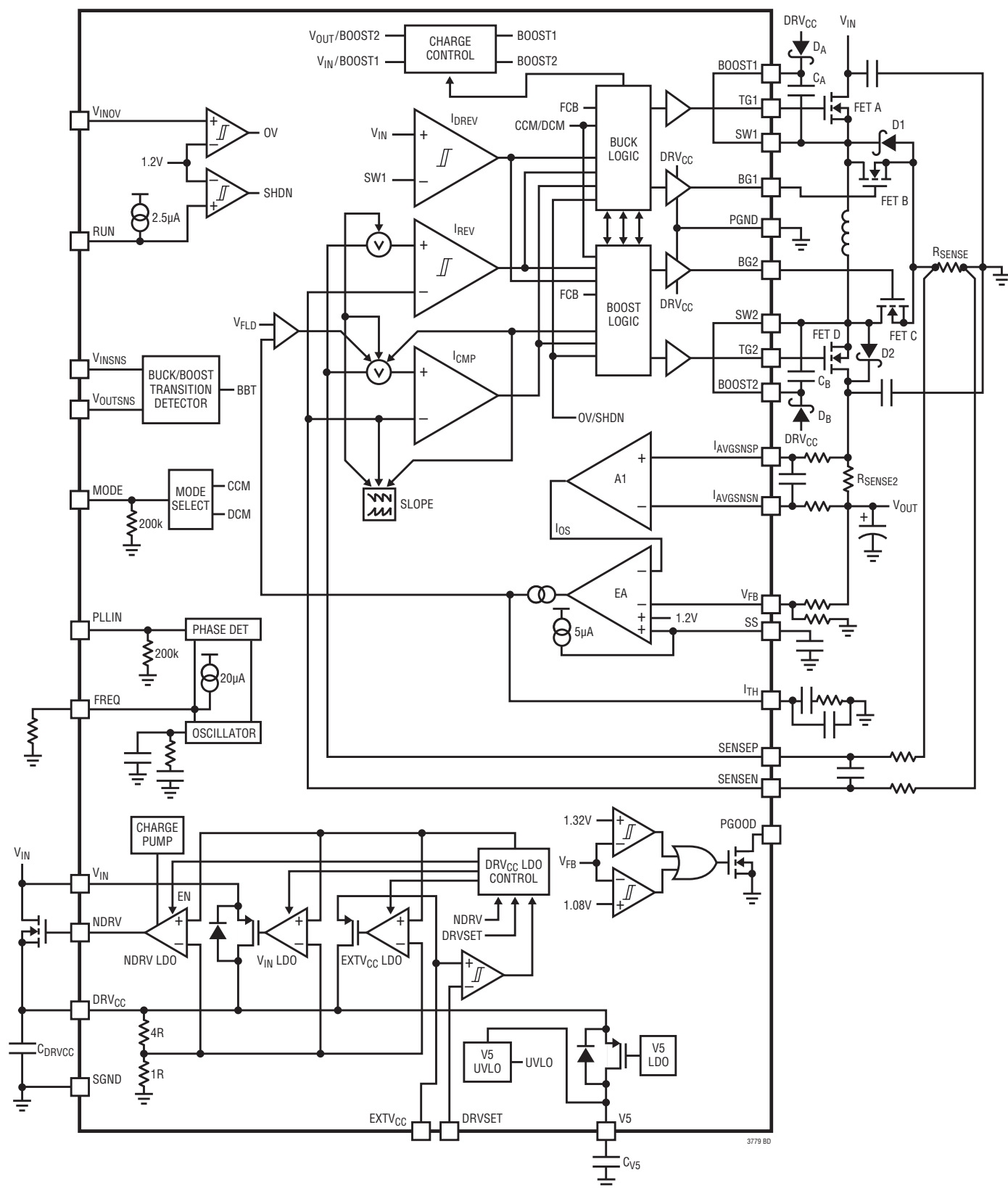
V_{OUTSNS} (ピン30) : 降圧/昇圧遷移コンパレータへのV_{OUT}検出出力。このピンは、出力側にある上側NチャネルMOSFETのドレインに1k Ω の抵抗を介して接続します。

V_{INSNS} (ピン32) : 降圧/昇圧遷移コンパレータへのV_{IN}検出入力。このピンは、入力側にある上側NチャネルMOSFETのドレインに接続します。

V_{IN} (ピン34) : 主電源ピン。このピンとPGNDピンの間にバイパス・コンデンサを接続します。

PGND (露出パッドのピン39) : ドライバの電源グランド。C_{IN}、C_{OUT}、およびR_{SENSE}の(-)端子に接続します。電氣的接触と定格の熱性能を得るため、露出パッドはPCBのグランドに半田付けする必要があります。

ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC3779は入力電圧に比べて高い出力電圧、等しい出力電圧、または低い出力電圧を供給する電流モード・コントローラです。このリニアテクノロジー独自の回路構成と制御アーキテクチャでは、電流検出抵抗を使用します。インダクタ電流は、 I_{TH} ピンの電圧(エラーアンプEAの出力)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。入力/出力の電流レギュレーション・ループを実装している場合、検出されたインダクタ電流は検出された帰還電圧または入力/出力電流によって制御されます。

DRV_{CC}/EXTV_{CC}/V₅電源

上側と下側のMOSFETドライバへの電力は、DRV_{CC}ピンから供給されます。DRV_{CC}電源電圧は、DRVSETピンを使用して、6V～10Vの範囲内の電圧に1V刻みで設定することができます。2つの異なるLDO(低ドロップアウト・レギュレータ)により、 V_{IN} からDRV_{CC}に電力を供給することができます。内部の V_{IN} LDOは、 V_{IN} ピンとDRV_{CC}ピンの間にある内部Pチャネル・パス・デバイスを使用します。入力電圧の高いアプリケーションでデバイス内部の電力損失が大きくなるようにするため、LTC3779は、NDRVピンを使用してDRV_{CC}に電力を供給するNDRV LDOも内蔵しています。電力を供給するには、ソースをDRV_{CC}に接続し、ドレインを V_{IN} に接続した外付けのNチャネルMOSFETのゲートを駆動して、リニア・レギュレータとして動作させます。NDRV LDOは、NDRVを V_{IN} より高い電圧に駆動して低ドロップアウト性能を発揮することができるチャージポンプを内蔵しています。

EXTV_{CC}ピンをその切り替え電圧より低い電圧(DRV_{CC}-500mV)に接続すると、 V_{IN} LDOおよびNDRV LDOがイネーブルされ、そのいずれか一方が V_{IN} からDRV_{CC}に電力を供給します。 V_{IN} LDOのレギュレーション点は、NDRV LDOよりわずかに低い電圧です。NDRV LDOを外付けのNチャネルMOSFETと組み合わせて使用する場合は、NDRVピンに接続されているMOSFETのゲートを駆動して、DRV_{CC}が V_{IN} LDOのレギュレーション点より高い電圧で安定化するようにします。これにより、DRV_{CC}の電流は全て外付けのNチャネルMOSFETを流れて、内部の V_{IN} LDOパス・デバイスをバイパスするようになります。NDRV LDOを使用しない場合、DRV_{CC}の全ての電流は、 V_{IN} ピンとDRV_{CC}ピンの間にある内部Pチャネル・パス・デバイスに流れます。

EXTV_{CC}をその切り替え電圧より高くすると、 V_{IN} LDOおよびNDRV LDOはオフし、EXTV_{CC} LDOがオンします。EXTV_{CC} LDOは、イネーブルされると、EXTV_{CC}からDRV_{CC}に電力を供給します。EXTV_{CC}ピンを使用すると、LTC3779スイッチング・レギュレータの出力などの高効率の外部電源からDRV_{CC}の電力を得ることができます。

ほとんどの内部回路はV5レールから電力供給を受けており、V5レールはDRV_{CC}を電源とする内部リニア・レギュレータが生成しています。V5ピンは、1 μ F～10 μ Fの外付けコンデンサをV5とSGNDの間に接続してバイパスする必要があります。このピンからは、最大20mAの電流を供給可能な5.5V出力が得られます。詳細については「[アプリケーション情報](#)」のセクションを参照してください。

上側MOSFETドライバと内部充電経路

2つの上側MOSFETドライバは、それぞれフロート状態のブートストラップ・コンデンサからバイアスされます。このコンデンサは、上側MOSFETがオフになってSWが“L”になると、通常は外付けダイオードを介してDRV_{CC}によって再充電されます。LTC3779の動作領域が降圧領域または昇圧領域に限定される場合、一方の上側MOSFETは常時オンになります。 V_{OUT} およびBOOST2からBOOST1まで、または V_{IN} およびBOOST1からBOOST2までの内部充電経路は、上側MOSFETをオン状態に維持できるようにブートストラップ・コンデンサを充電します。ただし、漏れ電流の多い外付けダイオードを使用した場合は、内部充電経路が外付けブートストラップ・コンデンサに十分な電荷を供給できないので、(BOOST - SW)間の電圧が昇圧コンデンサのリフレッシュしきい値より低くなると、(コンデンサ両端の電圧を常時モニタしている)内部UVLOコンパレータが(BOOST - SW)間の電圧を検出します。これにより、上側MOSFETは4サイクルに1回、クロック周期の約1/12の時間だけオフするので、ブートストラップ・コンデンサを再充電できるようになります。昇圧コンデンサのリフレッシュしきい値は、DRVSETピンの設定により異なります。

動作

シャットダウンと起動

LTC3779は、RUNピンを“L”にすればシャットダウンすることができます。RUNピンの電圧を1.1Vより低くすると、コントローラのメイン制御ループと、DRV_{CC}レギュレータやV5レギュレータなど、ほとんどの内部回路はシャットダウンします。RUNピンを解放すると、2.5μAの内部電流によってRUNピンの電圧が上昇し、コントローラをイネーブルすることができます。RUNピンの電圧が1.2Vの高精度しきい値より高くなると、内部LDOがDRV_{CC}の電力を供給するようになります。同時に、6.5μAのプルアップ電流が流れ始めてRUNピンのヒステリシスが大きくなります。RUNピンは外部から引き上げるか、またはロジックで直接駆動することができます。RUNピンは最大150V（絶対最大定格）に耐えることができるので、コントローラが絶えずイネーブルされて決してシャットダウンしない常時オン・アプリケーションでは、V_{IN}に接続すると便利です。RUNピンは、4Vより高い電圧に外部から駆動すると、内部のプルアップ電流が流れなくなります。

ソフトスタート

コントローラの実出力電圧V_{OUT}の起動は、SSピンの電圧によって制御されます。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンス電圧より低い場合、LTC3779はV_{FB}の電圧を1.2Vのリファレンス電圧ではなくSSピンの電圧に安定化します。このため、SSピンとSGNDの間に外付けコンデンサを接続することにより、SSピンを使用してソフトスタートを設定することができます。5μAの内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電して、SSピンに電圧ランプを生成します。SSピンの電圧が0Vから1.2V（以上）に直線的に上昇するにつれて、出力電圧V_{OUT}もゼロからその最終値まで滑らかに上昇します。RUNを“L”にしてコントローラをディスエーブルした場合、V_{CC}入力電源での過電圧発生時、過熱シャットダウン発生時、またはV5が低電圧ロックアウトしきい値である3.85Vより低くなった場合、SSピンは内部のMOSFETによって“L”になります。低電圧ロックアウト時には、コントローラがディスエーブルされ、外部MOSFETはオフに保たれます。

アプリケーションによっては、負荷電圧がゼロでない状態でのコンバータの起動を要求することがあります。この場合には、コンバータのスイッチング開始時にV_{OUT}のコンデンサに電荷が残っています。これらの条件でV_{OUT}が放電しないようにするため、SSの電圧がV_{FB}と1.32Vのどちらか低い方より低くなるまで、デバイスは強制的に不連続動作モードになります。

パワー・スイッチの制御

4つのパワースイッチがインダクタ、V_{IN}、V_{OUT}、およびGNDにどのように接続されているかの簡略図を図1に示します。LTC3779の動作領域をV_{OUT} - V_{IN}またはスイッチのデューティ・サイクル(DC)の関数として図2に示します。パワー・スイッチは正確に制御されるので、領域間の移行はとぎれません。領域間移行時のチャタリングを防ぐために、ヒステリシスが追加されています。

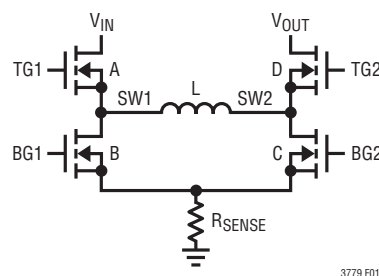


図1. 出力スイッチの簡略図

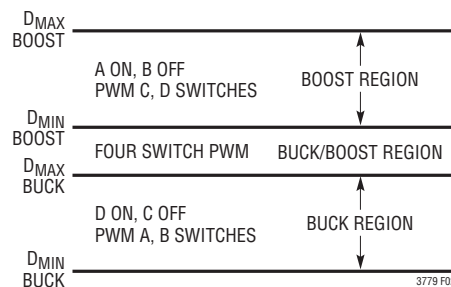


図2. 動作領域とデューティ・サイクル

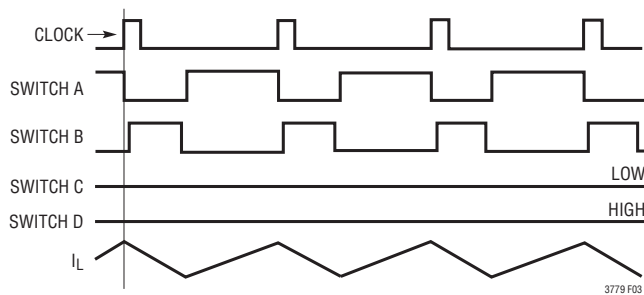
動作

降圧領域 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)

V_{IN} が V_{OUT} より大幅に高い場合、デバイスは降圧領域で動作します。この領域では、スイッチCは常にオフです。各サイクルの開始時には、同期スイッチBが最初にオンします。同期スイッチBがオンすると、インダクタ電流が検出されます。検出されたインダクタ谷電流がリファレンス電圧 (V_{ITH} に比例)より低くなると、同期スイッチBはオフし、スイッチAはオンして、この状態がサイクルの残りの時間にわたって続きます。スイッチAとスイッチBは交互に動作し、典型的な同期整流式降圧レギュレータと同様に動作します。スイッチAのデューティ・サイクルは、コンバータの最大デューティ・サイクルが(次式で与えられる) $DC_{(MAX_BUCK)}$ に達するまで増加します。

$$DC_{(MAX_BUCK)} = \left(1 - \frac{1}{12}\right) \cdot 100\% = 91.67\%$$

降圧領域の標準的な波形を図3に示します。 V_{IN} が V_{OUT} に近づくと、昇降圧領域に達します。

図3. 降圧領域 ($V_{IN} \gg V_{OUT}$)昇降圧領域 (V_{IN} と V_{OUT} がほぼ等しい)

V_{IN} が V_{OUT} に近いと、コントローラは昇降圧領域に入ります。この領域での標準的な波形を図4に示します。クロック・サイクルの開始時に、コントローラがスイッチBおよびDをオンすることから始めた場合、コントローラは最初、降圧領域内であるかのように動作します。 I_{CMP} が作動すると、スイッチBはオフになり、スイッチAはオンになります。クロックの位相が 120° になると、スイッチCがオンします。LTC3779は、 I_{CMP} が作動するまでは昇圧コンバータとして動作します。その後、スイッチDがオンになり、その状態がクロック周期の残りの時間にわたって続きます。コントローラがスイッチAおよびCをオンにすることから始めた場合、コントローラは最初、 I_{CMP} が作動してスイッチDがオンになるまで、昇圧コンバータとして動作します。位相が 120° になると、スイッチBがオンするので、デバイスは降圧コンバータとして動作します。その後、 I_{CMP} が作動してスイッチBがオフになり、スイッチAがオンになって、この状態がクロック周期の残りの時間にわたって続きます。

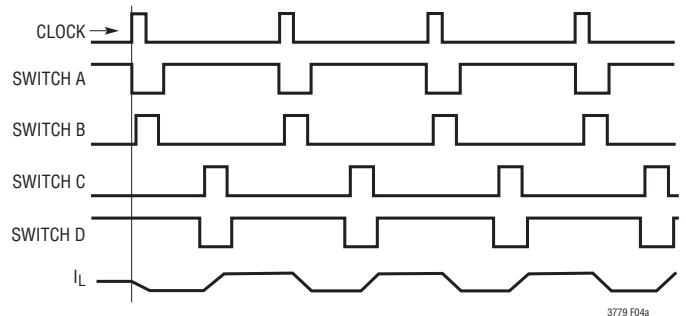
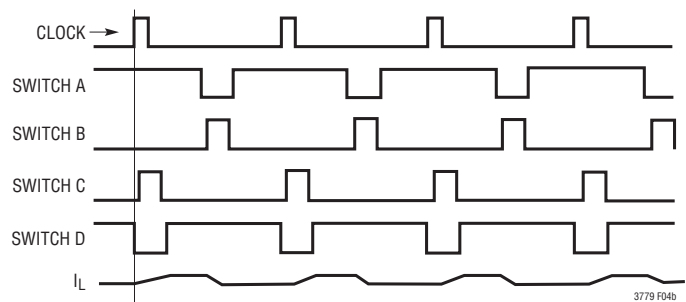
(4a) 昇降圧領域 ($V_{IN} \geq V_{OUT}$)(4b) 昇降圧領域 ($V_{IN} \leq V_{OUT}$)

図4. 昇降圧領域

動作

昇圧領域 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

昇圧領域では、スイッチAは常にオンであり、同期スイッチBは常にオフです。全てのサイクルで、スイッチCが最初にオンします。同期スイッチCがオンすると、インダクタ電流が検出されます。検出されたインダクタ・ピーク電流がリファレンス電圧による要求値 (V_{ITH} に比例) を超えると、スイッチCはオフし、同期スイッチDはオンして、この状態がサイクルの残りの時間にわたって続きます。スイッチCとスイッチDは交互に動作し、典型的な同期整流式昇圧レギュレータと同様に動作します。

スイッチCのデューティ・サイクルは、コンバータの最小デューティ・サイクルが(次式で与えられる) $DC_{(MIN,BOOST)}$ に達するまで減少します。

$$DC_{(MIN,BOOST)} = \left(\frac{1}{12} \right) \cdot 100\% = 8.33\%$$

昇圧領域の標準的な波形を図5に示します。 V_{IN} が V_{OUT} に近づくと、昇降圧領域に達します。

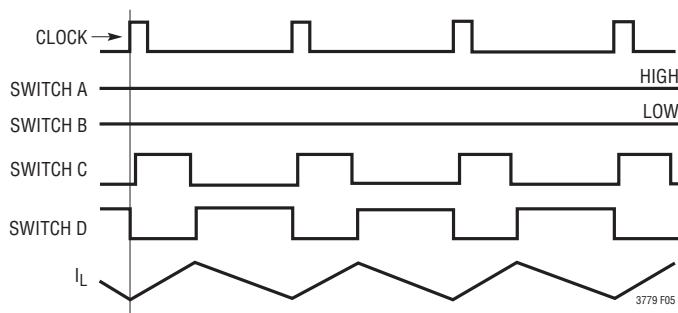


図5. 昇圧領域 ($V_{IN} \ll V_{OUT}$)

軽負荷電流動作 (MODEピン)

LTC3779は、イネーブルしてパルス・スキップ・モードまたは強制連続導通モードにすることができます。強制連続動作を選択するには、MODEピンを0.8Vより低いDC電圧(例えば、SGND)に接続します。パルス・スキップ動作モードを選択するには、MODEピンをV5に接続します。

パルススキップ・モード: LTC3779がパルス・スキップ・モードつまり不連続モードに入った場合、昇圧領域では、スイッチAを流れる逆電流が検出されると必ず同期スイッチDがオフに保持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータ I_{CMP} が数サイクルにわたって作動したままになり、スイッチCを同じサイクル数だけ強制的にオフに保持する(つまり、パルスをスキップする)ことがあります。降圧領域では、インダクタ電流を逆方向に流すことはできません。インダクタに逆電流が検出されると、同期スイッチBは必ずオフに保持されます。非常に軽い負荷では、電流コンパレータ I_{CMP} が数サイクルにわたって不動作状態のままになり、スイッチAを同じサイクル数だけオフに保持することがあります。また、同期スイッチBもスキップされたサイクルの間オフに保持されます。昇降圧領域では、コントローラは連続動作モード時と同様に、1回のクロック・サイクルの間に昇圧領域と降圧領域で交互に動作します。少量の逆電流を流してリップルを最小限に抑えることができます。同じ理由で、昇降圧領域の“H”と“L”の境界付近では、幅の狭い連続降圧動作および昇圧動作が可能です。

強制連続モード: 強制連続モードではインダクタ電流を逆方向に流すことが可能であり、スイッチを強制的に「オフ」にして逆電流を防止する必要はありません。負荷電流が非常に軽い場合、インダクタ電流は正負に振れ、それに応じた平均電流が出力に供給されます。ソフトスタート時に、SSピンの電圧が V_{FB} より低いと、デバイスは強制的に不連続モードになり、出力から入力へ電流が流れるのを防ぎます。SSピンの電圧が V_{FB} と1.32Vのどちらか低い方を超えると、強制連続モードが必ずイネーブルされます。

動作

出力過電圧

V_{FB} ピンの抵抗分割器で設定した値より出力電圧の方が高い場合、LTC3779は動作モードと動作領域に従って応答します。連続導通モードでは、LTC3779は入力に電流を流し込みます。入力電源が電流を吸い込むことができる場合、LTC3779は最大で約 $80\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ の電流を入力に流し込むことができます。パルス・スキップ・モードの場合と降圧領域または昇圧領域では、スイッチングが停止し、出力が高い状態に維持されます。パルス・スキップ・モード、昇降圧領域、および隣接する狭い連続昇圧動作帯では、スイッチAを介して入力に流れ込む電流が「約 $40\text{mV}/\text{スイッチAの}R_{\text{DS(ON)}}$ 」に制限されます。このレベルに達すると、スイッチングが停止して出力が上昇します。パルス・スキップ・モードと、昇降圧領域に隣接する狭い連続降圧領域では、 R_{SENSE} を介して入力に流れ込む電流が約 $40\text{mV}/R_{\text{SENSE}}$ に制限されます。

電圧レギュレーション・ループ

LTC3779は、出力電圧を安定化するために定電圧レギュレーション・ループを備えています。 V_{OUT} 、 V_{FB} 、GNDの間に接続した抵抗分割器によって出力電圧を検出します。従来の電圧レギュレータと同様に、 V_{FB} の電圧が上昇してEAのリファレンス電圧（標準1.2V、「ブロック図」参照）付近かそれより高い値になると、ITH電圧が低下し、 V_{OUT} を安定化して目的の電圧に保つ大きさの電流が要求されます。

定電流レギュレーション (I_{AVGSNSP} ピンと I_{AVGSNSN} ピン)

LTC3779は、入力電流または出力電流の定電流レギュレーション・ループを備えています。入力コンデンサまたは出力コンデンサの近くに検出抵抗を接続することにより、入力電流または出力電流を検出することができます。電流が電流制限設定値を超えると、ITHピンの電圧が低下して所望の最大入力電流または最大出力電流を維持します。入力電流制限機能はDC入力電圧源の過負荷状態を防止するのに対して、出力電流制限機能はバッテリー・チャージャ・アプリケーションやLEDドライバ・アプリケーションの構成要素をもたらします。この機能は定電圧レギュレーション・アプリケーションの追加の電流制限保護として機能させることもできます。入力電流制限機能または出力電流制限機能の動作電圧範囲は、GNDからそれぞれ V_{IN} または V_{OUT} の絶対最大定格値までです。

周波数の選択とフェーズロック・ループ (FREQピンと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容量が必要になります。LTC3779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。SYNCピンが外部クロック信号源によって駆動されていない場合は、FREQピンを使用してコントローラの動作周波数を50kHz～600kHzに設定することができます。

スイッチング周波数はFREQピンの電圧によって決まります。FREQピンから $20\mu\text{A}$ の高精度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。「アプリケーション情報」セクションの図9に、FREQピンの抵抗値とスイッチング周波数との関係を示します。

LTC3779は、PLLINピンを駆動する外部クロック信号源に内部発振器を同期させるため、フェーズロック・ループ(PLL)を内蔵しています。LTC3779は、外部クロック信号源に同期している間、MODEピンの電圧によっては、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イネーブルすることができます。LTC3779はPLLのフィルタ回路網を内蔵しています。

PLLは50kHz～600kHzの範囲内の任意の周波数にロックすることができます。コントローラが外部クロックにロックするまで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。

パワーグッド(PGOOD)ピン

PGOODピンは、内部NチャネルMOSFETのオープン・ドレインに接続されています。 V_{FB} が1.2Vのリファレンス電圧の±10%以内に入らないと、PGOODピンは“L”になります。また、RUNの電圧が1.1Vより低くなるか、LTC3779がソフトスタート段階である場合も、PGOODピンは“L”になります。 V_{FB} が±10%の範囲に入るときには $125\mu\text{s}$ の内部パワーグッド・マスクが存在し、範囲から外れるときには同じ時間のパワーバッド・マスクが存在します。PGOODピンは、外付け抵抗により、 V_5 または最大6Vの外部電源にプルアップすることができます。

動作

短絡保護、電流制限、および電流制限フォールドバック

コントローラの最大電流しきい値は、ITHピンの電圧クランプによって制限されます。全ての昇圧サイクルで、ピーク電圧の検出値は最大140mVに制限されます。全ての降圧サイクルで、谷電圧の検出値は最大90mVに制限されます。昇降圧領域では、ピーク電圧の検出値だけが昇圧領域の場合と同じしきい値によって制限されます。

LTC3779は、出力がグラウンドに短絡したときに負荷電流を制限するのに役立つ電流フォールドバック機能を備えています。出力電圧がその公称出力レベルの50%より低くなると、最大検出電圧は最大値から最大値の1/3まで徐々に低下します。フォールドバック電流制限は、ソフトスタート時にはディスエーブルされます。短絡状態では、LTC3779は、デューティ・サイクルが非常に低い降圧レギュレータとして動作することと、サイクルをスキップすることによって電流を制限します。この状況では、同期スイッチBが大半の電力を消費します(ただし、通常動作時よりも少量です)。

サーマル・シャットダウン

LTC3779は、ゲート・ドライバ回路近くのダイ温度を検出する温度センサをデバイスに内蔵しています。ダイ温度が175°Cを超えると、全てのスイッチング動作が停止し、上側のGATEピンは“L”に保持され、下側のGATEピンは“H”に保持されて、 V_{OUT} は V_{IN} から切断されます。同時に、SSピンは内部MOSFETによって“L”になります。温度が作動しきい値より10°C下がると、デバイスはSSリセット・サイクルを完了してから通常動作を再開します。

入力低電圧および過電圧ロックアウト

LTC3779には、入力電圧が上昇してプログラム可能な動作範囲を超えるとスイッチングを抑制する保護機能が実装されています。入力電源とグラウンドの間に抵抗分割器を接続することにより、RUNピンとVINOVピンは高精度の入力電源電圧モニタとして機能します。RUNピンが1.1Vを下回るか、OVLOピンが1.28Vを超えると、スイッチングがディスエーブルされます。これらの電圧を設定して、スイッチングを、特定の入力電源電圧の範囲に制限できます。

スイッチングがディスエーブルされている場合、LTC3779はRUNピンの入力電圧が絶対最大定格の150Vになるまで安全に耐えることができます。入力電源電圧が低電圧または過電圧になるとソフトスタート・リセットが作動するので、入力電源トランジェントから緩やかに回復できます。

アプリケーション情報

最初のページの「標準的応用例」は、LTC3779の基本的なアプリケーション回路です。外付け部品の選択は負荷条件に基づいて行い、 R_{SENSE} とインダクタ値の選択から始めます。次に、パワーMOSFETを選択します。最後に C_{IN} と C_{OUT} を選択します。この回路は最大150Vの入力電圧での動作に合わせて構成することができます。

インダクタ電流の検出とスロープ補償

LTC3779はインダクタ電流モード制御を使用して動作します。LTC3779は、昇圧領域でのインダクタ電流波形のピークと、降圧領域でのインダクタ電流波形の谷を測定します。インダクタ電流は、SENSEPピンとSENSENピンを使用して R_{SENSE} 抵抗の両端で検出します。与えられたどのサイクル中でも、インダクタ電流のピーク(昇圧領域)または谷(降圧領域)はITHピンの電圧で制御されます。

スロープ補償を行うと、昇圧動作ではデューティ・サイクルが高いときの低調波発振、降圧動作ではデューティ・サイクルが低いとき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での安定性が得られます。これを内部で実現するには、昇圧領域ではデューティ・サイクルが40%を超えているときに補償ランプ信号をインダクタ電流信号に加え、降圧領域ではデューティ・サイクルが40%より低いときに補償ランプ信号をインダクタ電流信号から差し引きます。この結果、通常、昇圧領域でデューティ・サイクルが40%より高い場合は最大インダクタ・ピーク電流が減少し、降圧領域でデューティ・サイクルが40%より低い場合は最大インダクタ電流が増加します。ただし、LTC3779はこの補償ランプの影響を打ち消す方式を使用しているため、最大インダクタ電流はデューティ・サイクルの全範囲で影響を受けずに済みます。

R_{SENSE} の選択と最大出力電流

目的の出力電流値を実現するため、 R_{SENSE} 抵抗は正しく選択する必要があります。抵抗値が大きすぎると、出力電流がアプリケーションの要求値より低い値に制限される可能性があります。まず、昇圧領域での許容最大 R_{SENSE} 抵抗である $R_{SENSE}(MAX,BOOST)$ を決定します。次に、降圧領域での許容最大 R_{SENSE} 抵抗である $R_{SENSE}(MAX,BUCK)$ を求めます。これら2つの抵抗値より小さい R_{SENSE} 抵抗を選択する必要があります。図6に、 $I_{LOAD(MAX)} \cdot R_{SENSE}$ が入力電圧と出力電圧に応じてどのように変化するかを示します。

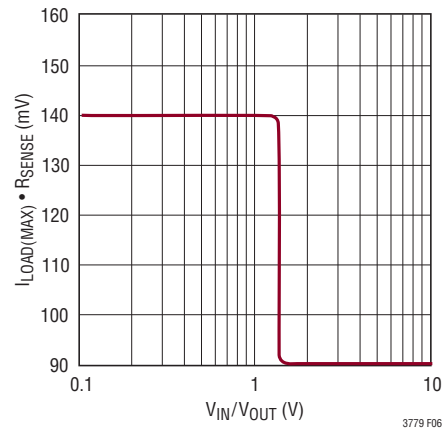


図6. 負荷電流と V_{IN}/V_{OUT}

アプリケーション情報

昇圧領域: 昇圧領域では、 V_{IN} がその最小値で V_{OUT} がその最大値のときに、最大出力電流供給能力が最小になります。したがって、これらの条件で出力電流の要求値を満たすように R_{SENSE} を選択する必要があります。

まず、次式を使用して、 V_{IN} が最小で V_{OUT} が最大のときの昇圧領域のデューティ・サイクルを求めます。

$$DC_{(MAX,C,BOOST)} \equiv \left(1 - \frac{V_{IN(MIN)}}{V_{OUT(MAX)}}\right) \cdot 100\%$$

例えば、 V_{IN} の範囲が12V～48Vで V_{OUT} を36Vに設定したアプリケーションのデューティ・サイクルは次のようになります。

$$DC_{(MAX,C,BOOST)} \equiv \left(1 - \frac{12V}{36V}\right) \cdot 100\% = 67\%$$

次に、昇圧領域でのインダクタ・リップル電流を求める必要があります。メイン・インダクタのLが不明の場合、最大リップル電流 $\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$ は、 $\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$ を昇圧領域での最大インダクタ電流の30%～50%になるように選択することにより、次式のように推算できます。

$$\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \equiv \frac{V_{OUT(MAX)} \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)}}{V_{IN(MIN)} \cdot \left(\frac{100\%}{\%Ripple} - 0.5\right)} \text{ A}$$

ここで、

$I_{OUT(MAX,BOOST)}$ は、昇圧領域で要求される最大出力負荷電流です。

%Rippleは30%～50%です。

例えば、 $V_{OUT(MAX)} = 36V$ 、 $V_{IN(MIN)} = 12V$ 、 $I_{OUT(MAX,BOOST)} = 2A$ 、%Ripple = 40%を使用すると、次のように推算できます。

$$I_{L(MAX,BOOST)} \equiv \frac{36V \cdot 2A}{12V \cdot \left(\frac{100\%}{40\%} - 0.5\right)} = 3A$$

反対に、インダクタ値が既知の場合は、次のようにして $\Delta I_{L(MAX,BOOST)}$ をより正確に計算できます。

$$\Delta I_{L(MAX,BOOST)} = \frac{\left(\frac{DC_{(MAX,C,BOOST)}}{100\%}\right) \cdot V_{IN(MIN)}}{f \cdot L} \text{ A}$$

ここで、

$DC_{(MAX,C,BOOST)}$ は、前に計算したように、昇圧領域でのデューティ・サイクルの最大%値です。

fはスイッチング周波数です。

Lはメイン・インダクタのインダクタンスです。

最大リップル電流が分かったら、昇圧領域での許容最大 R_{SENSE} は次のように計算できます。

$$R_{SENSE(MAX,BOOST)} = \frac{2 \cdot V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)} \cdot V_{IN(MIN)}}{\left(2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot V_{OUT(MIN)}\right) + \left(\Delta I_{L(MAX,BOOST)} \cdot V_{IN(MIN)}\right)} \Omega$$

ここで、 $V_{RSENSE(MAX,BOOST,MAXDC)}$ は前のセクションで説明したようにインダクタ電流検出電圧の最大値です。

前の例の値を使用すると、次の結果が得られます。

$$R_{SENSE(MAX,BOOST)} = \frac{2 \cdot 140mV \cdot 12}{(2 \cdot 2A \cdot 36V) + (3A \cdot 12V)} = 18.66m\Omega$$

降圧領域: 降圧動作でのデューティ・サイクルは次式を使用して計算できます。

$$DC_{(MAX,B,BUCK)} \equiv \left(1 - \frac{V_{OUT(MIN)}}{V_{IN(MAX)}}\right) \cdot 100\%$$

アプリケーション情報

R_{SENSE} 抵抗の最大値を計算する前に、インダクタのリップル電流を求めておく必要があります。メイン・インダクタのLが不明の場合、リップル電流 $\Delta I_{L(MIN, BUCK)}$ は、 $\Delta I_{L(MIN, BUCK)}$ を降圧領域での最大インダクタ電流の10%になるように選択することにより、次式のように推算できます。

$$\Delta I_{L(MIN, BUCK)} \cong \frac{I_{OUT(MAX, BUCK)}}{\left(\frac{100\%}{10\%} - 0.5\right)} A$$

ここで、

$I_{OUT(MAX, BUCK)}$ は、降圧領域で要求される最大出力負荷電流です。

インダクタ値が既知の場合は、次のようにして $\Delta I_{L(MIN, BUCK)}$ を計算できます。

$$\Delta I_{L(MIN, BUCK)} = \frac{\left(\frac{DC_{(MIN, B, BUCK)}}{100\%}\right) \cdot V_{OUT(MIN)}}{f \cdot L} A$$

ここで、

$DC_{(MIN, B, BUCK)}$ は、前に計算したように、降圧領域でのデューティ・サイクルの最小%値です。

f はスイッチング周波数です。

L はメイン・インダクタのインダクタンスです。

インダクタのリップル電流が分かったら、降圧領域での許容最大 R_{SENSE} は次のように計算できます。

$$R_{SENSE(MAX, BUCK)} = \frac{2 \cdot V_{RSENSE(MAX, BUCK, MINDC)}}{(2 \cdot I_{OUT(MAX, BUCK)}) - \Delta I_{L(MIN, BUCK)}} \Omega$$

入力/出力電流制限のプログラミング

図7および図8に示すように、入力/出力電流の検出抵抗 R_{SENSE2} を V_{IN} または V_{OUT} のバルク・コンデンサとデカップリング・コンデンサの間に配置します。R_F と C_F によって形成されるローパス・フィルタにより、スイッチング・ノイズを低減して電流ループを安定化することを推奨します。入力/出力電流制限値は、内部で50mVに設定されています。入力/出力電流制限が必要ない場合は、I_{AVGSNSP} ピンと I_{AVGSNSN} ピンを互いに短絡して V5 に接続します。

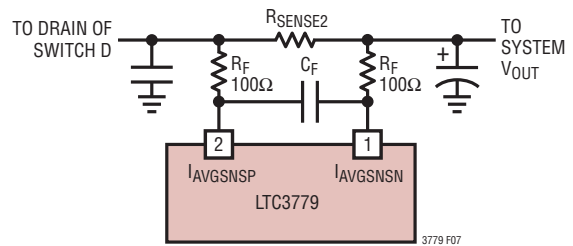


図7. 出力電流制限の設定

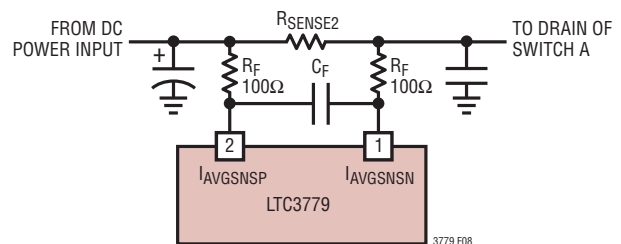


図8. 入力電流制限の設定

ここに示す標準的な100Ω抵抗を使用する場合、コンデンサ C_F の値は1μF～4.7μFにします。電流ループの伝達関数は電圧ループの伝達関数を近似するようにします。クロスオーバー周波数はスイッチング周波数の1/10になるように設定し、利得は20dB/decadeの割合で減少するように設定します。電流ループと電圧ループの同様な伝達関数により、システム全体の安定性が確保されます。

I_{AVGSNS} の同相電圧が約4Vより高くなると、I_{AVGSNSN} ピンから10μAが流れ出します。ただし、一定の電流が安定化されている場合、I_{AVGSNSP} ピンからは15μAが流れ出します。この不一致によって生じる誤差は、I_{AVGSNSP} と I_{AVGSNSN} の抵抗値を誤差に応じて調整することにより、一桁まで相殺することができます。例えば、I_{AVGSNSP} の分岐に100Ωの抵抗がある場合、この両端に生じる1.50mVは、I_{AVGSNSN} の分岐で150Ωの抵抗を使用することによって再現することができます。

I_{AVGSNS} の同相電圧が約4Vより低くなると、I_{AVGSNS} の電流は直線的に減少して、0V時には約-300μAに達します。流れ込む電流の最大値は、製造工程上のばらつきにより、20%～30%変動する可能性があります。I_{AVGSNS} の同相電圧が絶対最大定格の-10Vを絶対に超えることがないようにしてください。大電力アプリケーションでは、短絡状態に対して特に注意を払ってください。

アプリケーション情報

フェーズロック・ループと周波数同期

LTC3779には内部の電圧制御発振器(VCO)と位相検出器によって構成されるフェーズロック・ループ(PLL)が内蔵されています。これにより、コントローラの下側MOSFETがオンするタイミングを、PLLINピンに加えられた外部クロック信号の立ち上がりエッジに同期させることができます。位相検出器はエッジに反応するデジタル・タイプで、外部発振器と内部発振器の位相シフトをゼロ度にします。このタイプの位相検出器は、外部クロックの高調波に誤って同期することがありません。

位相検出器の出力は、内部フィルタ回路網を充電する、1対の相補型電流源です。FREQピンからは20 μ Aの高精度電流が流れ出します。これにより、外部クロックをPLLINピンに入力しない場合は、1本の抵抗をSGNDに接続してスイッチング周波数を設定することができます。FREQピンと内蔵のPLLフィルタ回路網の間の内部スイッチがオンになるので、フィルタ回路網をFREQピンと同じ電圧で事前に充電することができます。FREQピンの電圧と動作周波数との関係を図9に示します。この関係は「電気的特性」の表で規定しています。外部クロックがPLLINピンで検出されると、前述した内部スイッチがオフしてFREQピンの影響を遮断します。

LTC3779が同期できるのは、周波数がLTC3779の内部VCOの範囲内にある外部クロックだけであることに注意してください。これは50kHz～600kHzの範囲内になることが保証されています。簡略ブロック図を図10に示します。

外部クロックの周波数が内部発振器の周波数 f_{OSC} より高いと、位相検出器の出力から電流が連続的に流れ出し、フィルタ回路網をプルアップします。外部クロックの周波数が f_{OSC} より低いと、電流が連続的に吸い込まれ、フィルタ回路網をプルダウンします。外部周波数と内部周波数が等しくても位相が異なると、位相差に相当する時間だけ電流源がオンします。フィルタ回路網の電圧は、内部発振器と外部発振器の位相と周波数が等しくなるまで調整されます。安定した動作点では、位相検出器の出力は高インピーダンスになり、フィルタ・コンデンサがその電圧を保持します。

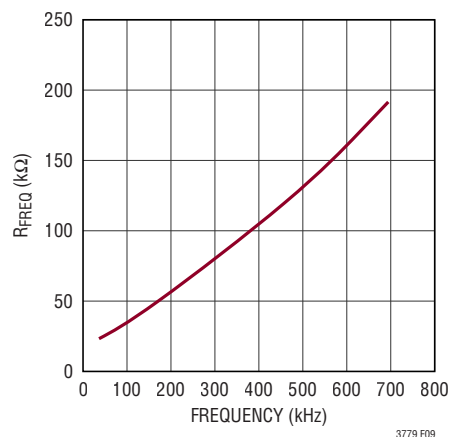


図9. FREQピンの抵抗値と周波数

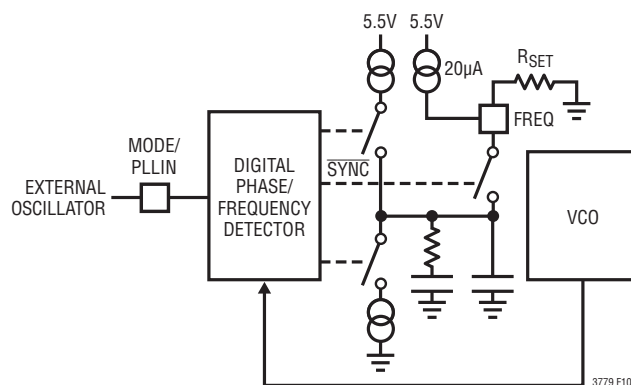


図10. フェーズロック・ループのブロック図

(PLLINピンの)外部クロック入力“H”のしきい値は標準で2Vであり、“L”のしきい値は1.2Vです。

LTC3779の動作周波数は次式を使用して近似できます。

$$R_{FREQ} = 0.000115 (f_{OSC})^2 + 0.174 (f_{OSC}) + 18.5$$

ここで、 f_{OSC} の単位はkHzであり、 R_{FREQ} の単位はk Ω です。

アプリケーション情報

インダクタの選択

動作周波数が高いほど小さな値のインダクタとコンデンサを使用できるという意味で、動作周波数とインダクタの選択には相関関係があります。インダクタの値はリップル電流に直接影響を与えます。インダクタの電流リップル ΔI_L は、 $V_{IN(MIN)}$ のとき、昇圧領域では通常、最大インダクタ電流の20%~40%に設定されます。与えられたリップルに対して連続モードのインダクタンスの条件は以下のようになります。

$$L_{BOOST} > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \%Ripple \cdot V_{OUT}^2} H$$

$$L_{BUCK} > \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \cdot 100}{f \cdot I_{OUT(MAX)} \cdot \%Ripple \cdot V_{IN(MAX)}} H$$

ここで、

f は動作周波数 (Hz)

$\%Ripple$ は許容インダクタ電流リップル

$V_{IN(MIN)}$ は最小入力電圧 (V)

$V_{IN(MAX)}$ は最大入力電圧 (V)

V_{OUT} は出力電圧 (V)

$I_{OUT(MAX)}$ は最大出力負荷電流 (A) です。

高効率を実現するには、フェライトなど、コア損失の小さなインダクタを選択します。また、 I^2R 損失を減らすため、インダクタはDC抵抗が低く、飽和せずにピーク・インダクタ電流を扱えるものにします。放射ノイズを最小限に抑えるため、トロイド、ポットコア、またはシールド付きボビン・インダクタを使用します。

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、設計目標を飽和の防止と銅損失に集中することができます。フェライト・コアの材質は「急激に」飽和します。つまり、設計ピーク電流を超えると、インダクタンスは突然低下します。その結果、インダクタのリップル電流が急激に増加し、そのため出力電圧リップルも増加します。コアは決して飽和させないでください。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

昇圧領域では、入力電流はとぎれません。降圧領域では、入力電流は不連続です。降圧領域では、入力の方波電流をフィルタで除去する必要性に応じて入力コンデンサ C_{IN} を選択します。最大RMS電流に対応できるサイズの低ESRコンデンサを使用します。降圧動作では、入力RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} \approx I_{OUT(MAX)} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \sqrt{\frac{V_{IN}}{V_{OUT}} - 1}$$

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のときに最大になります。ここで、 $I_{RMS} = I_{OUT(MAX)}/2$ です。設計では多くの場合、この単純なワーストケース条件が使用されます。条件を大きく振っても値は改善されないからです。コンデンサ・メーカーが規定するリップル電流定格は多くの場合わずか2000時間の寿命試験に基づいているので、コンデンサをさらにデレーティングすることを推奨します。

昇圧領域では、この不連続電流が入力から出力にシフトするので、 C_{OUT} が出力電圧リップルを低減できる必要があります。与えられた出力リップル電圧に対する適切なコンデンサを選択するには、ESR (等価直列抵抗) とバルク容量の影響について検討する必要があります。バルク容量の充放電による定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{RIPPLE(BOOST,CAP)} = \frac{I_{OUT(MAX)} \cdot (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f} V$$

ここで、 C_{OUT} は出力フィルタ・コンデンサです。

ESR 両端の電圧降下による定常リップルは次式で与えられます。

$$\Delta V_{(BOOST,ESR)} = I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot ESR$$

アプリケーション情報

降圧モードでは、 V_{OUT} のリップルは次式により与えられます。

$$\Delta V_{OUT} \leq \Delta I_L \left(ESR + \frac{1}{8 \cdot f \cdot C_{OUT}} \right)$$

ESRおよびRMS電流処理の要件を満たすために、複数のコンデンサを並列に配置する必要がある場合があります。アルミ電解コンデンサとセラミック・コンデンサは表面実装パッケージで供給されています。セラミック・コンデンサは優れた低ESR特性を備えています。電圧係数が高いことがあります。現在では、OSCONやハイブリッド導電性高分子を使用したアルミ電解コンデンサなど、低ESRでリップル電流定格の高いバルク・コンデンサを入手することができます。

パワー MOSFET の選択と効率に関する検討事項

LTC3779には外付けのNチャンネル・パワー MOSFETが4つ必要です。内訳は上側スイッチが2つ(図1に示すスイッチAおよびD)と下側スイッチが2つ(図1に示すスイッチBおよびC)です。パワー MOSFETの重要なパラメータは、ブレイクダウン電圧 $V_{BR,DSS}$ 、しきい値電圧 $V_{GS,TH}$ 、オン抵抗 $R_{DS(ON)}$ 、逆伝達容量 C_{RSS} 、および最大電流 $I_{DS(MAX)}$ です。

ピーク・トゥ・ピーク駆動レベルは DRV_{CC} 電圧により設定されます。この電圧は、 $DRVSET$ ピンの設定に応じて6V～10Vの範囲になります。したがって、しきい値がロジック・レベルおよび標準レベルのMOSFETは、どちらも DRV_{CC} の設定電圧に応じてほとんどのアプリケーションで使用することができます。MOSFETの BV_{DSS} 仕様にも十分注意してください。

ゲート駆動レベルを6V～10Vの範囲で調整するLTC3779の機能により、効率に合わせてアプリケーション回路を的確に最適化することができます。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レギュレータの全入力電流です。変更を加えて入力電流が減少すれば、効率は向上しています。入力電流に変化がなければ効率にも変化がありません。

パワー MOSFETを選択するには、デバイスによって消費される電力を知る必要があります。スイッチAの場合、最大電力損失は(スイッチAが常にオン状態に留まる)昇圧領域で生じます。最大出力電流での最大電力損失は次式で与えられます。

$$P_{A,BOOST} = \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{DS(ON)}$$

ρ_{τ} は正規化係数(25°Cで1)で、温度によるオン抵抗の大きな変化を考慮に入れており、図11に示すように標準で約0.4%/°Cです。最大接合部温度が125°Cの場合は、 $\rho_{\tau} = 1.5$ という値を使用するのが妥当です。

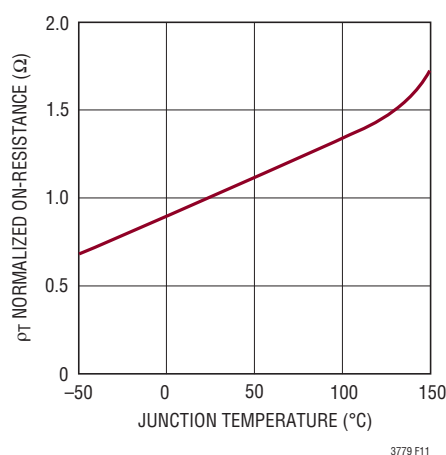


図11. 正規化された $R_{DS(ON)}$ と温度

アプリケーション情報

スイッチ B は、降圧領域では同期整流器として動作します。最大出力電流での電力損失は次式で与えられます。

$$P_{B,BUCK} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{DS(ON)}$$

スイッチ C は、昇圧領域では制御スイッチとして動作します。最大電流での電力損失は次式で与えられます。

$$P_{C,BOOST} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN}) V_{OUT}}{V_{IN}^2} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{DS(ON)} + k \cdot V_{OUT}^3 \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{V_{IN}} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

ここで、 C_{RSS} は通常 MOSFET の製造メーカーにより規定されています。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数 k は、ゲート駆動電流に反比例し、その経験値は 1.7 です。

スイッチ D の場合、最大電力損失は昇圧領域で生じ、そのときのデューティ・サイクルは 50% を超えます。最大出力電流での最大電力損失は次式で与えられます。

$$P_{D,BOOST} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{DS(ON)}$$

同じ出力電圧と出力電流では、出力に短絡が生じない限り、スイッチ A の電力損失が最大になり、スイッチ B の電力損失が最小になります。

パワー MOSFET で消費される既知の電力から、次式を使って接合部温度を求めることができます。

$$T_J = T_A + P \cdot R_{TH(JA)}$$

この式で使われている $R_{TH(JA)}$ にはデバイスの $R_{TH(JC)}$ およびケースから周囲温度までの熱抵抗 ($R_{TH(CA)}$) が通常含まれます。次に T_J のこの値を反復計算に使用された元の仮定値と比べることができます。

ショットキ・ダイオード (D1、D2) の選択

ブロック図に示すショットキ・ダイオード (D1 および D2) は、パワー MOSFET スイッチの導通期間の間隙に生じるデッドタイムに導通します。これらは、デッドタイム中に同期スイッチ B と D のボディ・ダイオードがオンして電荷を蓄積するのを防ぐためのものです。特に、D2 はスイッチ D がオフしてからスイッチ C がオンするまでの間の逆回復電流を大きく減らすので、コンバータの効率が改善され、スイッチ C の電圧ストレスが減少します。このダイオードが効果を発揮するには、このダイオードと同期スイッチの間のインダクタンスをできるだけ小さくする必要がありますので、これらの部品は必ず隣接させて配置します。

出力電圧の設定

LTC3779 の出力電圧は、図 12 に示すように、出力の両端に注意深く接続した外付け帰還抵抗分割器によって設定されます。安定化出力電圧は次式により求められます。

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

周波数応答を改善するには、フィードフォワード・コンデンサ (C_{FF}) を使うことができます。 V_{FB} の配線は、インダクタや SW の配線などのノイズ源から離して配線するよう十分注意してください。

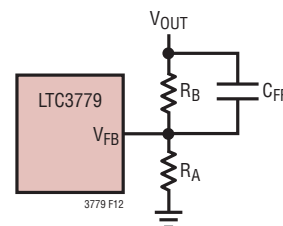


図 12. 出力電圧の設定

アプリケーション情報

RUNピンと過電圧/低電圧ロックアウト

LTC3779はRUNピンを使用してイネーブルします。このピンの立ち上がりしきい値は1.2Vで、100mVのヒステリシスがあります。RUNピンの電圧を1.1Vより低くすると、コントローラのメイン制御ループと、DRV_{CC} LDOやV5 LDOなど、ほとんどの内部回路がシャットダウンします。この状態では、LTC3779にはわずか40μAの静止電流しか流れません。RUNピンを解放すると、2.5μAの内部電流によってRUNピンの電圧が上昇し、コントローラをイネーブルすることができます。RUNコンパレータ自体には、約100mVのヒステリシスがあります。RUNピンの電圧が1.2Vを超えると、RUNピンに流れ込む電流は2.5μAから6.5μAに切り替わります。したがって、外付けの抵抗分割器を使用して、立ち上がりしきい値とヒステリシスの大きさの両方を設定することができます。

RUNピンは3Vより高いと高インピーダンスであり、図13に示すように、外部からプルアップ/プルダウンするか、ロジックで直接駆動する必要があります。RUNピンは最大150V（絶対最大定格）に耐えることができるので、コントローラが絶えずイネーブルされて決してシャットダウンしない常時オン・アプリケーションでは、V_{IN}に接続すると便利です。

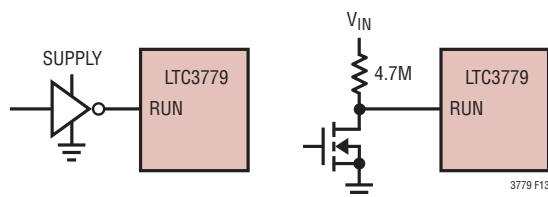


図13. ロジックに対するRUNピンのインタフェース

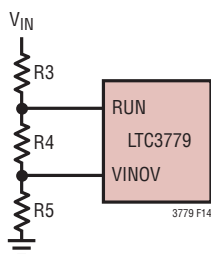


図14. 調整可能なUVおよびOVロックアウト

この代わりに、V_{IN}とグラウンドの間に抵抗分割器を接続することによって、RUNピンとVINOVピンをV_{IN}電源の低電圧ロックアウト(UVLO)および過電圧ロックアウト(OVLO)として構成できます。図14に示すように単純な抵抗分割器を使用することにより、特定のV_{IN}電圧要件を満たすことができます。抵抗分割器の値を調節することにより、RUNコンパレータの追加のヒステリシスを設定することができます。

R3-R4-R5の分割器を流れる電流はLTC3779のシャットダウン電流およびアクティブ電流にそのまま上乘せられるので、この電流がアプリケーション回路全体の効率に与える影響を最小限に抑えるように注意してください。静止シャットダウン電流に対する影響を低く抑えるために、MΩ程度の抵抗値が必要になることがあります。抵抗値を選択するには、まず、V_{IN}から供給できる許容DC電流に基づいて、R3 + R4 + R5 (R_{TOTAL})の合計値を選択します。

次に、以下の式より、R3、R4、およびR5の個々の値を計算できます。

$$R5 = R_{TOTAL} \cdot \left(\frac{1.2V}{\text{Rising } V_{IN} \text{ OVLO Threshold}} \right)$$

$$R4 = R_{TOTAL} \cdot \left(\frac{1.2V}{\text{Rising } V_{IN} \text{ UVLO Threshold}} \right) - R5$$

$$R3 = R_{TOTAL} - R4 - R5$$

高精度な外部OVLOが不要なアプリケーションの場合は、VINOVピンを直接グラウンドに接続します。このタイプのアプリケーションでは、R5を0Ωにして以下の式を使用し、RUNピンを外部UVLOとして使用できます。

$$V_{IN(ON)} = 1.2V \left(1 + \frac{R3}{R4} \right) - 2.5\mu \cdot R3$$

$$V_{IN(OFF)} = 1.1V \left(1 + \frac{R3}{R4} \right) - 6.5\mu \cdot R3$$

アプリケーション情報

同様に、高精度なUVLOが不要なアプリケーションの場合、RUNピンをV_{IN}に接続できます。この構成では、「電気的特性」の表に示すように、UVLOのしきい値は内部のV_{IN} UVLOしきい値に制限されます。OVLOの抵抗値は、R3を0Ωにして前述の式を使用することで計算できます。

OVLOピンの電圧は絶対最大定格である6Vを超えてはならないことに注意してください。OVLOピンの電圧が6Vを超えないようにするには、次の関係を満たす必要があります。

$$V_{IN(MAX)} \cdot \left(\frac{R5}{R3+R4+R5} \right) < 6V$$

ソフトスタート

V_{OUT}の起動はSSピンの電圧によって制御されます。RUNピンの電圧が1.1Vより低い場合、コントローラはシャットダウン状態になっています。SSピンは、このシャットダウン状態で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1.2Vより高くなると、コントローラは起動します。その後、ソフトスタート電流の5μAがSSのソフトスタート・コンデンサを充電し始めます。ソフトスタートを実行する動作は、コントローラの最大出力電流を制限することではなく、出力ランプ電圧をSSピンの電圧のランプ・レートに応じて制御することなので注意してください。SSピンの電圧が1.2Vの内部リファレンスより低いと、LTC3779はV_{FB}ピンの電圧を内部リファレンスではなくSSピンの電圧に安定化します。この段階で電流フォールドバックはディスエーブルされます。ソフトスタートの範囲は、SSピンの電圧が0V～1.2Vの範囲になるように規定されます。ソフトスタートの合計時間は次のように計算できます。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \left(\frac{1.2V}{5\mu A} \right)$$

DRV_{CC}レギュレータ

LTC3779は、DRV_{CC}ピンで電力を供給することができる3つの異なる低ドロップアウト・リニア・レギュレータ(LDO)を内蔵しています。内部のV_{IN} LDOは、V_{IN}ピンとDRV_{CC}ピンの間にある内部Pチャンネル・パス・デバイスを使用します。内部のEXTV_{IN} LDOは、EXTV_{CC}ピンとDRV_{CC}ピンの間にある内部Pチャンネル・パス・デバイスを使用します。NDRV LDOは、NDRVピンを使用して外付けNチャンネルMOSFETのゲートを駆動し、ドレインをV_{IN}に接続したリニア・レギュレータとして動作します。

NDRV LDOは、入力電源からDRV_{CC}に電力を供給しつつ、LTC3779デバイスの内部で電力を損失しない別の方法をもたらします。NDRVをV_{IN}電源より高い電圧に駆動することができるチャージポンプを内蔵しているため、低ドロップアウト性能を発揮することができます。V_{IN} LDOはNDRV LDOよりレギュレーション点が若干低いので、DRV_{CC}がレギュレーション点に達すると、DRV_{CC}の電流は全て外付けのNチャンネルMOSFETを流れ、内部のPチャンネル・パス・デバイスには流れません。

プリント回路基板のレイアウトを行う場合は、NDRVを全てのスイッチング・ノード、特にSW、TG、およびBOOSTから離して配線するよう注意してください。NDRVノードと結合すると、その電圧は急激に低下し、NDRV LDOはレギュレーション状態ではなくなります。この状況が発生した場合は、内部のV_{IN} LDOが引き継いで、DRV_{CC}の電圧を若干低いレギュレーション点で維持します。ただし、デバイスの内部発熱が懸念材料になります。また、外付けのNFETのドレインに生じる高周波ノイズが(NDRV NFETのゲート/ドレイン間容量を介して)NDRVノードに結合することがあるので、NDRVのレギュレーションに悪影響を与えます。この潜在的な問題を軽減できる方法を以下に示します(図15参照)。

1. PCBレイアウトの外付けNDRV NFETのドレインのすぐ近くで、ローカル・デカップリング・コンデンサを追加します。
2. NDRV NFETのゲートと直列に抵抗(約100Ω)を挿入します。
3. NDRV NFETのゲートとソースの間に小容量のコンデンサ(約1nF)を挿入します。

アプリケーション回路をテストするときは、昇降圧レギュレータの全入力電圧動作範囲および全出力電流動作範囲でNDRVの電圧が低下しないことを確認します。NDRV LDOを使用しない場合は、NDRVピンをDRV_{CC}に接続します(図15b)。

DRV_{CC}電源は、DRVSETピンの設定に応じて、6V～10Vの範囲で安定化されます。内部のV_{IN} LDOおよびEXTV_{CC} LDOが供給することができるピーク電流は50mA以上です。DRV_{CC}ピンは4.7μF以上のセラミック・コンデンサを使用してグラウンドにバイパスする必要があります。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。「電気的特性」の表に示すように、DRVSETピンには、DRV_{CC}電源電圧を設定して、DRV_{CC}、UVLO、およびEXTV_{CC}の切り替えしきい値電圧

アプリケーション情報

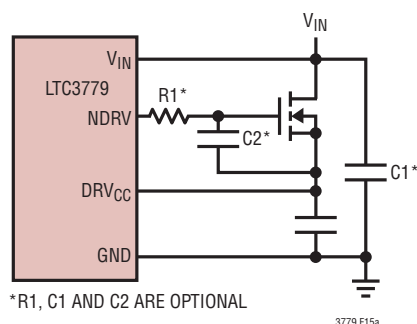


図 15a. NDRV LDO の構成

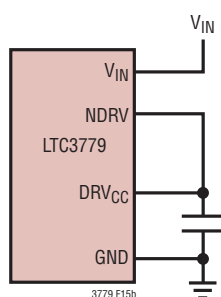


図 15b. NDRV LDO のディスエーブル

を選択する機能があります。DRVSETピンには5つのロジック・レベル状態があります。DRVSETを接地するか、フロート状態にするか、またはV5に接続すると、DRVCCの電圧の標準値は、それぞれ6V、8V、10Vになります。PCBレイアウトに注意して10Vの設定を使用します。この理由は、BOOSTとSWの間にオーバーシュートが生じると、フロート・ドライバの絶対最大定格電圧である11Vを超える可能性があるからです。DRVSETの電圧は、DRVCCの電圧を7Vにする場合はV5の1/4に設定し、9Vにする場合はV5の3/4に設定します。DRVSETピンはSGNDとの間に200kのプルダウン抵抗を内蔵しており、V5との間に200kのプルアップ抵抗を内蔵していることに注意してください。EXTVCCのオンしきい値は、選択したDRVCCのレギュレーション電圧より500mV低い値です。オフしきい値はオンしきい値より500mV低い値です。

大きなMOSFETが高い周波数で駆動される高入力電圧アプリケーションでは、LTC3779の最大接合部温度定格を超える恐れがあります。DRVCCの電流はゲート充電電流が中心となるので、VIN LDO、NDRV LDO、EXTVCC LDOのいずれかで供給してもかまいません。EXTVCCピンの電圧が(DRVSETピンによって決まる)切り替えしきい値より低い場合は、VIN LDOとNDRV LDOがイネーブルされます。この場合には電力損失が最大になり、 $V_{IN} \cdot I_{DRVCC}$ に等しくなります。NDRV LDOを使用しない場合、この電力はデバイスの内部で消費されます。「[効率に関する検討事項](#)」のセクションで説明されているように、ゲート充電電流は動作周波数に依存します。

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、DRVCCを6Vに設定すると、周囲温度70°CでEXTVCCとNDRV LDOのいずれも使用しない場合は、次に示すように40Vの電源ではDRVCCの電流が49mA未満に制限されます。

$$T_J = 70^\circ\text{C} + (49\text{mA}) (40\text{V}) (28^\circ\text{C/W}) = 125^\circ\text{C}$$

最大接合部温度を超えないようにするには、VINが最大のときに強制連続モード(MODE = SGND)で動作している間のVIN電源電流をチェックする必要があります。

EXTVCCに印加される電圧が切り替えしきい値を超えると、VIN LDOおよびNDRV LDOがオフしてEXTVCC LDOがオンします。EXTVCCに印加される電圧が、切り替えしきい値からコンパレータのヒステリシスを減じた値より高い電圧に維持される限り、EXTVCC LDOはオンしたままです。EXTVCC LDOはDRVCCの電圧をDRVSETピンで設定した電圧に安定化しようとするので、EXTVCCがこの電圧より低い間、LDOはドロップアウト状態になり、DRVCCの電圧はEXTVCCにほぼ等しくなります。EXTVCCが設定電圧より高く、絶対最大定格の36V以下である場合、DRVCCは設定電圧に安定化されます。

EXTVCC LDOを使用すると、通常動作時には、MOSFETドライバと制御回路の電力をLTC3779のスイッチング・レギュレータ出力($5.7\text{V} \leq V_{OUT} \leq 36\text{V}$)から供給可能であり、出力が非レギュレーション状態のとき(例えば、起動時や短絡時)には、VIN LDOまたはNDRV LDOから供給できます。

アプリケーション情報

ドライバ電流および制御電流に起因する V_{IN} 電流は、(デューティ・サイクル)/(スイッチャの効率)に比例するため、出力から DRV_{CC} に電力を供給すれば効率と熱特性を大幅に改善できます。

レギュレータ出力が 5.5V ~ 36V の場合、これは $EXTV_{CC}$ ピンを直接 V_{OUT} に接続することを意味します。 $EXTV_{CC}$ ピンを 12V 電源に接続すると、前の例の接合部温度は、125°C から次の温度まで減少します。

$$T_j = 70^\circ\text{C} + 49\text{mA} \cdot (12\text{V}) / (28^\circ\text{C}/\text{W}) = 86^\circ\text{C}$$

$EXTV_{CC}$ LDO を使用する場合、 $DRVSET$ ピンで設定した DRV_{CC} の電圧より V_{IN} の電圧が低くなると $EXTV_{CC}$ LDO をディスエーブルする V_{IN} 低電圧検出回路があります。

LTC3779 の V_{IN} の最小電圧を 4.5V より低くする必要があるアプリケーションでは、 $EXTV_{CC}$ ピンを使用して LTC3779 の V_{IN} に電力を供給することができます。 DRV_{CC} の電圧が 9V の場合、 $DRVSET$ の電圧を $V5$ の 3/4 に設定すると、 V_{IN} 低電圧検出回路はディスエーブルされます。この状態では、 DRV_{CC} の電圧を LTC3779 の V_{IN} より高くし、更に LTC3779 の V_{IN} ピンと外部の V_{IN} 電源の間に外付けの逆流防止ダイオードを接続して、 V_{IN} 電源の逆給電を防止することができます。

以下に $EXTV_{CC}$ の 4 つの可能な接続方法を示します。

1. $EXTV_{CC}$ をグラウンドに接続します。こうすると、内部の V_{IN} LDO または $NDRV$ LDO から DRV_{CC} に電力が供給されるため、入力電圧が高いときに効率が最大 10% 低下します。
2. $EXTV_{CC}$ をレギュレータ出力に直接接続します。これは 5.5V ~ 36V のレギュレータでは通常の接続であり、効率が最も高くなります。
3. $EXTV_{CC}$ を外部電源に接続します。5.5V ~ 36V の範囲の外部電源を利用できる場合、MOSFET ゲート・ドライブの要件に適合していれば、これを使用して $EXTV_{CC}$ に電力を供給することができます。

4. $EXTV_{CC}$ を外付けのツェナー・ダイオードを介してレギュレータ出力に接続します。出力電圧が 36V より高い場合は、ツェナー・ダイオードを使用して V_{OUT} と $EXTV_{CC}$ の間で必要な電圧を降下させ、 $EXTV_{CC}$ を 36V 未満に維持することができます (図 16)。この構成では、 $EXTV_{CC}$ に 0.1μF 以上のバイパス・コンデンサを接続することを推奨します。 $EXTV_{CC}$ と GND の間にオプションの抵抗を挿入して、ツェナー・ダイオードに適正なバイアス電流が流れるようにすることができます。

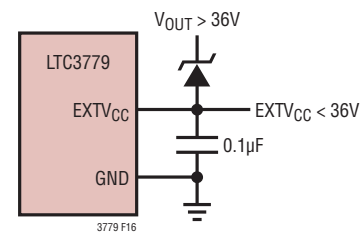


図 16. V_{OUT} と $EXTV_{CC}$ の間でのツェナー・ダイオードの使用

V5レギュレータ

追加の P チャンネル LDO 電源は、 DRV_{CC} ピンから $V5$ ピンに電力を供給します。 DRV_{CC} はゲート・ドライバに電力を供給するのに対して、 $V5$ は LTC3779 の内部回路のほとんどに電力を供給します。 $V5$ LDO は、 DRV_{CC} が 6V 以上の場合、 $V5$ ピンの電圧を 5.5V に安定化します。この LDO は 20mA のピーク電流を供給可能であり、 4.7μF 以上のセラミック・コンデンサまたは低 ESR の電解コンデンサでグラウンドにバイパスする必要があります。どのような種類のバルク・コンデンサを使用する場合でも、 0.1μF のセラミック・コンデンサを $V5$ ピンと $SGND$ ピンのすぐ近くに追加することを強く推奨します。また、 $V5$ は、 $MODE$ 、 $DRVSET$ 、 SS など、他のピンをバイアスするプルアップ回路としても使用されます。

アプリケーション情報

プリバイアスされた出力の起動

出力コンデンサがプリバイアスされた状態で電源を起動する必要がある状況が生じることがあります。この場合、出力のプリバイアスを放電せずに起動することが必要です。LTC3779は、出力コンデンサを放電せずに、プリバイアスした状態で安全に起動できます。

SSピンの電圧が V_{FB} より低い場合は、出力から入力に電流が流れないようにするため、LTC3779はMODEピンの状態に関係なく、強制的に不連続動作モードになります。 V_{FB} が1.12Vより高くなるか、SSの電圧が V_{FB} または1.32Vを超えると、どちらが先であっても、MODEピンの設定によって動作モードが決まります。

上側MOSFETドライバの電源

「[ブロック図](#)」で、BOOST1ピンおよびBOOST2ピンに接続されている外付けのブートストラップ・コンデンサ C_A および C_B は、上側のMOSFETスイッチAおよびDのゲート駆動電圧を供給します。上側のスイッチAがオンすると、スイッチ・ノードSW1の電圧は V_{IN} まで上昇し、BOOST1ピンの電圧はおおよそ $V_{IN} + DRV_{CC}$ まで上昇します。下側のスイッチBがオンすると、スイッチ・ノードSW1は“L”になり、昇圧コンデンサ C_A は D_A を介して DRV_{CC} から充電されます。上側のスイッチDがオンすると、スイッチ・ノードSW2の電圧は V_{OUT} まで上昇し、BOOST2ピンの電圧はおおよそ $V_{OUT} + DRV_{CC}$ まで上昇します。下側のスイッチCがオンすると、スイッチ・ノードSW2は“L”になり、昇圧コンデンサ C_B は D_B を介して DRV_{CC} から充電されます。昇圧コンデンサ C_A および C_B は、上側のスイッチAおよびDが必要とするゲート電荷の約100倍の電荷を蓄積する必要があります。ほとんどのアプリケーションでは、 $0.1\mu\text{F}$ ～ $0.47\mu\text{F}$ のX5RまたはX7R誘電体コンデンサが適しています。

フォルト状態：電流制限と電流フォールドバック

電流モード・コントローラの最大インダクタ電流は最大検出電圧によって本質的に制限されます。昇圧領域では、最大検出電圧と検出抵抗によって最大許容インダクタ・ピーク電流が決まり、次式で表されます。

$$I_{L(\text{MAX,BOOST})} = \frac{140\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}}$$

降圧領域では、最大検出電圧と検出抵抗によって最大許容インダクタ谷電流が決まり、次式で表されます。

$$I_{L(\text{MAX,BUCK})} = \frac{90\text{mV}}{R_{\text{SENSE}}}$$

グランドへの短絡が発生した場合に電流を更に制限するため、LTC3779はフォールドバック電流制限回路を内蔵しています。出力の低下が50%を超えた場合、最大検出電圧はその最大値の約1/3まで次第に低下します。

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータのパーセント表示の効率は、出力電力を入力電力で割って100%を掛けた値です。個々の損失を解析して、どのような要素が効率を制限し、何を変更すれば最も効率が改善されるかを判断できる場合が少なくありません。パーセント表示の効率は、次式で表すことができます。

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

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

回路内で電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、LTC3779の回路の損失の大部分は、以下に示す主な4つの損失要因によって生じます。それは、1) デバイスの V_{IN} 電流、2) MOSFETドライバの電流、3) I^2R 損失、4) 上側MOSFETの遷移損失です。

1. V_{IN} 電流は「[電気的特性](#)」の表に記載されているDC電源電流です。 V_{IN} の電流による損失は通常小さな値です(0.1%未満)。
2. MOSFETドライバ電流は、パワーMOSFETのゲート容量をスイッチングすることによって流れます。MOSFETのゲートが“L”から“H”に切り替わり、再び“L”に切り替わるたびに、ドライバの電源からグランドに一定量の電荷 dQ が移動します。それによって生じる dQ/dt はドライバの電源から流出する電流であり、一般に制御回路の電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{\text{GATECHG}} = f(Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T と Q_B は上側MOSFETと下側MOSFETのゲート電荷です。

アプリケーション情報

3. I^2R 損失は、ヒューズ(使用する場合)、MOSFET、インダクタ、電流検出抵抗の各DC抵抗から予測されます。連続モードでは、Lや R_{SENSE} に平均出力電流が流れますが、上側MOSFETと同期MOSFETの間でこま切りにされます。2個のMOSFETの $R_{DS(ON)}$ がほぼ同じ場合は、いずれか一方のMOSFETの抵抗にLの抵抗と R_{SENSE} を加算するだけで I^2R 損失を求めることができます。例えば、それぞれの値が $R_{DS(ON)} = 10m\Omega$ 、 $R_L = 10m\Omega$ 、 $R_{SENSE} = 5m\Omega$ である場合、全抵抗は $25m\Omega$ になります。この結果、12V出力では出力電流が3Aから15Aまで増加すると、損失は0.6%~2%の範囲になります。

外付け部品および出力電力レベルが同じ場合、効率は V_{OUT} の2乗に反比例して変化します。高性能デジタル・システムでは低出力電圧と大電流がますます要求されているので、その相乗効果により、スイッチング・レギュレータ・システムの損失項の重要性は倍増ではなく4倍増となります。

4. 遷移損失は上側のMOSFETにのみ当てはまり、しかも大きくなるのは高い入力電圧(通常15V以上)で動作している場合に限りです。遷移損失は次式から概算できます。

$$\text{Transition Loss} = (1.7) V_{IN}^2 \cdot I_{O(MAX)} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

銅トレースや内部バッテリー抵抗など他の隠れた損失は、携帯用システムでは更に5%~10%の効率低下を生じる可能性があります。こうしたシステム・レベルの損失を設計段階で盛り込むことが非常に重要です。内部バッテリーとヒューズの抵抗損失は、スイッチング周波数において C_{IN} に適切な電荷を蓄積し、ESRを小さくすれば最小限に抑えることができます。25W電源には、一般にESRが最大 $20m\Omega$ ~ $50m\Omega$ で容量が最小 $20\mu F$ ~ $40\mu F$ のコンデンサが必要です。その他の損失(デッドタイム中のショットキ・ダイオードの導通損失やインダクタのコア損失など)は、合計しても一般には2%未満の損失増になりません。

トランジェント応答の確認

レギュレータのループ応答は、負荷電流のトランジェント応答を調べることで確認できます。スイッチング・レギュレータは、DC(抵抗性)負荷電流のステップに応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが発生すると、 V_{OUT} は $\Delta I_{LOAD} \cdot ESR$ に等しい大きさだけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。更に、 ΔI_{LOAD} によって C_{OUT} の充放電も始まります。これにより、帰還誤差信号が発生してレギュレータを電流変化に適応させ、 V_{OUT} を定常値に回復させます。この回復期間に、安定性に問題があることを示す過度のオーバーシュートやリングングが発生しないか、 V_{OUT} をモニタすることができます。ITHピンを備えているので、制御ループの動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントも得られます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立ち上がり時間、およびセトリングは、閉ループ応答を正確に反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、位相余裕や減衰係数は、このピンに現れるオーバーシュートのパーセンテージを使用して概算することができます。このピンの立ち上がり時間を調べることで、帯域幅も概算できます。

「標準的応用例」の回路に示すITHピンの外付け部品は、ほとんどのアプリケーションにおいて検討着手時の妥当な初期値として使えます。ITHピンの R_C - C_C 直列フィルタにより、支配的なポールゼロ・ループ補償が設定されます。これらの値は、最終的なプリント回路基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、トランジェント応答を最適化するために多少(推奨値の0.5~2倍)変更することができます。ループの利得と位相は、出力コンデンサのさまざまな種類と値によって決まるので、出力コンデンサは選択する必要があります。立ち上がり時間が $1\mu s$ ~ $10\mu s$ の、全負荷電流の20%~80%の出力電流パルスによって、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができる出力電圧波形とITHピンの波形が発生します。

アプリケーション情報

パワー MOSFET を出力コンデンサの両端に直接接続し、適当な信号発生器でそのゲートを駆動するのが、現実的な負荷ステップ状態を発生する実用的な方法です。出力電流のステップ変化によって生じる初期出力電圧ステップは帰還ループの帯域幅内にない場合があるため、位相余裕を決定するのにこの信号を使用することはできません。このため、ITH ピンの信号を調べる方が確実です。この信号は帰還ループ内にあり、フィルタを通して補償された制御ループ応答です。

ループの利得は R_C を大きくすると増加し、ループの帯域幅は C_C を小さくすると広がります。 C_C を減少させると同じ比率で R_C を増加させるとゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最も重要な周波数範囲で位相シフトが一定に保たれます。出力電圧のセトリング動作は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。

次に、大容量の ($>1\mu\text{F}$) 電源バイパス・コンデンサが接続されている負荷で切り替えが行われると、更に大きなトランジェントが発生します。放電したバイパス・コンデンサが実質的に C_{OUT} と並列接続された状態になるため、 V_{OUT} が急激に低下します。負荷スイッチの抵抗が小さく、かつ短時間で駆動されると、どのようなレギュレータでも出力電圧の急激なステップ変化を防止できるほど素早く電流供給を変えることはできません。 C_{LOAD} 対 C_{OUT} の比率が 1:50 より大きい場合は、スイッチの立ち上がり時間を制御して、負荷の立ち上がり時間を約 $25 \cdot C_{LOAD}$ に制限するようにしてください。そうすることにより、 $10\mu\text{F}$ のコンデンサでは $250\mu\text{s}$ の立ち上がり時間が必要とされ、充電電流は約 200mA に制限されるようになります。

プリント回路基板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. 信号グラウンドと電源グラウンドは分離されていますか。1つにまとめたこのデバイスの信号グラウンド・ピンと C_{DRVCC} のグラウンド帰還路は、1つにまとめた C_{OUT} の (-) 端子に戻す必要があります。上側の N チャネル MOSFET、下側の N チャネル MOSFET、および C_{IN} コンデンサで形成される経路のリードと PC トレース長を短くします。出力コンデンサの (-) 端子と入力コンデンサの (-) 端子は、コンデンサを互いに隣接させることによって可能な限り近づけて接続します。
2. LTC3779 の V_{FB} ピンの抵抗分割器は C_{OUT} の (+) 端子に接続されていますか。抵抗分割器は、 C_{OUT} の (+) 端子と信号グラウンドの間に接続する必要があります。帰還抵抗は入力コンデンサからの高電流入力経路に沿って配置しないでください。
3. SENSEN と SENSEP のリードは、最小の基板トレース間隔で一緒に配線されていますか。SENSE⁺ と SENSE⁻ の間のフィルタ・コンデンサは、できるだけデバイスに近づけて配置します。SENSE 抵抗にはケルビン接続を使って精密な電流検出を確実にを行います。
4. DRV_{CC} のデカップリング・コンデンサは、デバイスの近くで DRV_{CC} ピンとグラウンド・ピンの間に接続されていますか。このコンデンサは MOSFET ドライバのピーク電流を供給します。
5. SW、TG、および BOOST ノードは、影響を受けやすい小信号ノードから離します。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、LTC3779 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. スイッチ A、スイッチ B、D1、および C_{IN} コンデンサで形成される経路のリードと PC トレース長を短くします。また、スイッチ C、スイッチ D、D2、および C_{OUT} コンデンサで形成される経路もリードと PC トレース長を短くします。
7. 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広い銅領域の中央接地点で、ここに DRV_{CC} デカップリング・コンデンサの下側、帰還抵抗分圧器の下側、およびデバイスの GND ピンを接続します。

アプリケーション情報

設計例

$$V_{IN} = 6V \sim 100V$$

$$V_{OUT} = 12V$$

$$I_{OUT(MAX)} = 5A$$

$$f = 200kHz$$

$$\text{最大周囲温度} = 60^\circ C$$

FREQピンに1.11Vを入力して、周波数を200kHzに設定します(図9参照)。FREQピンから流れ出す20 μ Aの電流により、GNDまでの55.6k抵抗の両端に1.11Vが生じます。リップル電流を30%と仮定して、まずインダクタンス値を選択します。降圧領域では、リップル電流は次のとおりです。

$$\Delta I_{L,BUCK} = \frac{V_{OUT}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}\right)$$

$$I_{RIPPLE,BUCK} = \frac{\Delta I_{L,BUCK} \cdot 100}{I_{OUT}} \%$$

リップル電流の最大値は、最大入力電圧で発生します。昇圧領域では、リップル電流は次のとおりです。

$$\Delta I_{L,BOOST} = \frac{V_{IN}}{f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}}\right)$$

$$I_{RIPPLE,BOOST} = \frac{\Delta I_{L,BOOST} \cdot 100}{I_{IN}} \%$$

リップル電流の値が最大になるのは、 $V_{IN} = V_{OUT}/2$ のときです。

15 μ Hのインダクタでは、昇圧領域($V_{IN} = 6V$)で10%のリップルが発生し、降圧領域($V_{IN} = 100V$)で70%のリップルが発生します。

R_{SENSE} の抵抗値は、最大電流検出電圧の規定値を使用し、多少の許容差を考慮に入れることによって計算できます。

$$R_{SENSE} = \frac{2 \cdot 140mV \cdot V_{IN(MIN)}}{2 \cdot I_{OUT(MAX,BOOST)} \cdot V_{OUT} + \Delta I_{L,BOOST} \cdot V_{IN(MIN)}} \\ = 13.3m\Omega$$

増加の方向で30%の余裕を見込んで、 R_{SENSE} は13.3m Ω /1.3 = 10m Ω を選択します。

出力電圧は12Vです。 R_A には12.1kを選択します。 R_B は次のとおりです。

$$R_B = \frac{V_{OUT} \cdot R_A}{1.2} - R_A$$

R_B には110kを選択します。 R_A と R_B の許容差は1%以内にする必要があります。

MOSFETスイッチの選択

MOSFETは、電圧定格と $R_{DS(ON)}$ の値に基づいて選択します。供給可能なゲート電圧振幅での動作に対してデバイスが規定されていることを確認することが重要です。この場合は、振幅が10Vで、 $R_{DS(ON)}$ の値が $V_{GS} = 4.5V$ で規定されているMOSFETを使用できます。

QAおよびQBを選択します。最大入力電圧が100Vの場合は、定格が150V以上のMOSFETを使用します。実際の熱抵抗はまだ分からない(回路基板設計と空気流が大きく影響する)ので、接合部と周囲環境でのMOSFETの熱抵抗を50 $^\circ C/W$ と仮定します。

最大接合部温度 $T_{J(MAX)} = 125^\circ C$ で設計する場合は、 $R_{DS(ON)}$ の最大値を計算できます。まず、電力損失の最大値を次のように計算します。

$$P_{D(MAX)} = \left(\frac{T_{J(MAX)} - T_{A(MAX)}}{R_{(j-a)}} \right)$$

$$P_{D(MAX)} = \frac{(125 - 60)}{50} = 1.3W$$

アプリケーション情報

回路が昇圧領域で動作しており、QAが絶えずオンしている場合、QAでの電力損失が最大になるのは入力電圧が最小のときです。したがって入力電流は次のようになります。

$$\frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT(MAX)}}{V_{IN(MIN)}}, \text{ or } 10A$$

次式により、 $R_{DS(ON)}$ の最小値を計算します。

$$R_{DS(ON)} (125^\circ\text{C}) < \frac{P_{D(MAX)}}{I_{IN(MAX)}^2}$$

$$R_{DS(ON)} (125^\circ\text{C}) < \frac{1.3W}{(10A)^2} = 0.013\Omega$$

Infineon 製 BSC360N15NS3G の $R_{DS(ON)}$ の標準値は $V_{GS} = 10V$ で 0.036Ω です。2個の MOSFET を並列に使用して電力損失に対応することができます。

回路が降圧領域で動作している場合、QBでの電力損失が最大になるのは入力電圧が最大のときです。電力損失は次のとおりです。

$$P_{B,BUCK} = \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{DS(ON)}$$

$$R_{DS(ON)} (125^\circ\text{C}) < \frac{1.3W}{\left(\frac{100V - 12V}{100V}\right) \cdot (5A)^2} = 0.059\Omega$$

$R_{DS(ON)}$ の標準値が $19m\Omega$ の Infineon 製 BSC190N15NS3G を使用することができます。

QCおよびQDを選択します。 出力電圧が12Vの場合は、定格が20V以上のMOSFETが必要です。

インダクタ電流が最大になった場合、電力損失が最大になるのは入力電圧が最小のときです。スイッチQCの場合、電力損失は次のとおりです。

$$P_{C,BOOST} = \frac{(V_{OUT} - V_{IN})V_{OUT}}{V_{IN}^2} \\ \cdot I_{OUT(MAX)}^2 \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{DS(ON)} \\ + k \cdot V_{OUT}^3 \cdot \frac{I_{OUT(MAX)}}{V_{IN}} \cdot C_{RSS} \cdot f$$

ここで、 C_{RSS} は通常 MOSFET の製造メーカーにより規定されています。逆回復電流によって生じる損失を反映する定数 k は、ゲート駆動電流に反比例し、その経験値は1.7です。

スイッチQDでの電力損失は次のとおりです。

$$P_{D,BOOST} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \cdot \left(\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT(MAX)} \right)^2 \\ \cdot \rho_{\tau} \cdot R_{DS(ON)}$$

QCおよびQDの選択肢としてBSC050NE2LSが考えられます。その場合、入力電圧6Vでの電力損失の計算値は、QCが0.392WでQDが0.375Wになります。

C_{IN} は、降圧領域で方形波電流を除去できるように選択します。このモードでは、最大入力電流のピーク値は次のとおりです。

$$I_{IN,PEAK(MAX,BUCK)} = 5A \cdot \left(1 + \frac{70\%}{2 \cdot 100\%} \right) = 6.75A$$

低 ESR ($10m\Omega$) のコンデンサを選択します。入力電圧リップルは $67.5mV$ です (ESR がリップルの主要因と仮定)。

C_{OUT} は、昇圧領域で方形波電流を除去できるように選択します。このモードでは、最大出力電流のピーク値は次のとおりです。

$$I_{OUT,PEAK(MAX,BOOST)} = \frac{12}{6} \cdot 5 \cdot \left(1 + \frac{10\%}{2 \cdot 100\%} \right) = 10.5A$$

低 ESR ($5m\Omega$) のコンデンサを推奨します。このコンデンサは、出力電圧リップルを $53mV$ に制限します (ESR がリップルの主要因と仮定)。

アプリケーション情報

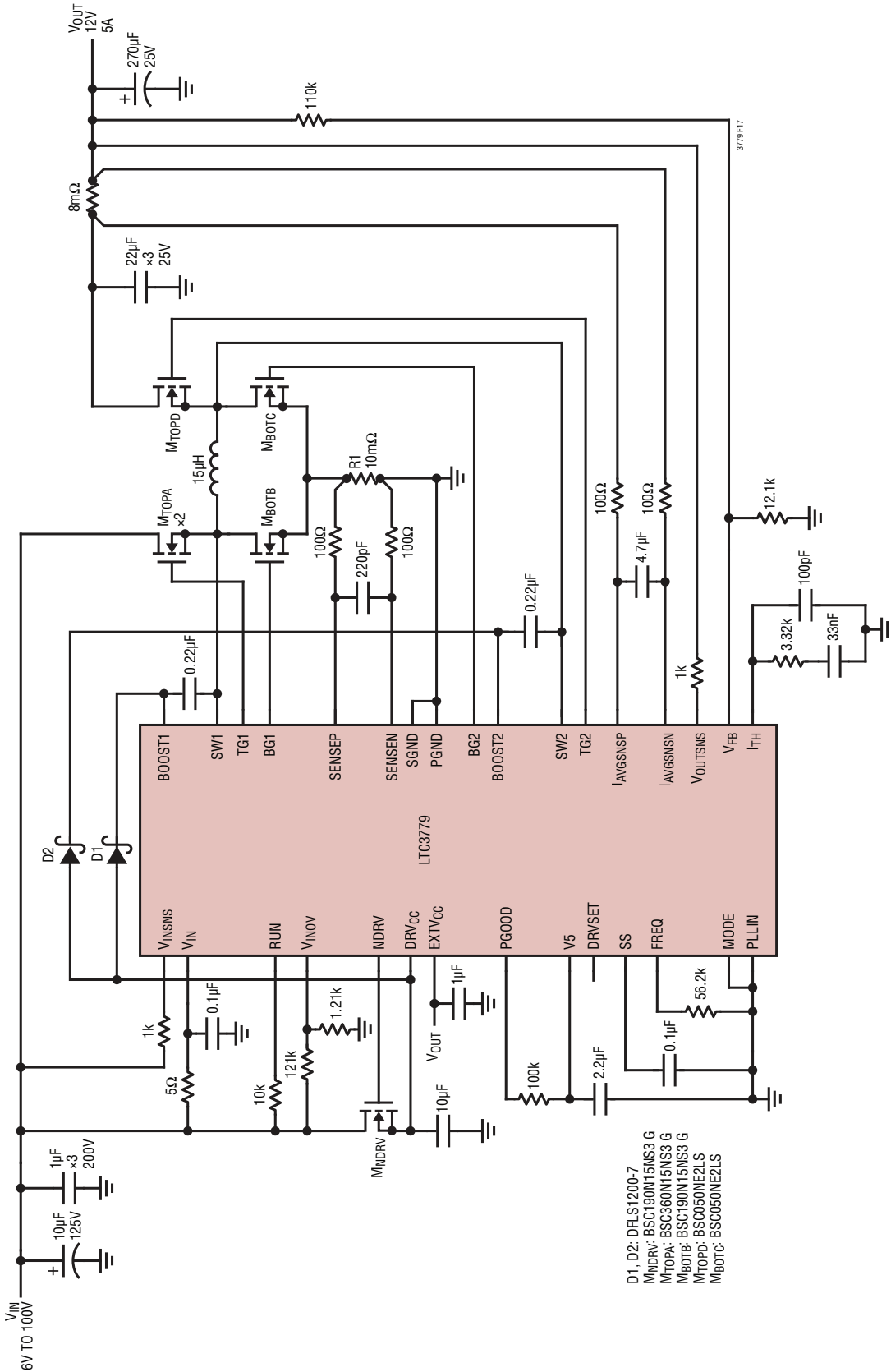
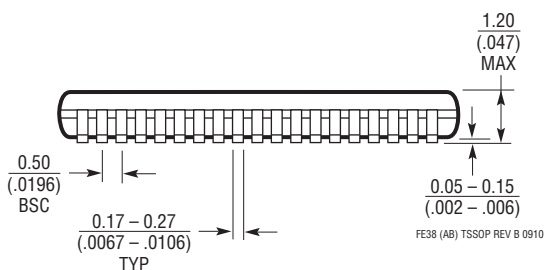
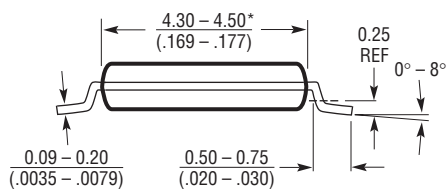
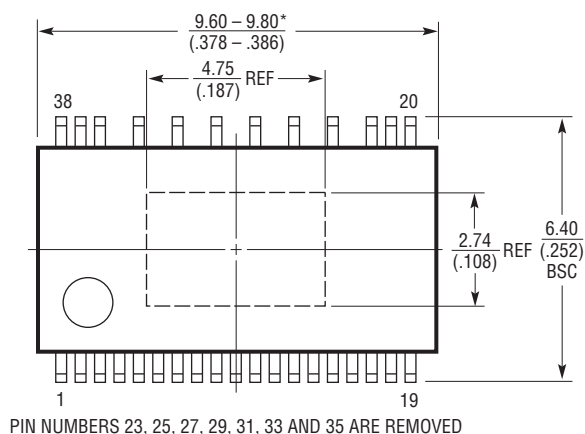
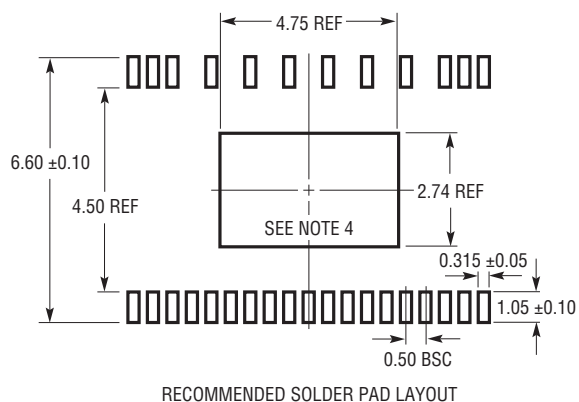


図17. 効率97%の12V/5A出力昇降圧コンバータ

パッケージ

最新のパッケージ図は、<http://www.linear-tech.co.jp/product/LTC3779#packaging> を参照してください。

FE Package
Package Variation:FE38 (31)
38-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1865 Rev B)
Exposed Pad Variation AB



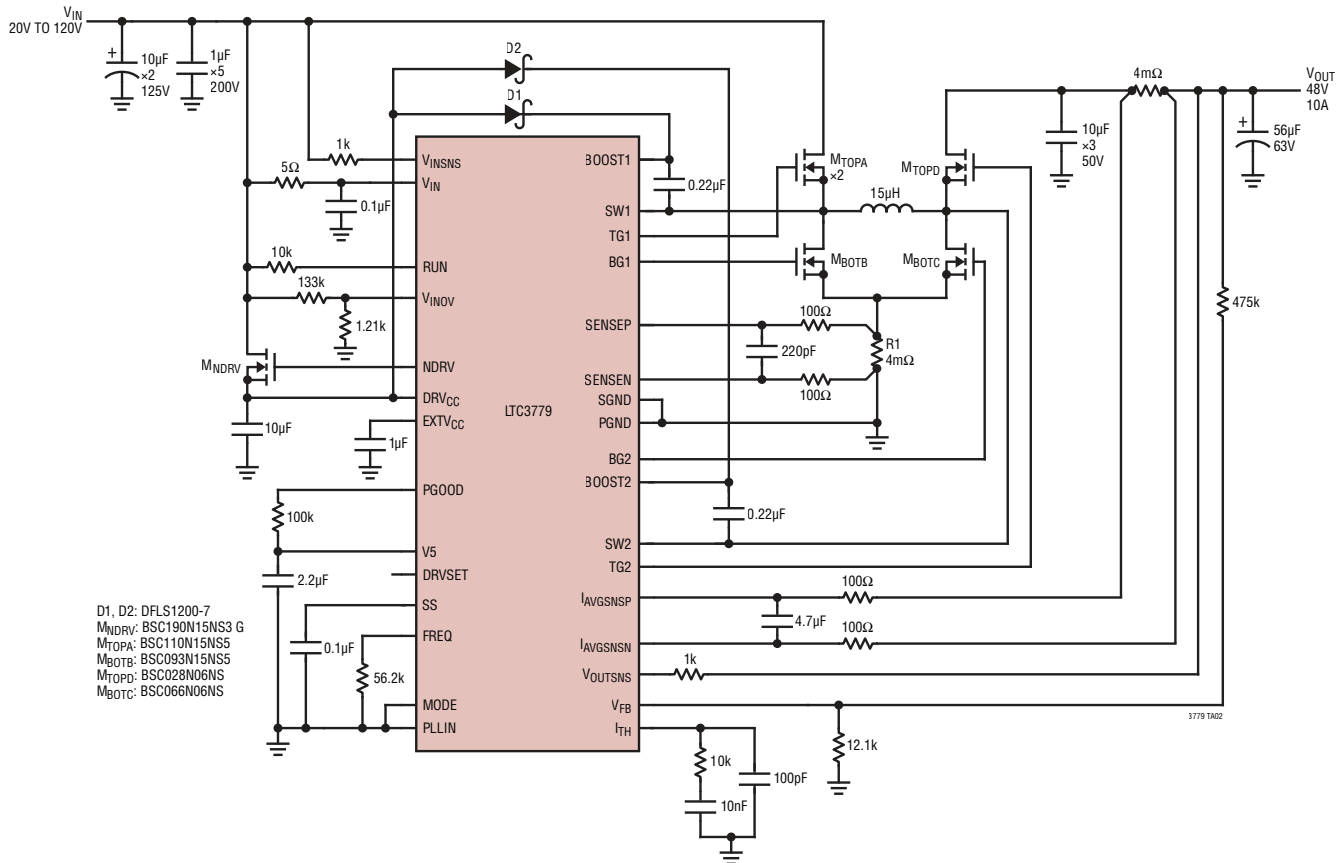
- 注記：
 1. 標準寸法：ミリメートル
 2. 寸法は ミリメートル
 (インチ)
 3. 図は実寸とは異なる

4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ
 * 寸法にはモールドのバリを含まない。モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006") を超えないこと

LTC3779

標準的応用例

効率99%の480W、48V出力昇降圧コンバータ



関連製品

製品番号	概要	注釈
LT [®] 8705A	入力電圧と出力電圧が80Vの同期整流式4スイッチ昇降圧DC/DCコントローラ	2.8V ≤ V _{IN} ≤ 80V、入力電流と出力電流のモニタ、5mm×7mm QFN-38およびTSSOP-38
LTC7813	低EMI、低入力/出力リップル、低静止電流の60V同期整流式昇圧+降圧コントローラ	4.5V(起動後は2.2Vまで動作) ≤ V _{IN} ≤ 60V、昇圧チャンネルのV _{OUT} は最大60V、0.8V ≤ 降圧チャンネルのV _{OUT} ≤ 60V、I _Q = 29µA、5mm×5mm QFN-32
LTC3899	Burst Mode時の静止電流が29µAの60V、トリプル出力、同期整流式降圧/降圧/昇圧コントローラ	4.5V(起動後は2.2Vでも動作) ≤ V _{IN} ≤ 60V、V _{OUT} :最大60V、降圧チャンネルのV _{OUT} の範囲:0.8V ~ 60V、昇圧チャンネルのV _{OUT} :最大60V
LTM [®] 8056	58V昇降圧µModuleレギュレータ、調整可能な入力および出力電流制限	5V ≤ V _{IN} ≤ 58V、1.2V ≤ V _{OUT} ≤ 48V、15mm×15mm×4.92mm BGAパッケージ
LTC3895	デューティ・サイクル100%の150V、低静止電流、同期整流式降圧DC/DCコントローラ	4V ≤ V _{IN} ≤ 140V、絶対最大定格:150V、PLL固定周波数:50kHz ~ 900kHz、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ 60V、調整可能なゲート駆動電圧:5V ~ 10V、I _Q = 40µA
LTC3639	150V高効率100mA同期整流式降圧レギュレータ	パワーMOSFET内蔵、4V ≤ V _{IN} ≤ 150V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ V _{IN} 、I _Q = 12µA、MSOP-16(12)
LTC3638	140V高効率250mA降圧レギュレータ	パワーMOSFET内蔵、4V ≤ V _{IN} ≤ 140V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ V _{IN} 、I _Q = 12µA、MSOP-16(12)
LTC7138	140V高効率400mA降圧レギュレータ	パワーMOSFET内蔵、4V ≤ V _{IN} ≤ 140V、0.8V ≤ V _{OUT} ≤ V _{IN} 、I _Q = 12µA、MSOP-16(12)
LTC7103	105V、2.3A、低EMI同期整流式降圧レギュレータ	4.4V ≤ V _{IN} ≤ 105V、1V ≤ V _{OUT} ≤ V _{IN} 、I _Q = 2µA、固定周波数:200kHz ~ 2MHz、5mm×6mm QFN