

電流および温度モニタ機能を備えた 20V、2.5A同期整流式 モノリシック降圧レギュレータ

特長

- 入力電圧範囲: 3.6V ~ 20V
- 広い出力電圧範囲: 0.6V ~ V_{IN} の97%、0.6V ~ 6Vの範囲に対して最適化
- $R_{DS(ON)}$ の小さい内蔵スイッチにより、最大95%の効率を確保
- 出力電流: 最大2.5A
- 平均入力電流および平均出力電流のモニタ
- 設定可能な平均入力/出力電流制限
- ダイ温度のモニタおよび設定可能な制限値
- 調整可能なスイッチング周波数: 500kHz ~ 3MHz
- 外部周波数同期
- 電流モード動作による優れた入力および負荷トランジェント応答
- 全温度範囲で1%精度の0.6Vリファレンス
- ユーザが選択可能な Burst Mode[®]動作または強制連続動作
- 短絡保護
- 出力電圧のトラッキング機能
- パワーグッド・ステータス出力
- 熱特性の改善された20ピンの小型(3mm×4mm) QFNパッケージで供給可能

アプリケーション

- 分散給電システム
- 電池駆動の計測器
- ポイントオブロード電源

概要

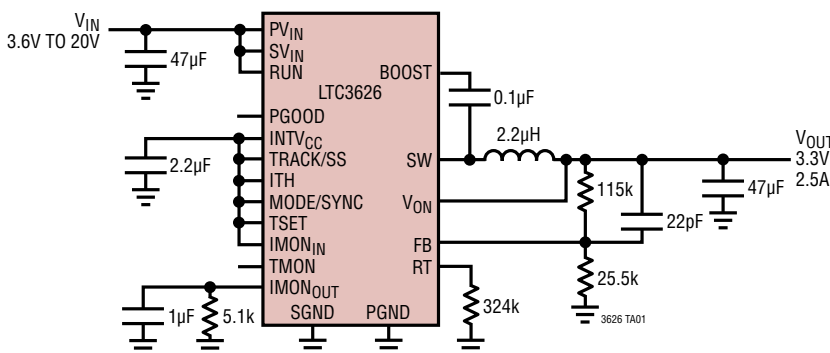
LTC[®]3626は、最大2.5Aの出力電流を供給できる高効率モノリシック同期整流式降圧レギュレータで、位相同期可能なオン時間制御の電流モード・アーキテクチャを採用しています。動作電源電圧範囲は3.6V ~ 20Vで、広い範囲の電源アプリケーションに適しています。

動作周波数は1本の外付け抵抗によって500kHz ~ 3MHzの範囲で設定できるので、小型の表面実装インダクタを使用可能です。スイッチング・ノイズの影響を受けやすいアプリケーションでは、LTC3626は同じ周波数範囲で外部同期可能です。内蔵の位相同期ループにより、上側のパワー MOSFETのオン時間を内部クロックまたは外部クロックに合わせて調整できます。この独自のオン時間制御アーキテクチャは、高いスイッチング周波数と高速トランジェント応答が求められる降圧比の高いアプリケーションに最適です。内蔵の位相同期ループにより、内蔵のワンショット・タイマのオン時間をサーボ制御して、内部クロックまたは入力された外部クロックの周波数に一致させます。

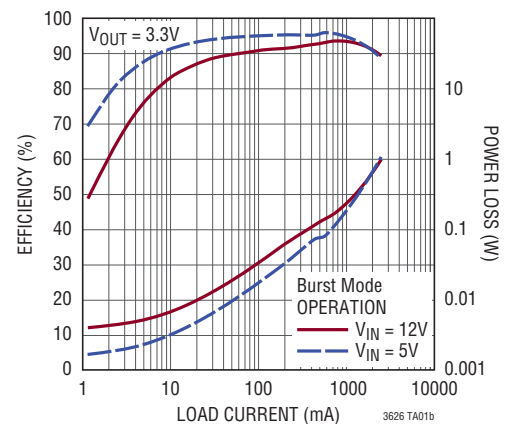
LTC3626は、Burst Modeと強制連続モードという2つの動作モードを備えているので、ユーザは与えられたアプリケーションに対して出力電圧リップル、ノイズ、および軽負荷時の効率を最適化することができます。

LT、LTC、LTM、Burst Mode、Linear Technologyおよびリニアテクノロジーの登録商標です。Hot Swapはリニアテクノロジー社の商標です。他の全ての商標はそれぞれの所有者に所有権があります。5481178、5847554、6580258、6304066、6476589、6774611、5994885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



効率と負荷電流



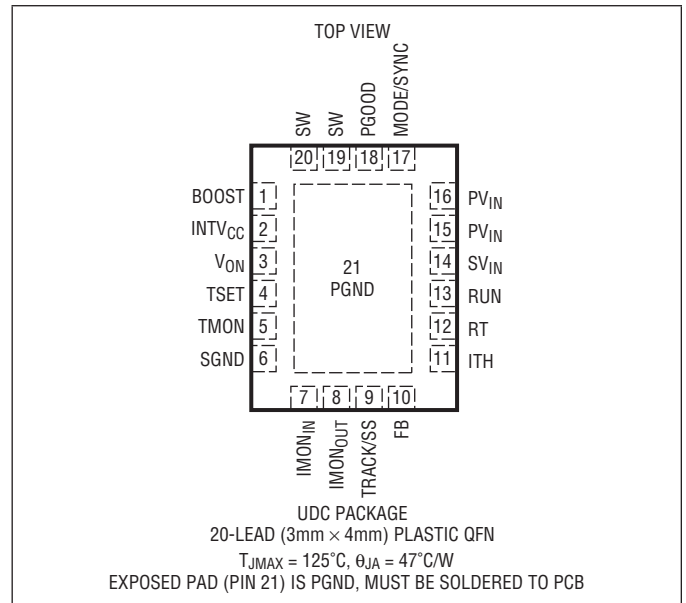
LTC3626

絶対最大定格

(Note 1)

PV_{IN}	-0.3V ~ 22V
SV_{IN}	-0.3V ~ 22V
BOOST	-0.3V ~ 25.6V
BOOST-SW	-0.3V ~ 3.6V
$INTV_{CC}$	-0.3V ~ 3.6V
ITH, RT, FB	-0.3V ~ $INTV_{CC} + 0.3V$
MODE/SYNC	-0.3V ~ $INTV_{CC} + 0.3V$
TRACK/SS, $IMON_{IN}$, $IMON_{OUT}$	-0.3V ~ $INTV_{CC} + 0.3V$
TSET, TMON	-0.3V ~ $INTV_{CC} + 0.3V$
SW, RUN	-0.3V ~ $V_{IN} + 0.3V$
PGOOD	-0.3V ~ 22V
V_{ON}	-0.3V ~ 18V
SWのソース電流 (DC, Note 2)	2.5A
動作接合部温度範囲 (Note 3, 4)	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C

ピン配置



発注情報

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
LTC3626EUDC#PBF	LTC3626EUDC#TRPBF	LGCC	20-Lead (3mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3626IUDC#PBF	LTC3626IUDC#TRPBF	LGCC	20-Lead (3mm × 4mm) 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、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。* 温度グレードは出荷時のコンテナのラベルで識別されます。非標準の鉛仕上げの製品の詳細については、弊社または弊社代理店にお問い合わせください。

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。

電气的特性

●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 3)。注記がない限り、 $PV_{IN} = SV_{IN} = 12\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
PV_{IN}	Input Supply Range		●	3.0	20	V	
SV_{IN}	Input Supply Range		●	3.6	20	V	
V_{VOUT}	Output Voltage Range (Note 5)	$V_{ON} = V_{OUT}$		0.6	6	V	
I_Q	Input DC Supply Current Forced Continuous Operation PV_{IN} SV_{IN}	MODE = 0, $R_{RT} = 158\text{k}$, I_{IN} , I_{OUT} , TMON, TSET = INTV _{CC}		30 900	39 1200	μA μA	
	Sleep Current PV_{IN} SV_{IN}	$V_{FB} > 0.6\text{V}$, I_{IN} , I_{OUT} , TMON, TSET, MODE = INTV _{CC}		30 270	39 350	μA μA	
	Shutdown PV_{IN} SV_{IN}	$I_{LOAD} = 0\text{A}$, $V_{RUN} = 0\text{V}$		0.01 13	2 17	μA μA	
V_{FB}	Feedback Reference Voltage		●	0.594	0.600	0.606	V
$\Delta V_{LINE(REG)}$	V_{FB} Line Regulation	$V_{VIN} = 3.6\text{V}$ to 20V		0.01		%/V	
$\Delta V_{LOAD(REG)}$	V_{FB} Load Regulation	ITH = 0.6V to 1.5V		0.1		%	
	Feedback Pin Input Current	$V_{FB} = 0.6\text{V}$			± 30	nA	
	Error Amplifier Transconductance	ITH = 1.2V		1.5		mS	
$t_{ON(MIN)}$	Minimum On-Time	$V_{VON} = 1\text{V}$, $V_{VIN} = 3.6\text{V}$		20		ns	
$t_{OFF(MIN)}$	Minimum Off-Time	$PV_{IN} = SV_{IN} = 6\text{V}$		40	60	ns	
	Valley Switch Current Limit			2.4	2.9	3.6	A
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$V_{RT} = \text{INTV}_{CC}$		1.4	2	2.6	MHz
		$R_{RT} = 158\text{k}$		1.7	2	2.3	MHz
		$R_{RT} = 105\text{k}$		2.5	3	3.5	MHz
$R_{DS(ON)}$	Top Switch On-Resistance			115		m Ω	
	Bottom Switch On-Resistance			70		m Ω	
	I_{MONOUT} Current (Note 6)	$I_{SW} = 2.5\text{A}$		148.5	156.25	164.0	μA
$I_{SW} = 1.5\text{A}$			89.1	93.75	98.4	μA	
$I_{SW} = 0.5\text{A}$			29.7	31.25	33.5	μA	
	I_{OUT} Limit Regulation Voltage		●	1.15	1.22	1.28	V
	I_{MONIN} Current (Note 6)	$I_{SW} = 2.5\text{A}$, 20% Duty Cycle		29.7	31.25	32.8	μA
$I_{SW} = 1.5\text{A}$, 20% Duty Cycle			17.8	18.75	19.7	μA	
$I_{SW} = 0.5\text{A}$, 20% Duty Cycle			5.9	6.25	6.7	μA	
	I_{IN} Limit Regulation Voltage		●	1.15	1.22	1.28	V
	Internal Temperature Monitor	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1.5		V	
	Internal Temperature Monitor Slope (Note 7)			200		$^\circ\text{C}/\text{V}$	
	Temperature Limit Hysteresis			50		mV	
	PV_{IN} Overvoltage Lockout Threshold	PV_{IN} Rising		20	21.5		V
		PV_{IN} Falling			20.5		V
V_{INTVCC}	INTV _{CC} の電圧	$3.6\text{V} < V_{IN} < 20\text{V}$		3.1	3.3	3.5	V
	INTV _{CC} Load Regulation (Note 8)	$I_{INTVCC} = 0\text{mA}$ to 20mA		0.6		%	
V_{RUN}	RUN Threshold	RUN Rising	●	1.19	1.23	1.27	V
		RUN Falling	●	0.97	1.0	1.03	V
	RUN Leakage Current	$V_{VIN} = 20\text{V}$		0	± 1	μA	
	PGOOD Good-to-Bad Threshold	FB Rising		8	10	%	
		FB Falling		-8	-10	%	

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 3)。注記がない限り、 $PV_{IN} = SV_{IN} = 12\text{V}$ 。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
	PGOOD Bad-to-Good Threshold	FB Rising FB Falling	-3 3	-5 5		% %
	Power Good Filter Time		20	40		μs
R _{PGOOD}	PGOOD Pull-Down Resistance	10mA Load		20		Ω
	Switch Leakage Current	$V_{\text{RUN}} = 0\text{V}$		0.01	1	μA
t _{SS}	Internal Soft-Start Time	V_{FB} from 10% to 90% Full Scale		400	700	μs
I _{TRACK/SS}	TRACK/SS Pull-Up Current			1.4		μA
	MODE Threshold Voltage	MODE V_{IH} MODE V_{IL}	● ●	1.0	0.4	V V
	SYNC Threshold Voltage	SYNC V_{IH}	●	1.4		V
	MODE Input Current	MODE = 0V MODE = INT V_{CC}		-1.5 1.5		μA μA

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恐れがある。

Note 2: 長期電流密度制限によって保証されている。

Note 3: LTC3626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。LTC3626E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。LTC3626I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。

Note 4: 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。この保護がアクティブなときは、最大定格接合部温度を超えることができる。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 5: 6Vを超える出力電圧は、オン時間制御動作には最適ではない。出力電圧範囲に関する詳細については、「アプリケーション情報」のセクションを参照。測定されたオン時間を V_{ON} 電圧と比較することにより、テストで検証済み。

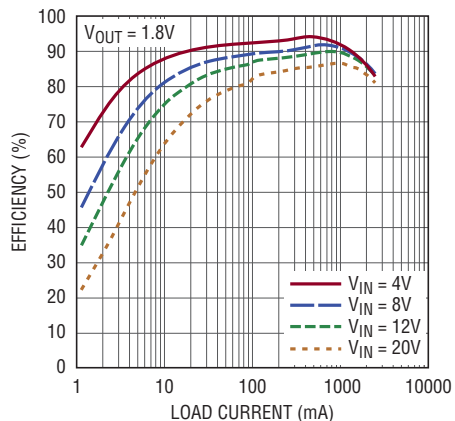
Note 6: I_{SW} が同期スイッチのみを流れる独自のテスト・モードで試験済み。

Note 7: 設計により保証されている。

Note 8: 安定化出力として使用されるとき最大の許容電流は5mAである。この電源は追加のDC負荷電流を必要に応じて供給することのみを目的にしており、大きなトランジェント電圧やAC動作を安定化する目的はない。これらの波形がLTC3626の動作に影響を及ぼす可能性があるためである。

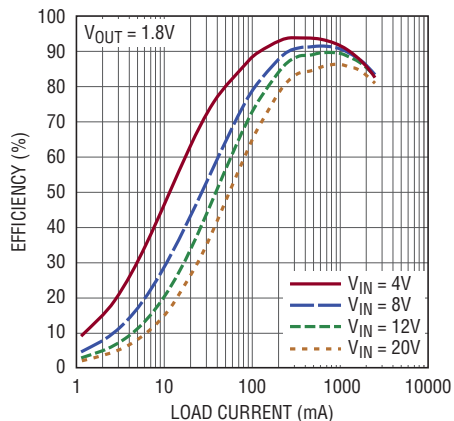
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $PV_{IN} = SV_{IN} = 12\text{V}$ 、 $f = 1\text{MHz}$ 。

効率と負荷電流
(Burst Mode 動作)



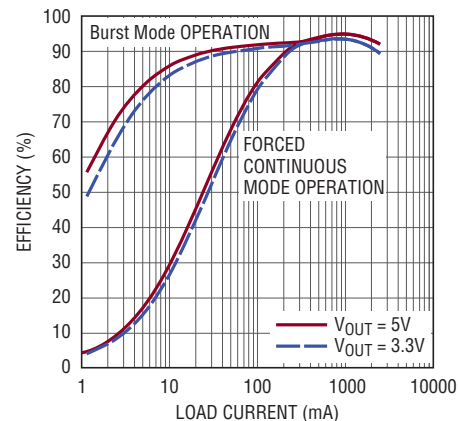
3626 G01

効率と負荷電流
(強制連続モード動作)



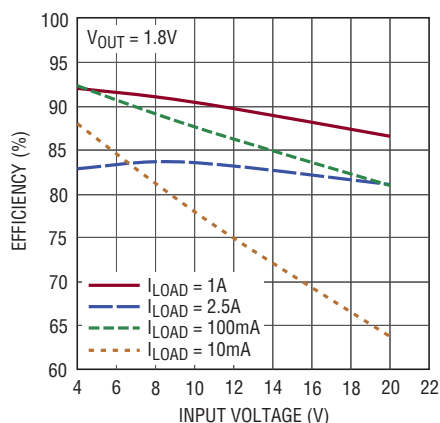
3626 G02

効率と負荷電流
(Burst Modeと強制連続モード)



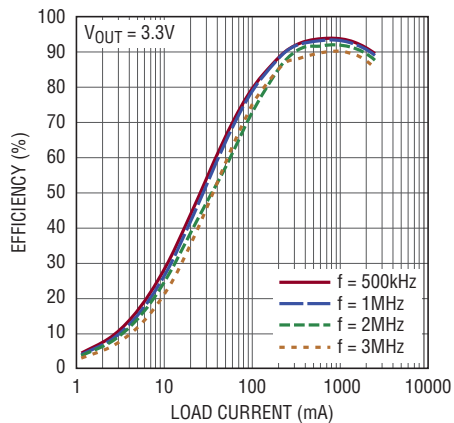
3626 G03

効率と入力電圧
(Burst Mode 動作)



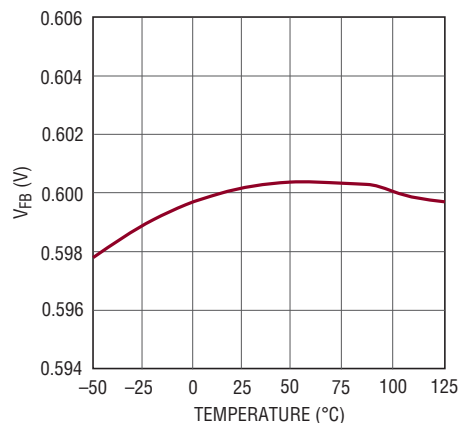
3626 G04

効率と周波数
(強制連続モード動作)



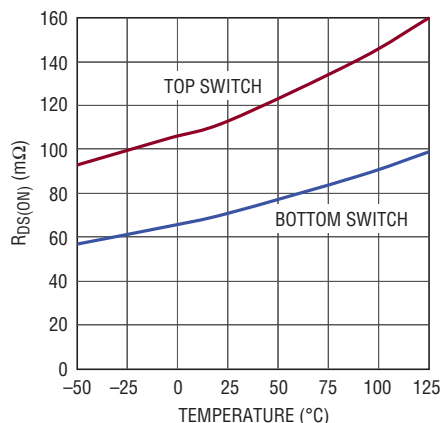
3626 G05

リファレンス電圧と温度



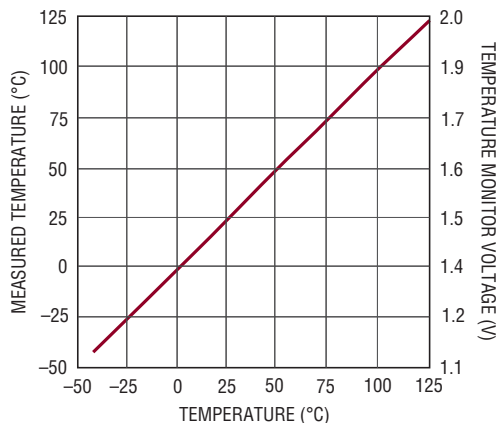
3626 G06

内部 MOSFET の $R_{DS(ON)}$ と温度



3626 G07

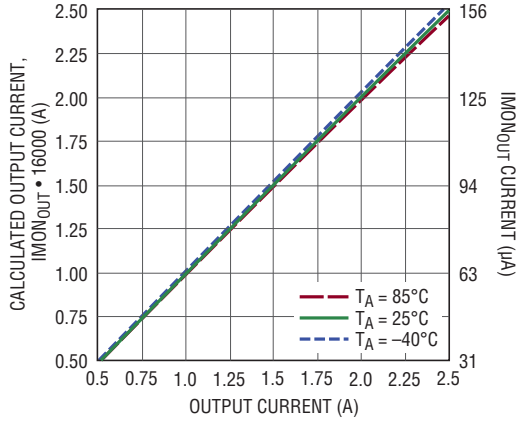
温度モニタと温度



3626 G08

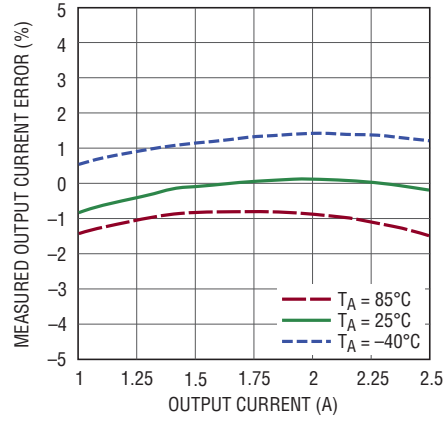
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $PV_{IN} = SV_{IN} = 12\text{V}$ 、 $f = 1\text{MHz}$ 。

出力電流モニタと出力電流



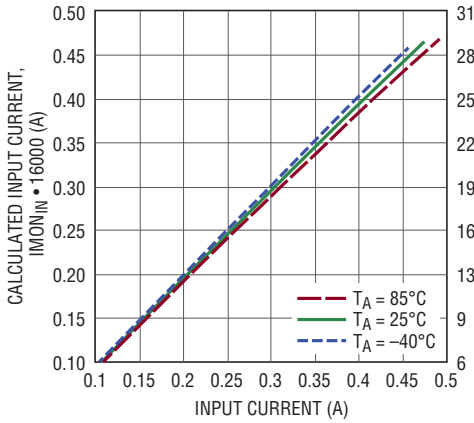
3626 G09

出力電流モニタの誤差と出力電流



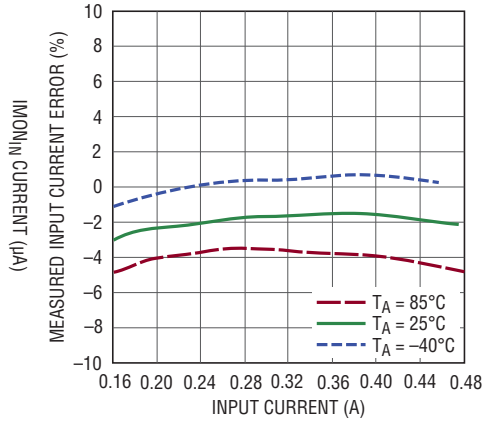
3626 G10

入力電流モニタと入力電流



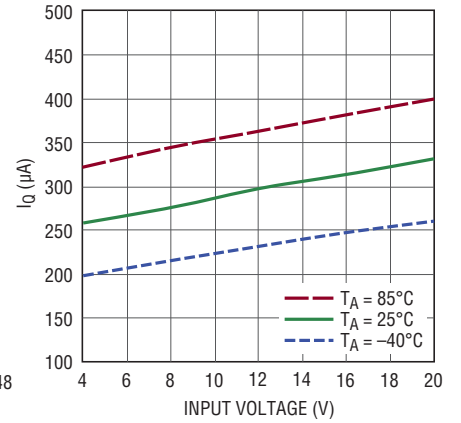
3626 G11

入力電流モニタの誤差と入力電流



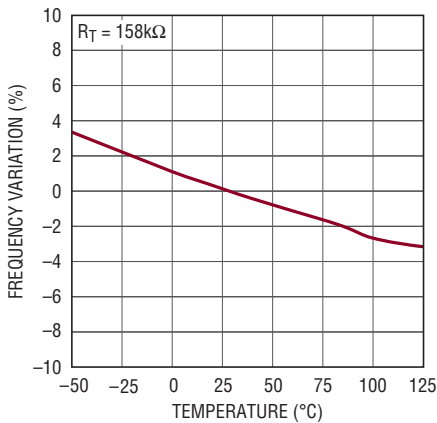
3626 G12

静止電流と V_{IN}
(Burst Mode 動作)



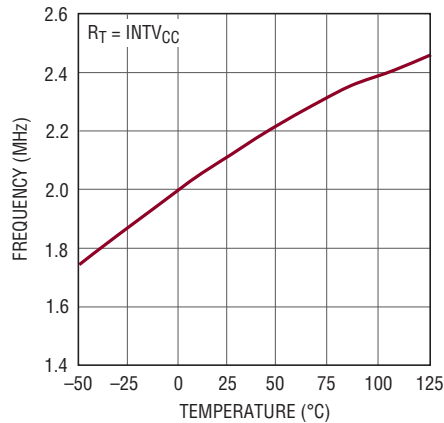
3626 G13

発振器周波数と温度



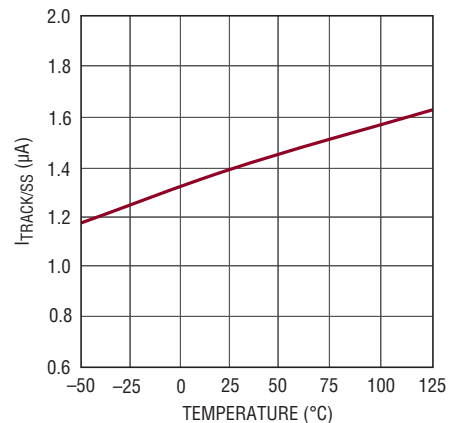
3626 G14

発振器の内部設定周波数と温度



3626 G15

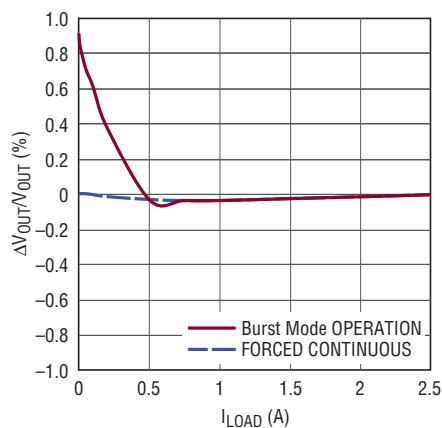
TRACK/SS ピンのプルアップ電流と
温度



3626 G16

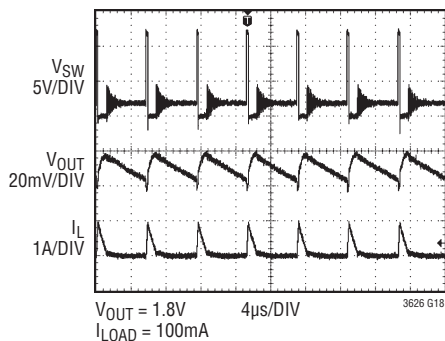
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 、 $PV_{IN} = SV_{IN} = 12\text{V}$ 、 $f = 1\text{MHz}$ 。

負荷レギュレーション

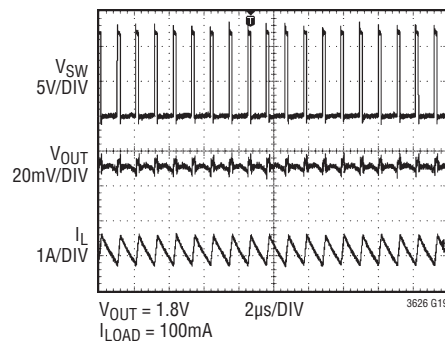


3626 G17

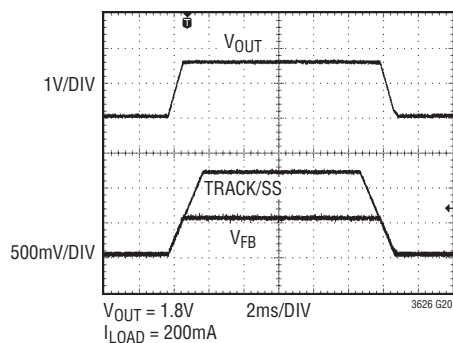
出力電圧と時間 (Burst Mode 動作)



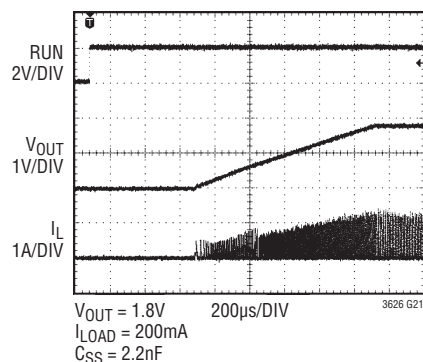
出力電圧と時間 (強制連続モード動作)



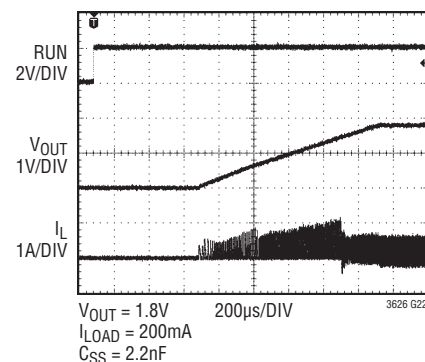
出力トラッキング



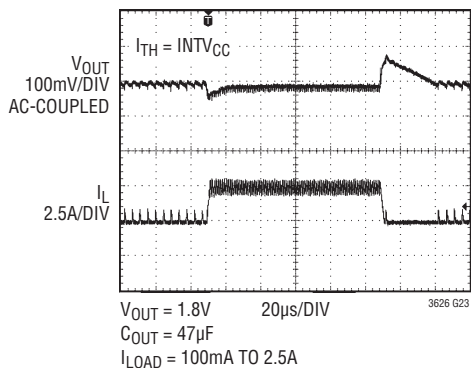
シャットダウンからの起動 (Burst Mode 動作)



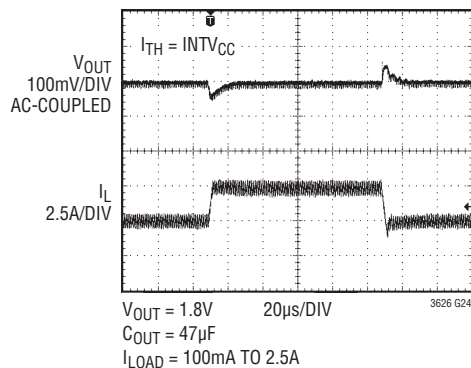
シャットダウンからの起動 (強制連続モード動作)



負荷ステップ (Burst Mode 動作)



負荷ステップ (強制連続モード動作)



ピン機能

BOOST (ピン1)：昇圧されたフローティング・ドライバ電源ピン。外部ブートストラップ・コンデンサの(+)端子をこのピンに接続し、(-)端子をSWピンに接続します。このピンの通常動作の電圧振幅の範囲は、INTV_{CC}からPV_{IN} + NTV_{CC}までです。

INTV_{CC} (ピン2)：内蔵3.3Vレギュレータの出力ピン。このピンは1 μ F以上の低ESRセラミック・コンデンサを使ってPGNDにデカップリングします。RUNピンを“L”にすると、この3.3Vレギュレータはディスエーブルされます。

V_{ON} (ピン3)：オン時間電圧入力ピン。このピンは、オン時間コンパレータのトリップ電圧を設定します。このピンを出力電圧に接続すると、V_{OUT} < 6Vのとき、オン時間はV_{OUT}に比例します。V_{OUT} > 6Vのとき、スイッチング周波数は設定周波数より高くなる場合があります。このピンのインピーダンスは公称160k Ω です。

TSET (ピン4)：温度制限値設定ピン。このピンの電圧により、内部温度によるシャットダウンのしきい値が決まります。TMONの電圧がTSETの電圧に達すると、LTC3626は過熱フォルトをトリガします。過熱フォルトによってデバイスはシャットダウンし、ソフトスタートがリセットされ、内部温度がTESTで与えられたしきい値より10°C (標準)低くなると再起動が試行されます。「電气的特性」セクションのNote 4に記載されているように、TSETの電圧はLTC3626内部の二次的過熱シャットダウンのしきい値には影響を与えません。

TMON (ピン5)：温度モニタの出力ピン。測定されたダイ温度に比例する電圧がこのピンに現れます。電圧対温度のスケール係数は200°K/Vです。TMONの機能の詳細については、「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。温度モニタ回路をディスエーブルするには、このピンをINTV_{CC}に接続してください。

SGND (ピン6)：信号グランド・ピン。このピンはリファレンス・グランドへの低ノイズ接続が必要です。帰還抵抗ネットワーク、外部補償ネットワーク、電流モニタ部品、およびR_T抵抗をこのグランドに接続します。

IMON_{IN} (ピン7)：平均入力電流モニタ・ピン。平均入力電流に比例した電流がこのピンから流出します。入力電流モニタ機能を無効にするには、このピンをINTV_{CC}に引き上げてください。エラーアンプがこのピンの電圧と1.2V (標準)を比較し、このピンからSGNDに接続した外付け抵抗の値に基づき、必要に応じて平均電流を減らします。外付け抵抗の値を選択することにより、ユーザが最大平均入力電流を制御することができます。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。

IMON_{OUT} (ピン8)：平均出力電流モニタ・ピン。平均出力電流に比例した電流がこのピンから流出します。出力電流モニタ機能を無効にするには、このピンをINTV_{CC}に引き上げてください。エラーアンプがこのピンの電圧と1.2V (標準)を比較し、このピンからSGNDに接続した外付け抵抗の値に基づき、必要に応じて平均電流を減らします。外付け抵抗の値を選択することにより、ユーザが最大平均出力電流を制御することができます。詳細については、「アプリケーション情報」を参照してください。

TRACK/SS (ピン9)：出力電圧トラッキングおよびソフトスタートの入力ピン。このピンの電圧を強制的に0.6Vより低くすると、エラーアンプへの内部リファレンス入力が無効にされます。この条件では、LTC3626はFBピンをTRACK/SS電圧にサーボ制御します。0.6Vより高い電圧ではトラッキング機能は停止し、内部リファレンスがエラーアンプの制御を再開します。INTV_{CC}から1.4 μ Aの内部プルアップ電流が与えられているので、このピンとグランドとの間に外部コンデンサを接続することにより、ソフトスタート機能を実現することができます。詳細については、「アプリケーション情報」を参照してください。

FB (ピン10)：出力電圧帰還ピン。このピンは、帰還電圧を内部の0.6Vリファレンス電圧と比較するエラーアンプへの入力です。目的の出力電圧を設定するには、このピンを適切な抵抗分割器ネットワークに接続します。

ピン機能

ITH (ピン11) : エラーアンプの出力およびスイッチング・レギュレータの補償ポイント。レギュレータのループの周波数応答を補償するには、このピンを適切な外付け部品に接続します。デフォルトの内部補償を使うには、このピンをINTV_{CC}に接続します。

RT (ピン12) : 発振器周波数の設定ピン。外付け抵抗 (640k ~ 105k) をこのピンからSGNDに接続して、LTC3626のスイッチング周波数を500kHz ~ 3MHzに設定します。RTをINTV_{CC}に接続すると、スイッチング周波数はデフォルトで2MHz (標準) になります。

RUN (ピン13) : レギュレータ・イネーブル・ピン。1.25Vより高い電圧を与えるとデバイスの動作がイネーブルされます。このピンに1.0Vより低い電圧を与えると、デバイスはシャットダウンします。このピンはフロート状態にしないでください。

SV_{IN} (ピン14) : 信号電源入力。このピンは内蔵3.3Vレギュレータに電流を供給します。

PV_{IN} (ピン15、16) : 主電源入力。これらのピンは、PGNDの間近に10 μ F以上の低ESRコンデンサをとりつけてデカップリングします。

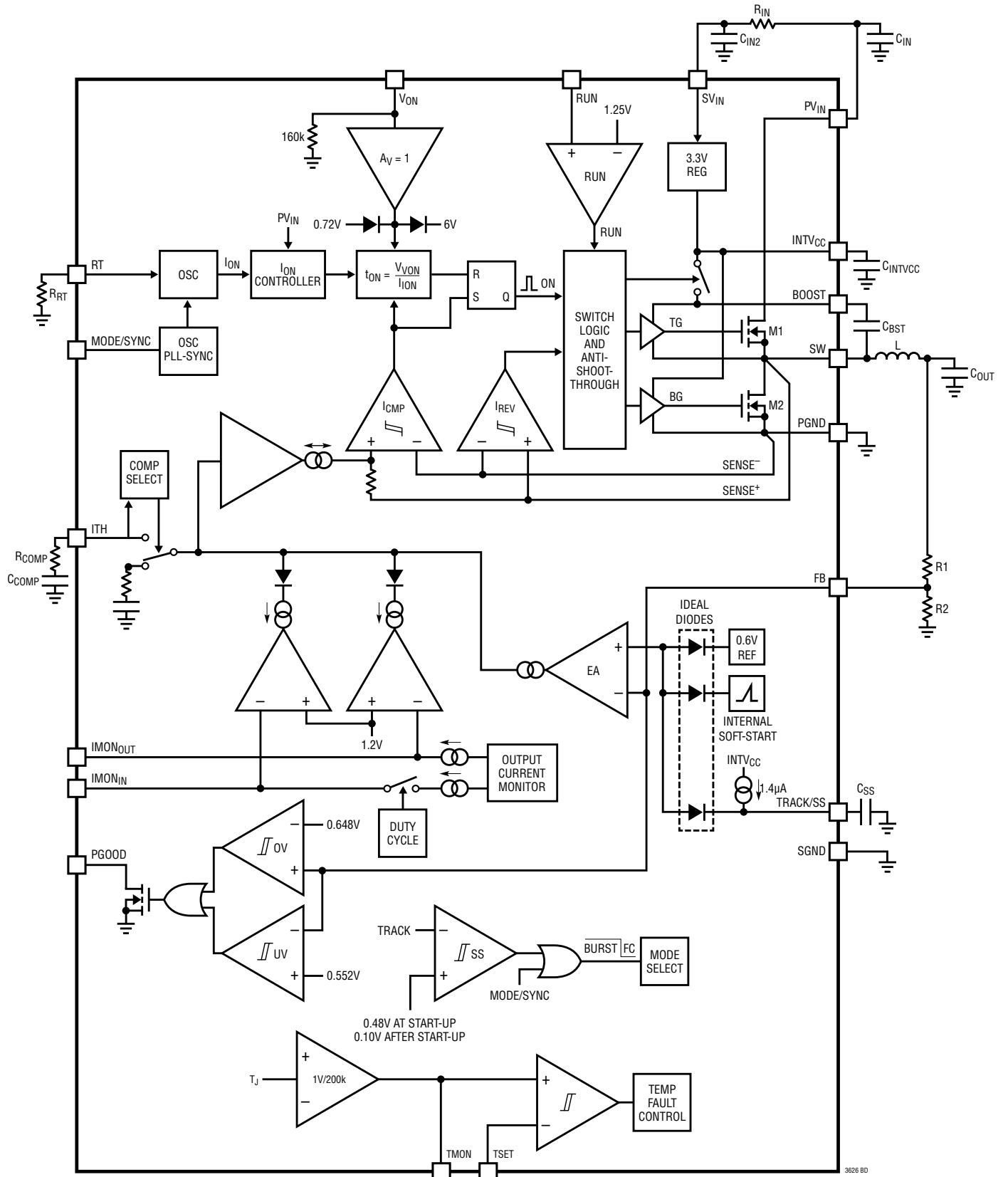
MODE/SYNC (ピン17) : モードの選択と外部クロックの同期入力。このピンをグラウンドに接続すると、LTC3626は強制連続動作になります。このピンをフロートさせるか、またはINTV_{CC}に接続すると、高効率Burst Mode動作がイネーブルされます。外部クロックでドライブすると、内部位相同期ループが内部発振器の位相と周波数を与えられたクロック信号の位相と周波数に同期させます。外部クロックと同期している間は、LTC3626はデフォルトで強制連続動作になります。

PGOOD (ピン18) : オープンドレインのパワーグッド出力ピン。FBピンの電圧が内部0.6Vリファレンスから $\pm 8\%$ (標準) 以内の範囲にないと、PGOODはグラウンドに引き下げられます。FBピンの電圧が内部リファレンスから $\pm 5\%$ (標準) 以内の範囲に戻ると、PGOODは高インピーダンスになります。

SW (ピン19、20) : インダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。このピンは外部インダクタのSW側に接続します。このピンの通常動作の電圧振幅はグラウンドからPV_{IN}の範囲です。

PGND (露出パッドのピン21) : 電源グラウンド・ピン。入力バイパス・コンデンサC_{IN}の(-)端子と出力コンデンサC_{OUT}の(-)端子を低インピーダンス接続でこのピンに接続します。グラウンドへの低インピーダンスの電氣的接続とPCBへの十分な熱接触の両方を実現するため、このピンはPCBに半田付けする必要があります。

機能図



動作

LTC3626は20Vの高電圧入力電源から最大2.5Aの出力電流を供給可能な電流モードのモノリシック降圧レギュレータです。その独自のオン時間制御アーキテクチャにより、きわめて低い降圧比が得られると同時に、固定スイッチング周波数を維持できます。デバイスをイネーブルするにはRUNピンの電圧を1.25V(標準)より上に引き上げます。

メイン制御ループ

通常動作では、内蔵の上側MOSFETは内蔵のワンショット・タイマ(「機能図」のON信号)によって決まる一定時間オンします。上側のパワーMOSFETがオフすると、下側のパワーMOSFETがオンし、この状態は電流コンパレータ I_{CMP} がトリップするまで続きます。電流コンパレータがトリップするとワンショット・タイマが再起動し、次のサイクルを開始します。インダクタ電流は、下側のパワーMOSFETの電圧降下を検出することでモニタされます。ITHノードの電圧により、インダクタの谷電流に対応した I_{CMP} コンパレータしきい値が設定されます。エラーアンプEAは、0.6Vの内部リファレンス電圧を出力電圧から得られる帰還信号(V_{FB})と比較することによってこのITH電圧を調整します。たとえば、負荷電流が増加すると、出力電圧は0.6Vリファレンスに対して低下します。そのため、ITH電圧は平均インダクタ電流が負荷電流に釣り合うまで上昇します。

軽負荷電流では、インダクタ電流はゼロに低下したり、負になることがあります。LTC3626がBurst Mode動作に設定されていると、このインダクタ電流の状態は逆電流コンパレータ(I_{REV})によって検出され、下側パワーMOSFETがオフし、デバイスを低静止電流のスリープ状態にするので、不連続動作になり、軽負荷電流での効率が上がります。ITH電圧が十分上昇して新しいサイクルが開始されるまで、両方のパワーMOSFETがオフ状態に保たれ、デバイスはスリープ状態に留まり、出力コンデ

ンサが負荷電流を供給します。MODE/SYNCピンをグラウンドに接続すると、不連続動作はディスエーブルされ、LTC3626は強制連続モードになります。強制連続モードでは、出力負荷電流には関係なく連続同期動作が行われます。

動作周波数は、内部発振器の電流を設定する R_T 抵抗の値によって決まります。内部位相同期ループがスイッチング・レギュレータのオン時間を調整して内部発振器のエッジをトラッキングし、固定スイッチング周波数を強制するので、「電気的特性」表に示すように t_{ON} および t_{OFF} 時間の制約を受けます。また、 R_T ピンをINTV_{CC}ピンに接続することにより、内部発振器を2MHzのデフォルト周波数で動作させることもできます。最後に、クロック信号をMODE/SYNCピンに与えて、スイッチング周波数を外部ソースに同期させることができます。外部クロック信号が与えられると、レギュレータはデフォルトで強制連続動作になります。

出力/入力電流のモニタと制限

LTC3626では、その平均出力電流および平均入力電流に比例する複製値をIMON_{OUT}ピンおよびIMON_{IN}ピンからそれぞれ得られます。これらのピンの平均電流は実際の平均測定電流値の1/16,000の大きさです。また、これらのピンの電圧は独立した電流制限アンプに常時供給されます。これらの電流制限アンプのリファレンス電圧は1.2Vに設定されています。出力電流と入力電流の両方あるいはこれらの一方に対して平均電流制限値を設定するには、対象となるピンに抵抗を接続し、このピンの電圧が、設定したい電流制限値のときに1.2Vとなるように抵抗値を調節します。この電流制限機能を用いるときには、上記のようにして選択した抵抗に並列に補償コンデンサ(標準1 μ F)を接続します。出力あるいは入力電流のモニタ回路と電流制限回路の機能をそれぞれ個別に無効にするには、IMON_{OUT}ピンまたはIMON_{IN}ピンをINTV_{CC}に引き上げます。

動作

温度のモニタと制限

LTC3626では、ダイ内温度の測定値に比例した電圧がTMONピンから出力されます。ダイ内温度と出力電圧のスケール係数は $200^{\circ}\text{K}/\text{V}$ です。従って、TMONピンの電圧値に上記のスケール係数を掛けるだけで、絶対温度表示でのダイ内温度を得ることができます。摂氏でのダイ内温度を得るには、絶対温度表示の温度値から273を引きます。

TMONピンの電圧はリミット・コンパレータに常時供給されます。TSETピンの電圧が、このリミット・コンパレータのリファレンス入力電圧となります。リミット・コンパレータはトリガされると、過熱フォルトを発生させます。過熱フォルトが発生すると、デバイスはシャットダウンし、ソフト・スタートがリセットされます。このように、所望の最大接合部温度制限値に対応する電圧をTSETピンに与えることによって、最大接合部温度制限値を設定できます。TSETピンの電圧は、外部から供給してもよいし、あるいはINTV_{CC}の電圧を抵抗分圧することによって与えることもできます。なお、INTV_{CC}の電流値には「電気的特性」セクションに記述されている制約があります。LTC3626では、内部温度がTSETに設定されたしきい値よりも 10°C (標準)下がると、過熱フォルトがクリアされて再起動します。

「電気的特性」セクションのNote 4に記述されているように、TSETピンの電圧は、LTC3626内部の二次的過熱シャットダウンのしきい値に対しては影響を与えません。

「パワーグッド」状態出力

レギュレータの出力がレギュレーション・ポイントの上下 $\pm 8\%$ の範囲から外れると、PGOODオープンドレイン出力は“L”に引き下げられます。この状態は、 $\pm 5\%$ の範囲内のレギュレーションが回復すると解除されます。トランジェント電圧の発生時や動的なV_{OUT}の変動時に不要なPGOODグリッチを防ぐため、LTC3626のPGOODの立ち下がりエッジには、約 $40\mu\text{s}$ のフィルタ時間が含まれています。

PV_{IN}過電圧保護

内部パワー MOSFET デバイスをトランジェント電圧スパイクに対して保護するため、LTC3626はPV_{IN}ピンの過電圧状態を連続してモニタします。PV_{IN}が 21.5V (標準)を超えると、レギュレータは両方のパワー MOSFET をオフして動作を一時停止し、ソフトスタートをリセットします。PV_{IN}が 20.5V < (標準)より低くなると、レギュレータはソフトスタートを実行することによって通常動作を再開します。

アプリケーション情報

LTC3626の一般的な応用回路がこのデータシートの最初のページに示されています。外付け部品の選択は多くの場合負荷要件に基づいて行い、インダクタLの選択から始めます。インダクタが選択されると、入力コンデンサ(C_{IN})、出力コンデンサ(C_{OUT})、内部レギュレータのコンデンサ(C_{INTVCC})、および昇圧コンデンサ(C_{BST})を選択することができます。次に帰還抵抗を選択して、望みの出力電圧を設定します。最後に、外部ループ補償、PGOOD、平均出力電流のモニタと制限、平均入力電流のモニタと制限、ダイ内温度のモニタと制限などの機能のために残りのオプションの外付け部品を選択することができます。

動作周波数

動作周波数の選択には、効率と部品サイズ間のトレードオフが必要です。動作周波数を高くすると、小さい値のインダクタとコンデンサを使うことができます。低い周波数で動作させると内部ゲート電荷による損失が減り、効率が改善されますが、出力リップル電圧を低く抑えるには、インダクタンスや容量の値を大きくする必要があります。

LTC3626の動作周波数(f)は、RTピンとグランドの間に接続した外付け抵抗によって決まります。この抵抗の値により、発振器内の内部タイミング・コンデンサを充放電するのに使われるランプ電流が設定されます。この抵抗の値は次式を使って計算することができます。

$$R_{RT} = \frac{3.2E11}{f}$$

ここで、R_{RT}の単位はΩ、fの単位はHzです。

RTピンをINTVCCに接続すると内部デフォルト周波数 f = 2MHzになります。ただし、このスイッチング周波数は、RTに抵抗を接続する場合に比べてプロセスおよび温度の変動に敏感です(「標準的性能特性」を参照)。

LTC3626は6Vより高い出力電圧を生成するように設定されているときは固定オフ時間動作に最適化されません。この条

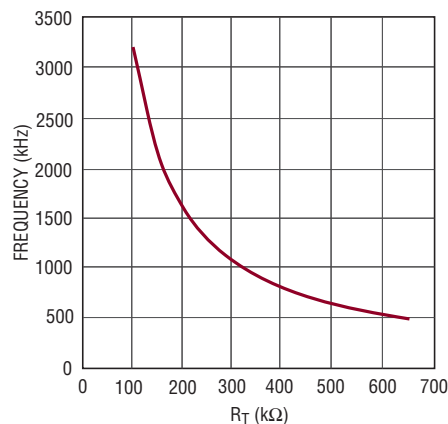


図1. スwitchング周波数とR_T

件では出力レギュレーションは維持されますが、動作周波数が設定値より高くなる可能性があります。そのため、出力電圧が6Vより高い場合は、望みの動作周波数を得るためにR_T抵抗値の調整が必要になることがあります。

インダクタの選択

入力電圧と出力電圧が与えられている場合は、インダクタの値と動作周波数によってインダクタのリップル電流が決まります。より具体的には、インダクタのリップル電流は、インダクタ値が高くなるか動作周波数が高くなると次式に従って減少します。

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

ここで、ΔI_L = インダクタのリップル電流、V_{IN} = PV_{IN}、f = 動作周波数、L = インダクタ値です。この式から、部品サイズ、効率、および動作周波数間のトレードオフを確認できます。大きい値のΔI_Lを許容すると、小さい値のインダクタを使用できますが、インダクタのコア損失が大きくなり、出力コンデンサのESR損失が大きくなって、出力リップルが大きくなる結果となります。一般に、動作周波数が低くリップル電流が小さいと、効率が最高の動作が得られます。

アプリケーション情報

リップル電流を設定するための妥当な出発点は、約 $1A_{P-P}$ です。最大 V_{IN} で最大リップル電流が発生することに注意してください。リップル電流が規定の最大値を超えないことを保証するには、次式に従ってインダクタンスを選択します。

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

Lの値が分かったら、インダクタの種類を選択する必要があります。インダクタ値が固定の場合、実際のコア損失はコア・サイズに無関係ですが、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いくほどコア損失が減少します。残念ながら、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、銅損失の増加を招きます。

フェライトを使用した設計が示すコア損失はきわめて小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、銅損失と飽和を防ぐことに設計目標を集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」飽和します。つまり、ピーク設計電流を超えるとインダクタンスが急に減少します。この急激な減少により、インダクタのリップル電流が突然増加するため、コアが飽和しないよう確認することが重要です。

コアの材質と形状が異なると、インダクタのサイズ/電流の関係および価格/電流の関係が変化します。フェライトやパーマロイを素材とするトロイド・コアやシールドされたポット型コアは小型で、エネルギー放射は大きくありませんが、同等の特性を有する鉄粉コアのインダクタより通常は高価です。使用するインダクタの種類を選択は、価格とサイズの条件や放射フィールド/EMIの条件に主に依存します。新しいデザインの表面実装型インダクタをToko、Vishay、NEC/Tokin、Cooper、Coilcraft、TDKおよびWürth Elektronikから入手できます。入手可能な表面実装型インダクタのサンプルを表1に示します。

C_{IN}とC_{OUT}の選択

入力容量C_{IN}は、上側パワーMOSFETのドレインで台形波電流をフィルタするのに必要です。大きなトランジェント電圧が発生しないようにするには、最大RMS電流に合わせたサイズの低ESR入力コンデンサを推奨します。最大RMS電流は次式で与えられます。

$$I_{RMS} = I_{OUT(MAX)} \frac{\sqrt{V_{OUT}(V_{IN} - V_{OUT})}}{V_{IN}}$$

表1. インダクタの選択表

インダクタンス	DCR	最大電流	寸法	高さ
Vishay IHLP-2525CZ-01 シリーズ				
0.33μH	3.5mΩ	20A	6.5mm × 7mm	3mm
0.47μH	4.0mΩ	17.5A		
0.68μH	5.0mΩ	15.5A		
0.82μH	6.7mΩ	13A		
1.0μH	9.0mΩ	11A		
1.5μH	14mΩ	9A		
2.2μH	18mΩ	8A		
3.3μH	28mΩ	6A		
4.7μH	37mΩ	5.5A		
6.8μH	54mΩ	4.5A		
Toko FDV0620 シリーズ				
0.47μH	8.3mΩ	9A	7mm × 7.7mm	2.0mm
1μH	18.3mΩ	5.7A		
NEC/Tokin MLC0730L シリーズ				
0.47μH	4.5mΩ	16.6A	6.9mm × 7.7mm	3.0mm
0.75μH	7.5mΩ	12.2A		
1μH	9mΩ	10.6A		
Cooper HCP0703 シリーズ				
0.47μH	4.2mΩ	17A	7mm × 7.3mm	3.0mm
0.68μH	5.5mΩ	15A		
0.82μH	8mΩ	13A		
1μH	10mΩ	11A		
1.5μH	14mΩ	9A		
TDK RLF7030 シリーズ				
1μH	8.8mΩ	6.4A	6.9mm × 7.3mm	3.2mm
1.5μH	9.6mΩ	6.1A		
2.2μH	12mΩ	5.4A		
Würth Elektronik WE-HC 744312 シリーズ				
0.47μH	3.4mΩ	16A	7mm × 7.7mm	3.8mm
0.72μH	7.5mΩ	12A		
1μH	9.5mΩ	11A		
1.5μH	10.5mΩ	9A		

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ で最大値をとります。ここで、 $I_{RMS} \cong I_{OUT}/2$ です。大きく変化させてもそれほど状況が改善されないため、一般にはこの単純な最悪条件が設計に使用されます。コンデンサ・メーカーの規定するリップル電流定格は多くの場合

アプリケーション情報

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、つまり要求より高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨します。

設計のサイズまたは高さの要件を満たすため、数個のコンデンサを並列に接続することもできます。入力電圧が低いアプリケーションでは、出力負荷の変化時にトランジェントの影響を最小限に抑えるのに十分なバルク入力容量が必要です。LTC3626の設計には過電圧保護回路が組み込まれていますが、入力トランジェント電圧がデバイスへの過電圧の危険を生じないよう、常に注意する必要があります。

「機能図」に示すようにオプションの部品 R_{IN} および C_{IN2} を追加することにより、 SV_{IN} ピン (信号 V_{IN}) に入力電圧のフィルタリングを追加することができます。通常、LTC3626 は本質的に電源除去特性を備えているためこれらの部品は不要ですが、入力電源のノイズが大きくて非同期的な場合は、これらの部品の使用を選択することがあります。 R_{IN} と C_{IN2} の標準値は、それぞれ 5Ω と $0.33\mu F$ です。

C_{OUT} の選択は、電圧リップルと負荷ステップによるトランジェントを最小に抑えるのに必要な等価直列抵抗 (ESR)、および制御ループの安定性を確保するのに必要なバルク容量の大きさによって決まります。ループの安定性は、負荷トランジェント応答を観察することによってチェックすることができます。出力リップル (ΔV_{OUT}) は次式で近似できます。

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

低 ESR のセラミック・コンデンサを使用する場合は、電荷蓄積要件を満たすように出力コンデンサの値を選択する方が実用的です。負荷ステップ発生時には、帰還ループがスイッチ電流を十分増加させて負荷を支えるまで、出力コンデンサが即座に電流を供給して負荷を支える必要があります。帰還ループが応答するのに要する時間は補償と出力コンデンサのサイズに依存します。負荷ステップに応答するには標準で3~4サイクルを要しますが、最初のサイクルだけ出力が直線的に低下します。出力の垂下 V_{DROOP} は通常最初のサイクルの直線的な低下の約3倍です。したがって、およそ以下の出力コンデンサのサイズから開始するのが良いでしょう。

$$C_{OUT} \approx \frac{3 \cdot \Delta I_{OUT}}{f \cdot V_{DROOP}}$$

この式からは良好な近似結果が得られますが、デューティ・サイクルと負荷ステップの要件によっては、より大きな容量が必要なことがあります。実際の V_{DROOP} については、出力に負荷ステップを加えて検証することが必要です。

セラミックの入力コンデンサおよび出力コンデンサの使用

値の大きな低価格のセラミック・コンデンサが今では小さなケース・サイズで入手できるようになりました。これらは電圧定格が高く、ESRが小さいので、スイッチング・レギュレータのアプリケーションに最適です。ただし、セラミック・コンデンサの種類によっては、その自己共振特性や高いQ特性が原因で、入力および出力に使用する場合には注意する必要があります。セラミック・コンデンサを入力に使い、ACアダプタで長いコードを通して電源を供給すると、出力の負荷ステップによって V_{IN} 入力にリングングが誘起されることがあります。最善の場合でも、このリングングが出力に結合して、ループの不安定性と誤認されることがあります。最悪の場合、長いコードを通して電流が急に突入すると、 V_{IN} に電圧スパイクが生じてデバイスを損傷するのに十分な大きさになる恐れがあります。詳細な説明については、「アプリケーションノート88」を参照してください。

入力と出力にセラミック・コンデンサを選択する場合は、X5R や X7R の誘電体を使ったものを選択します。これらの誘電体は、ある特定の値とサイズに対して最良の温度特性と電圧特性を実現します。

INTV_{CC}レギュレータ

内部低損失 (LDO) レギュレータは、パワー MOSFET のゲート・ドライバを含む LTC3626 の内部回路の大部分に電力を供給するのに使われる 3.3V の電源電圧を生成します。INTV_{CC} ピンはこのレギュレータの出力に接続されており、最小 $1\mu F$ のデカップリング・コンデンサをグランドとの間に接続する必要があります。LTC3626 によって要求されるトランジェント電流を供給するため、このデカップリング・コンデンサは INTV_{CC} ピンおよび PGND ピンに対し低インピーダンスで接続するようにとりつけます。ユーザは 5mA の最大負荷電流をこのピンに接続することができますが、その結果生じる電力損失の増加とダイ温度の上昇を考慮に入れる必要があります。さらに、この

アプリケーション情報

電源は追加のDC負荷電流を必要に応じて供給することのみを目的にしており、大きなトランジェント電圧やAC動作を安定化する目的はありません。大きな過渡電圧やAC動作はLTC3626の動作に影響を及ぼす可能性があるためです。

昇圧コンデンサ

「機能図」に示す昇圧コンデンサ(C_{BST})は、与えられた入力電圧 V_{IN} より高い電圧レールを発生させるのに使用します。具体的には、下側のパワーMOSFETがオンするたびに、昇圧コンデンサは $INTV_{CC}$ とほぼ等しい電圧まで充電されます。このコンデンサの電荷は、必要なトランジェント電流を残りのスイッチング・サイクルの間に供給するために使用されます。上側のMOSFETがオンすると、BOOSTピンの電圧は $V_{IN} + 3.3V$ にほぼ等しくなります。ほとんどのアプリケーションでは、 $0.1\mu H$ のセラミック・コンデンサで適切な性能が得られます。

出力電圧の設定

V_{FB} が $0.6V$ のリファレンス電圧に等しくなるように、LTC3626は出力電圧を次式に従って調整します。

$$V_{OUT} = 0.6V \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

望みの出力電圧は、図2に示すように抵抗 $R1$ および $R2$ を適切に選択して設定します。 $R1$ と $R2$ に大きい値を選択すると効率が向上しますが、FBノードでの浮遊容量により、望ましくないノイズ結合や位相余裕の減少を招く恐れがあります。FBラインは、SWラインやBOOSTラインなどのノイズ発生源から離して配線するよう注意が必要です。

メイン制御ループの周波数応答を改善するために、図2に示されているようにフィードフォワード・コンデンサ(C_F)を使うことができます

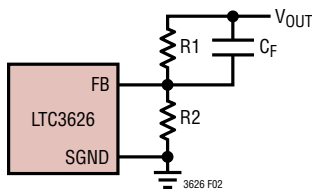


図2. オプションのフィードフォワード・コンデンサ

最小オフ時間/オン時間に関する検討事項

最小オフ時間は、LTC3626が下側のパワーMOSFETをオンし、電流コンパレータをトリップさせて、パワーMOSFETをオフに戻すことができる最小時間です。この時間は標準40nsです。オン時間が制御された電流モード制御アーキテクチャでは、最小オフ時間の制限により、次の最大デューティ・サイクルが課せられます。

$$DC_{MAX} = 1 - (f \cdot t_{OFF(MIN)})$$

ここで、 f はスイッチング周波数、 $t_{OFF(MIN)}$ は最小オフ時間です。たとえば、入力電圧が低下したために最大デューティ・サイクルを超えると、出力はレギュレーション状態から外れてしまいます。このドロップアウト状態を回避するための最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = \frac{V_{OUT}}{1 - (f \cdot t_{OFF(MIN)})}$$

一定したレギュレーションが必要な場合に最小オフ時間の要件が満たせない可能性があるアプリケーションでは、LTC3626の動作周波数を下げることが検討すべきです。

逆に、最小オン時間は上側のパワーMOSFETがその「オン」状態に留まることのできる最小時間です。この時間は標準20nsです。連続モード動作では、最小オン時間の制限により、最小デューティ・サイクルが次のようになります。

$$DC_{MIN} = (f \cdot t_{ON(MIN)})$$

ここで、 $t_{ON(MIN)}$ は最小オン時間です。この式が示すように、動作周波数を下げると最小デューティ・サイクルの制約が緩和されます。

最小デューティ・サイクルを超える稀なケースでは、出力電圧は依然安定化された状態に留まりますが、スイッチング周波数が設定値より低くなります。多くのアプリケーションではこれを許容できるので、厳しい結果を恐れる必要なしに高いスイッチング周波数を設計に使うことができます。インダクタとコンデンサの選択のセクションで示されているように、スイッチング周波数が高いと小型の基板部品を使用することができるので、アプリケーション回路の実装面積が小さくなります。

アプリケーション情報

内部/外部ループ補償

LTC3626には固定の内部ループ補償ネットワークを使用するオプションがあり、必要な外付け部品数と設計時間の両方を削減できます。この内部ループ補償ネットワークは、ITHピンをINTV_{CC}ピンに接続することで選択できます。安定性を確保するため、内部補償は1MHz以上の動作周波数で使用することを推奨します。内部補償を使用する場合、安定性を確保するために必要となる最小出力容量の妥当な出発点は、22μFあるいは次式で得られるC_{OUT}のいずれか大きい方となります。

$$C_{OUT} > \frac{70e-6}{V_{OUT}}$$

代わりに、特定の外部ループ補償部品を選択して、必要に応じてメイン制御ループのトランジェント応答を最適化することもできます。外部ループ補償は、望みのネットワークをITHピンに接続するだけで選択されます。

補償部品の推奨値を図3に示します。2MHzのアプリケーションでは、220pFと13kΩのR-C (図3のR_{COMP}とC_{COMP}) ネットワークが出発点として良いでしょう。ループの帯域幅はCの減少に伴って増加します。Cを減少させるのと同じ比率でRを増加させるとゼロの周波数は変化しないので、帰還ループの最もクリティカルな周波数範囲で位相が一定に保たれます。浮遊基板容量に起因する高周波数カップリングを除去するために、ITHピンに10pFのバイパス・コンデンサ(図3のC_{BYP})を接続することを推奨します。さらに、図2に示されているように、フィードフォワード・コンデンサC_Fを追加して高周波数応答を改善することができます。コンデンサC_Fは、R1との組み合わせで高周波のゼロを発生することにより位相進みを与え、位相余裕を改善します。

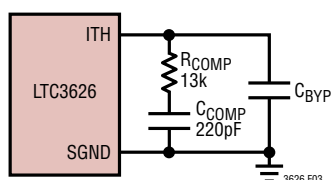


図3. 補償部品

トランジェント応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷ステップに対するシステムの応答を観察すればチェックできます。外部補償に設定されていると、ITHピンが備わっているため制御ループ動作を最適化できるだけでなく、DC結合され、ACフィルタを通した閉ループ応答のテスト・ポイントが与えられます。このテスト・ポイントでのDCステップ、立ち上がり時間、およびセトリング動作は、システムの閉ループ応答を反映します。2次特性が支配的なシステムを想定すれば、このピンで見られるオーバーシュートのパーセンテージを高インピーダンスの低容量プローブを使って観察することにより、位相余裕や減衰係数を推定することができます。

図3に示されているITHピンの外付け部品はほとんどのアプリケーションにおいて妥当な出発点となります。直列R-Cフィルタにより、ポール-ゼロのループ補償が設定されます。これらの値は、プリント基板のレイアウトを完了し、特定の出力コンデンサの種類と容量値を決定したら、トランジェント応答を最適化するために多少は(推奨値の約0.5倍～2倍)変更することができます。さまざまな種類と値によってループ帰還係数、利得、位相が決まるので、特定の出力コンデンサを選択する必要があります。立ち上がり時間が1μs～10μsの最大負荷電流の20%～100%の出力電流パルスによって発生する出力電圧波形とITHピンの波形により、帰還ループを開くことなく全体的なループの安定性を判断することができます。

負荷ステップに対するV_{OUT}の応答を観察するとき、初期出力電圧ステップが帰還ループの帯域幅内にないことがあります。そのため、標準的な2次オーバーシュート/DC比を使って位相余裕を推定することができません。出力電圧のセトリングの様子は閉ループ・システムの安定性に関係し、電源全体の実際の性能を表します。制御ループ理論の要点を含む補償部品の最適化の詳細については、弊社の「アプリケーションノート76」を参照してください。図2に示されているように、フィードフォワード・コンデンサC_Fを帰還抵抗R1の両端に追加してシステムの高周波数応答を改善することができます。コンデンサC_FはR1とともに高い周波数のゼロを作って位相進みを与えます。

アプリケーション情報

アプリケーションによっては、大容量(>10μF)の入力コンデンサを備えた負荷をスイッチを介して接続すると大きなトランジェント電圧が発生することがあります。放電した入力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}の急激な低下を引き起こします。負荷を接続するスイッチの抵抗が小さく、しかも瞬間的にドライブされると、どんなレギュレータもこの出力垂下を防止するのに十分な電流を供給することはできません。解決策は負荷スイッチのドライバがオンになる速度を制限することです。Hot Swap™コントローラは特にこの目的のために設計されており、電流制限、短絡保護、およびソフトスタート機能を通常備えています。

入力/出力電流のモニタと制限

LTC3626は、オン状態において同期スイッチを流れる平均電流値を検出して、この電流値(レギュレータの負荷電流に対応)に比例する複製値をIMON_{OUT}ピンに出力します。この信号のミラーが生成され、そのミラー信号が降圧レギュレータのデューティ・サイクルで変調されて、降圧レギュレータの入力電流に比例する信号がIMON_{IN}ピンから出力されます。これらのモニタ・ピンの平均電流は実際の平均測定電流値の1/16,000の大きさです。各ピンの出力電流値は直接に測定することもできますが、外部抵抗を接続して電圧値に変換することもできます。

平均入力電流モニタ回路と平均出力電流モニタ回路は、チョッピング技術を用いて高精度を達成します。チョッピング技術を用いた場合、これらの出力には周期的な微小リップルが生じることがあります。リップルを平準化した値が対象となる測定値です。リップル周波数は動作周波数を256で割った値に等しくなります。また、平均入力電流は、平均出力電流のデューティ・サイクルを変調することによって測定されるので、動作周波数に等しいリップルが発生します。必要であれば、各出力ピンにコンデンサを接続することで、リップルを小さくすることができます。

IMON_{OUT}ピンとIMON_{IN}ピンの電圧は独立した電流制限アンプに常時供給されます。電流制限アンプのリファレンス電圧は1.2V(標準)です。平均出力電流や平均入力電流の平均電流制限値を設定するには、抵抗R_{LIM}をモニタ・ピンとSGNDの間に接続します。抵抗の値は次の式に従って定めます。

$$R_{LIM} = \frac{1.2V \cdot 16000}{I_{LIM}}$$

ここで、I_{LIM}は設定された電流制限値です。

電流制限アンプは(アクティブ時に)帰還ループを構成して、LTC3626の最大平均電流を制御します。電流制限機能を使用する際には、対象となるモニタ・ピンとSGNDの間に補償コンデンサを接続することが必要です。このコンデンサと抵抗R_{LIM}とによって補償のためのドミナント・ポールが形成されます。ほとんどのアプリケーションでは、最小1μFのコンデンサを用いれば、良好なループ安定性を得られます。しかし、アプリケーションの要件によってループ・パラメータが大きく異なることがあるので、負荷電流を設定された電流制限値まで段階的に変えながら、ループの安定性を確認することを推奨します。結果として生じるトランジェント応答が、帰還ループを遮断することなく、ループ全体の安定性を示している必要があります。電流制限を解いた際のトランジェント応答についてもチェックしてください。トランジェント応答の波形に過剰なリングが見られる場合は、良好なループ安定性が得られません。良好なループ安定性が得られまで補償コンデンサ値を増加してください。

上記で説明した単純なドミナント・ポール補償方法は、電流制限帰還ループの帯域幅を制限することによってループの安定性を得る方法です。従って、電流制限帰還ループが応答できる前に、一時的に、平均電流が設定された制限値を超えてしまうことがあります。さらに進んだ補償回路を用いてループの応答時間を短くすることは可能ですが、一般的により高度な専門的知識を用いた注意深い設計が必要です。例えば、補償コンデンサに対して小さな値の抵抗を直列に接続する方法があります。コンデンサに直列に抵抗を接続することによ

アプリケーション情報

て、次の式に示すように、零点が電流制限ループ伝達関数に形成されます。

$$f_z = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C}$$

この方法では、コンデンサに直列に抵抗を接続することによって生じる補償ポールの周波数の変化はわずかです。電流制限ループ周波数応答がいくつかの適度な周波数ポールを含んでいるとき、例えば、10kHz (標準) 付近に1つ、100kHz (標準) 付近に2つのポールが存在するとき、周波数領域に上記のように零点を形成することによって、位相余裕を増大させることができます。位相余裕が増大すれば、ループの安定性を犠牲にすることなく、ループの帯域幅を増加させることが可能となります。例えば、 $C=0.33\mu\text{F}$ 、 $R_Z=50$ のように選定すれば、10kHz 付近に零点が形成され、この周波数付近に存在する内部ポールの影響を小さくできます。この補償手法を用いると、LTC3626の電流制限ループがドミナント・ポール周波数を持ち、良好なループ安定性を維持したまま、全ループ帯域幅が、単に $1\mu\text{F}$ のコンデンサのみを用いた場合のおよそ3倍に大きくなります。

上記のようにLTC3626では、オフ時間において同期FETを流れる平均出力電流を検出するので、最良のモニタ精度を得るには、オフ時間が150nsよりも長くなるようにLTC3626を動作させることを推奨します。多くのアプリケーションでは、このことはほとんど問題になりませんが、レギュレータを動作限界ぎりぎり(非常に高いデューティ・サイクルで)高いスイッチング周波数で動作させる場合には留意が必要です。総じて、スイッチング周波数が1MHz以下の強制連続モードでは、出力電流がおおよそ200mA以上であるときに、最良の電流モニタ精度が得られます。

ダイ内温度のモニタと制限

LTC3626では、接合部温度の測定値に比例した電圧がTMONピンから出力されます。接合部温度と出力電圧のスケール係数は $200^\circ\text{K}/\text{V}$ です。従って、TMONピンの電圧値に上記のスケール係数を掛けるだけで、絶対温度表示での接合部温度を得ることができます。摂氏での接合部温度を得るには、絶対温度表示の温度値から273を引きます。

温度モニタ機能は、高精度を得るためにチョッピング技術を用いています。従って、TMONピンの電圧には周期的な微小リップルが見られることがあります。リップルを平準化した値が対象となる測定値です。リップル周波数は動作周波数を32で割った値に等しくなります。必要であれば、 $1\mu\text{F}$ 以上のコンデンサをSGNDに接続して、リップルを小さくすることができます。

温度モニタ出力は、内部補償されたフレキシブルな内蔵バッファから出力されるので、この出力ピンから少量の(通常 $20\mu\text{A}$ 以下)電流を連続してソースまたはシンクすることが可能です。バッファによる内部補償は、最大約 150pF (標準)までの容量性負荷に対応できるようにするためのものです。この構成によって、マルチメータなどのテスト機器を直接にTMONに接続して温度測定を行うことができる利便性が得られます。TMONとSGNDの間に接続されたコンデンサの値が $1\mu\text{F}$ 以上の場合は、内部補償の対応能力を超えてしまい、正しく動作しません。この構成は、たとえばADC入力ピンのような大負荷容量に対する安定性が必要な様々なアプリケーションに広く用いることが可能です。

TMONピンの電圧はリミット・コンパレータに常時供給されます。TSETピンの電圧が、このリミット・コンパレータのリファレンス入力電圧となります。リミット・コンパレータはトリガされると、過熱フォルトを発生させます。過熱フォルトが発生すると、デバイスはシャットダウンし、ソフトスタートがリセットされます。このように、所望の温度制限値に対応する電圧をTSETピンに与えることによって、温度制限値を設定できます。TSETピンの電圧は、外部から供給してもよいし、あるいはINTV_{CC}の電圧を抵抗分圧することによって与えることもできます。なお、INTV_{CC}の電流値には「電氣的特性」セクションに記述されている制約があります。LTC3626では、内部温度がTSETに設定されたしきい値よりも 10°C (標準)低くなると、過熱フォルトがクリアされて再起動が試みられます。例えば、温度制限値をおおよそ 125°C に設定するには、TSETの電圧を次のように設定します。

$$V_{\text{TSET}} = \frac{125^\circ\text{C} + 273}{200^\circ\text{K}/\text{V}} \approx 2\text{V}$$

アプリケーション情報

MODE/SYNC動作

MODE/SYNCピンは、モード選択と動作周波数同期の両方が可能な多目的ピンです。このピンをINTV_{CC}に接続すると、Burst Mode動作がイネーブルされます。これにより、軽負荷電流での効率が向上しますが、その代償として出力電圧リップルがわずかに大きくなります。MODE/SYNCピンをグラウンドに引き下げると、強制連続モード動作が選択され、発生する出力電圧リップルは最小になりますが、代償として軽負荷時の効率が低下します。

LTC3626はMODE/SYNCピンに外部クロック信号が与えられているとそれを検出して、与えられたクロックの位相および周波数に内部発振器を同期させます。外部クロック信号が与えられていることが検出されると、LTC3626は強制連続モード動作に移行します。

出力電圧トラッキングとソフトスタート

ユーザはTRACK/SSピンによって出力電圧のランプレートを制御することができます。0V～0.6Vでは、TRACK/SSピンがエラーアンプへの内部リファレンス入力を無効にするので、帰還電圧がTRACK/SSピンの電圧に強制的に安定化されます。TRACK/SSピンの電圧が0.6Vを超えるとトラッキングはディセーブルされ、帰還電圧は内部リファレンス電圧に安定化されます。

TRACK/SSピンの電圧は外部電源でドライブできます。あるいは、TRACK/SSピンとグラウンドとの間にコンデンサを接続することにより、TRACK/SSの内部1.4μA(標準)プルアップ電流を活用してソフトスタート機能を実装することもできます。出力の立ち上がり時間とTRACK/SSの容量との関係は次式により求められます。

$$t_{SS} = 430,000 \cdot C_{TRACK/SS}$$

デフォルトの内部ソフトスタート・タイムは、400μs(標準)という最小ソフトスタート時間中にTRACK/SSピン入力を無効にすることにより、このソフトスタート時間を強制します。この理由から、約1000pFより小さい容量値は、ソフトスタート動作に大きく影響することはありません。

TRACK/SSピンを使うとき、出力がその最終値の80%を超えるまで(V_{FB} > 0.48V)、レギュレータはデフォルトでBurst Mode動作になります。出力がこの電圧に達すると、レギュレータの動作モードは、前述したようにMODE/SYNCピンで選択したモードに切り替わります。通常動作時は、(たとえば、トラ

ッキング時に降下する場合など)出力がその最終値の10%を下回るまで降下すると、レギュレータはBurst Mode動作に自動的に切り替わり、インダクタの飽和を防いでTRACK/SSピンの精度を改善します。

出力パワーグッド

LTC3626のPGOOD出力は、20Ω(標準)のオープンドレイン・プルダウン・デバイスによってドライブされます。出力電圧が目標のレギュレーション・ポイントから±5%(標準)以内になるとPGOODピンは高インピーダンスになるので、PGOODの電圧は外部プルアップ抵抗によって上昇することができます。出力電圧が目標のレギュレーション・ポイントの上下8%(標準)のレギュレーション範囲から外れると、オープンドレイン出力がグラウンドに引き下げられ、PGOODピンの電圧が降下します。40μs(標準)のフィルタ時間は、V_{OUT}のトランジェント事象の間にPGOOD出力が誤って変化するのを防止する役割を果たします。その結果、PGOODピンが“H”に引き上げられる前に、出力電圧は40μsの間5%の目標レギュレーション範囲に入っている必要があります。逆に、出力電圧はPGOODピンがグラウンドに引き下げられる前に40μsの間8%のレギュレーション範囲から外れる必要があります(図4を参照)。

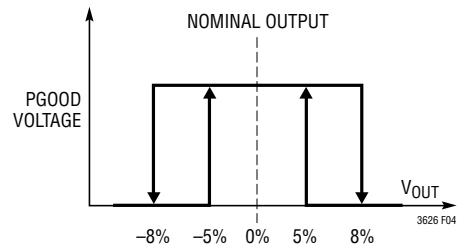


図4.PGOODピンの振る舞い

効率に関する検討事項

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

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

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

アプリケーション情報

回路内の電力を消費するすべての要素で損失が生じますが、LTC3626の損失の大部分は3つの主な損失要因によって生じます。それは、1) I^2R 損失、2) スイッチング損失と静止電流損失、3) 遷移損失とその他のシステム損失です。

1. I^2R 損失は内部スイッチのDC抵抗 R_{SW} と外部インダクタの抵抗 R_L から計算されます。連続モードでは、インダクタ L を流れる平均出力電流は内部の上側パワー MOSFETと下側パワー MOSFETの間で「こま切れ」にされます。したがって、SWピンを見たときの直列抵抗は、次式のように、上側MOSFETおよび下側MOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ とデューティ・サイクル(DC)の関数になります。

$$R_{SW} = (R_{DS(ON)TOP})(DC) + (R_{DS(ON)BOT})(1 - DC)$$

上側MOSFETと下側MOSFETの両方の $R_{DS(ON)}$ を「標準的性能特性」の曲線から求めることができます。したがって、 I^2R 損失は次式で求められます。

$$I^2R \text{ 損失} = I_{OUT}^2 \cdot (R_{SW} + R_L)$$

2. 内蔵のLDOはINTV_{CC}レールに電力を供給します。ここで全電力損失は、スイッチング損失と、制御回路の静止電流損失の合計です。

パワー MOSFETのゲートが“L”から“H”、さらに再び“L”に切り替わるたびに、ある量の電荷 dQ が SV_{IN} からグラウンドに移動します。そのときの dQ/dt はINTV_{CC}から流出する電流であり、一般にはDC制御バイアス電流よりはるかに大きくなります。連続モードでは、 $I_{GATECHG} = f \cdot (Q_T + Q_B)$ です。ここで、 Q_T および Q_B は内蔵の上側パワー MOSFETおよび下側パワー MOSFETのゲート電荷、 f はスイッチング周波数です。概算を目的とした場合、LTC3626の($Q_T + Q_B$)は約2.5nCです。LDO負荷による全電力損失を計算するには、次式に示すように、ゲート電荷電流と静止電流を単純に加え、それに SV_{IN} を掛けます。

$$P_{LDO} = (I_{GATECHG} + I_Q) \cdot V_{IN}$$

3. 遷移損失、銅トレース抵抗、内部負荷電流など、その他の隠れた損失は、電源システム全体でさらなる効率低下の原因となる可能性があります。遷移損失は、スイッチ・ノードの遷移中に上側パワー MOSFETが短時間飽和領域に留まることから生じます。

その他の損失(デッドタイム中のダイオードの導通損失やインダクタのコア損失など)は、一般には追加される全損失の2%未満にしかありません。

熱に関する検討事項

LTC3626では、露出したパッケージ裏面の金属板(PGND)をプリント回路基板に十分半田付けして、良好な熱接触を得ることが必要です。これにより、QFNパッケージに(同様のサイズの他のパッケージに比べて)並外れた熱特性が与えられ、通常動作ではデバイスの最大接合部温度を超えることはまずありません。LTC3626は効率が高くパッケージのバックプレーンの熱抵抗が小さいので、多くのアプリケーションでは大量に発熱することはありません。ただし、高い周囲温度、高い入力電圧、高いスイッチング周波数、さらに最大出力電流でLTC3626が動作するアプリケーションでは、発熱が大きく、デバイスの最大接合部温度を超えることがあります。接合部温度が約175°Cに達すると、温度が約10°C下がるまで両方のパワースイッチがオフします。

ユーザは必ず熱解析を行い、LTC3626が最大接合部温度を超えないようにします。

温度上昇は次式で与えられます。

$$T_{RISE} = P_D \cdot \theta_{JA}$$

ここで、 P_D はレギュレータの電力損失、 θ_{JA} はダイの接合部から周囲温度への熱抵抗です。

LTC3626EUDCが $I_{OUT} = 2.5A$ 、 $PV_{IN} = SV_{IN} = 12V$ 、 $f = 2MHz$ 、 $V_{OUT} = 1.8V$ 、周囲温度が70°Cで動作している例について検討します。「標準的性能特性」のセクションから、上側スイッチの $R_{DS(ON)}$ が公称130mΩ、下側スイッチの $R_{DS(ON)}$ が公称85mΩであることが分るので、パワー MOSFET抵抗の等価 R_{SW} は次のようになります。

$$R_{DS(ON)TOP} \cdot \frac{1.8}{12} + R_{DS(ON)BOT} \cdot \frac{10.2}{12} = 92m\Omega$$

アプリケーション情報

前のセクションから、 $f = 2\text{MHz}$ のとき I_{GATECHG} は約 5mA で、「電気的特性」の表によれば標準 I_{Q} は約 1mA です。したがって、抵抗性損失と LDO の損失の合計電力損失は次のようになります。

$$P_{\text{D}} = I_{\text{OUT}}^2 \cdot R_{\text{SW}} + V_{\text{IN}} \cdot (I_{\text{GATECHG}} + I_{\text{Q}})$$

$$P_{\text{D}} = (2.5\text{A})^2 \cdot (0.092\Omega) + 12\text{V} \cdot 5\text{mA} = 635\text{mW}$$

$3\text{mm} \times 4\text{mm}$ の QFN パッケージの接合部から周囲の熱抵抗 θ_{JA} は約 $47^\circ\text{C}/\text{W}$ です。したがって、 70°C の周囲温度で動作しているレギュレータの接合部温度は、おおよそ次のとおりです。

$$T_{\text{J}} = 0.63\text{W} \cdot 47^\circ\text{C}/\text{W} + 70^\circ\text{C} = 100^\circ\text{C}$$

これは最大接合部温度である 125°C より低い温度です。

基板レイアウトの検討事項

プリント回路基板をレイアウトするときには、以下のチェックリストを使用して LTC3626 が正しく動作するようにします。

1. コンデンサ C_{IN} はできるだけピンに近づけて PV_{IN} と PGND に接続されていますか。このコンデンサは内部パワー MOSFET に AC 電流を供給します。 C_{IN} の (-) 電極は PGND と C_{OUT} の (-) 電極に近づけて接続します。
2. 損失を最小限に抑えるため、出力コンデンサ C_{OUT} とインダクタ $L1$ は近くに接続します。 C_{OUT} の (-) 電極は PGND と C_{IN} の (-) 電極に近づけて接続します。
3. 抵抗分割器 ($R1$ および $R2$) は、 C_{OUT} の (+) 電極と SGND の近くに終端しているグランド・ラインとの間に接続する必要があります。帰還信号 V_{FB} は SW ラインや BOOST ラインのようなノイズの多い部品やトレースから離して配線し、帰還信号のトレースはできるだけ短くします。さらに、 RT 、補償部品、電流および温度モニター/制限部品は SGND に終端します。

4. 影響を受けやすい部品は SW ピンと BOOST ピンから遠ざけます。 R_{RT} 抵抗、帰還抵抗、補償部品、電流モニター部品および INTV_{CC} バイパス・コンデンサはすべて、 SW のトレースおよびインダクタ L から離して配線します。
5. グランド・プレーンがあることが望まれますが、設けられない場合は、信号グランドと電源グランドを分離して、その両方を低ノイズの共通基準点に接続します。 V_{IN} と V_{OUT} のバイパス・コンデンサのグランド端子が接続されるポイントが良好な低ノイズ基準点になります。 PGND ピンへの接続は、基準点からのトレースの抵抗が最小になるように行います。
6. 電力部品の温度上昇を低減するため、すべての層の未使用領域は銅で覆います。これらの銅領域は、デバイスの金属が露出した裏面に接続します。

設計例

設計例として、以下の仕様のアプリケーションに LTC3626 を使う場合を考えます。

$$V_{\text{IN}} = 12\text{V}, V_{\text{OUT}} = 1.8\text{V}, I_{\text{OUT(MAX)}} = 2.5\text{A}, I_{\text{OUT(MIN)}} = 50\text{mA}$$

です。

さらに、平均出力電流 (I_{OUT}) と内部温度を継続的にモニタできることが求められます。最後に、 2.5A の平均 I_{OUT} 制限値と約 125°C の内部温度制限値が必要です。

高負荷電流と低負荷電流の両方で効率が重要なので、Burst Mode 動作と 1MHz 動作が選択されます。

まず、 1MHz のスイッチング周波数に合わせて正しい R_{RT} 抵抗値を選択する必要があります。「アプリケーション情報」セクションに記載した式に基づいて計算すると、 R_{RT} は 320k になります。 R_{RT} には、標準値 324k の抵抗が選択されます。

アプリケーション情報

次に、次式を使って、約40%のリップル電流になるようにインダクタ値を決めます。

$$L = \left(\frac{1.8V}{1MHz \cdot 1A} \right) \left(1 - \frac{1.8V}{12V} \right) = 1.53\mu H$$

このアプリケーションでは、標準値1.5 μ Hのインダクタで良好に動作します。

次いで、必要な出力トランジェント性能と出力電圧リップルの要件を満たすのに必要なESRに基づいてC_{OUT}を選択します。このデザインでは、22 μ Fのセラミック・コンデンサを2個使用します。

C_{IN}は次の最大電流定格を満たすサイズのものにします。

$$I_{RMS} = 2.5A \cdot \sqrt{\frac{1.8V(12V-1.8V)}{12V}} = 0.89A$$

ほとんどのアプリケーションでは、PV_{IN}ピンを47 μ Fセラミック・コンデンサでデカップリングすれば十分です。必要に応じて1 μ FのコンデンサをPV_{IN}に追加すると、リングングの低減に役立ちます。SV_{IN}ピンの0.33 μ Fコンデンサはオプションで、SV_{IN}で追加のフィルタリングを行うために5 Ω の抵抗を介してPV_{IN}に接続されます。昇圧コンデンサも、ほとんどのアプリケーションでは0.1 μ Fで十分です。

基板スペースを節約するには、ITHピンをINTV_{CC}に接続して内部補償ネットワークを選択します。

PGOODピンはINTV_{CC}への100kの抵抗を介してV_{IN}に接続されます。

I_{OOUT}の制限値を2.5Aに設定するために、次式で与えられる望みの値をもつ抵抗をIMON_{OUT}とSGNDの間に接続します。

$$R_{IOUT} = \frac{16,000 \cdot 1.2V}{2.5A} = 7.68k\Omega$$

従って、R_{IOUT}には標準値7.68k Ω を選択します。I_{OOUT}の制限値のループ補償を行うためにR_{IOUT}に並列に接続される1 μ Fのコンデンサは、ほとんどのアプリケーションで十分です。

TSETピンの電圧を次の値に設定することにより、125 $^{\circ}$ Cの温度制限値が設定されます。

$$V_{TSET} = \frac{125^{\circ}C + 273}{200^{\circ}K/V} \approx 2V$$

この例では、TSETの電圧はR_{TSET1} = 432kとR_{TSET2} = 665kを使ってINTV_{CC}電圧を分割することによって得られます。

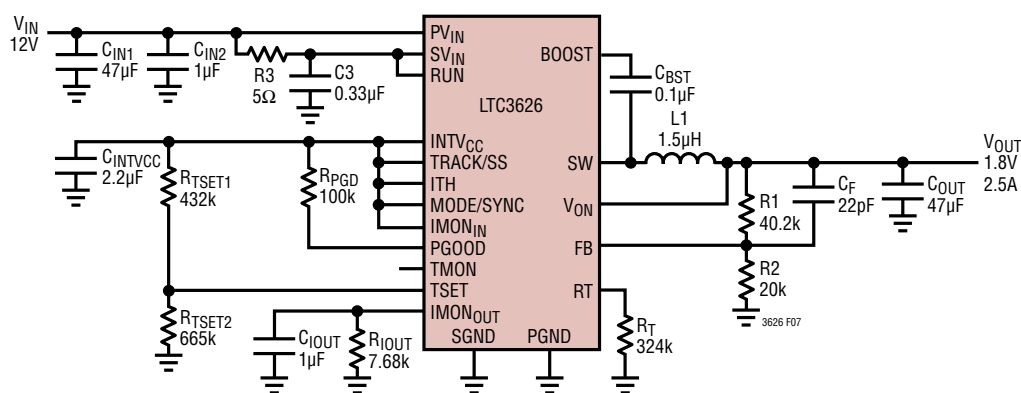
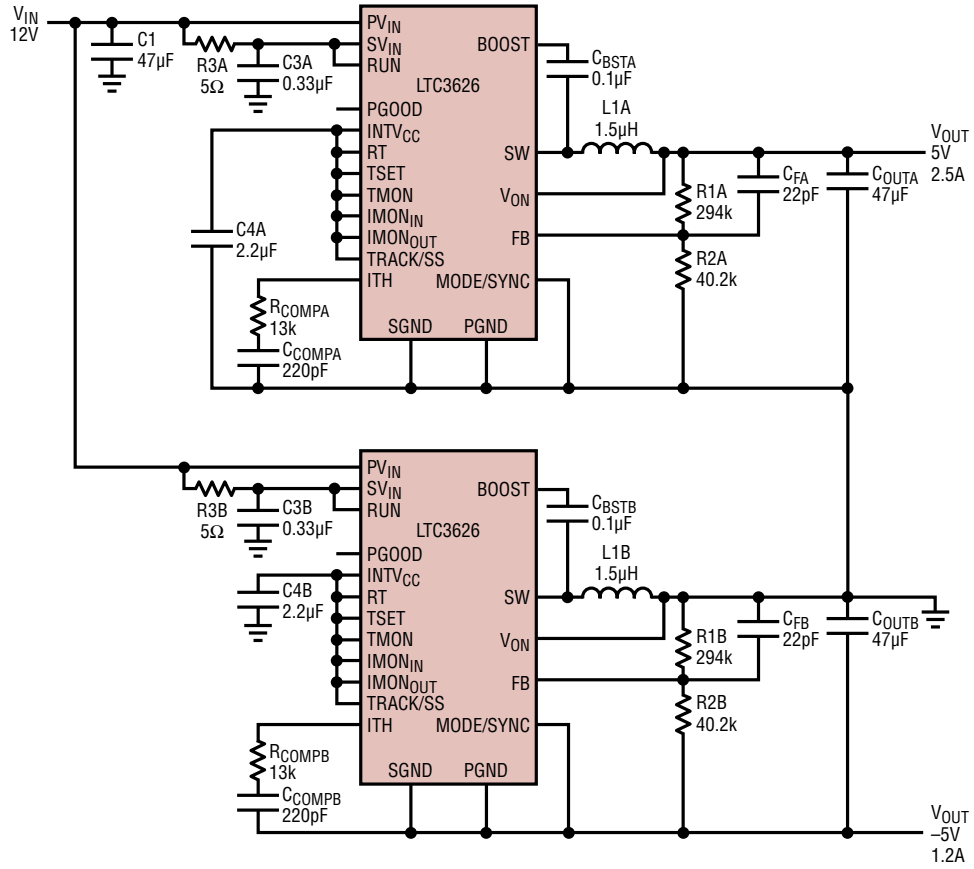


図7.12V入力から1.8V出力の2.5Aレギュレータ(1MHz、Burst Mode動作)、出力電流モニタと2.5Aの電流制限、ダイ温度モニタと125 $^{\circ}$ Cの温度制限を搭載

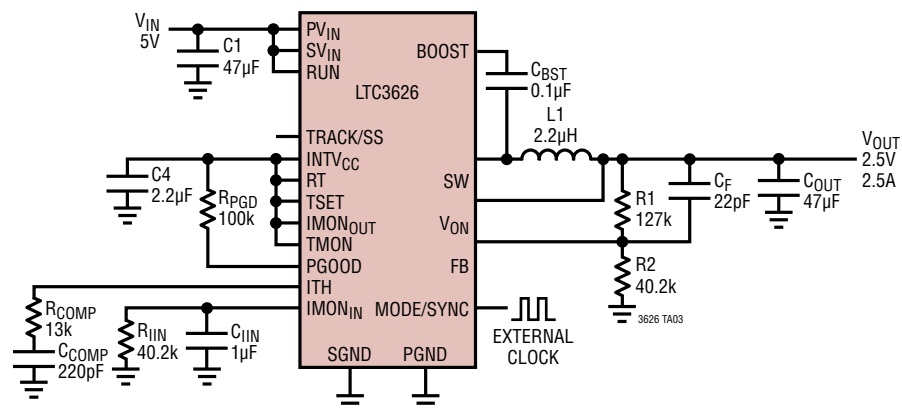
標準的応用例

12V 入力から ±5V 出力 (2MHz 時)



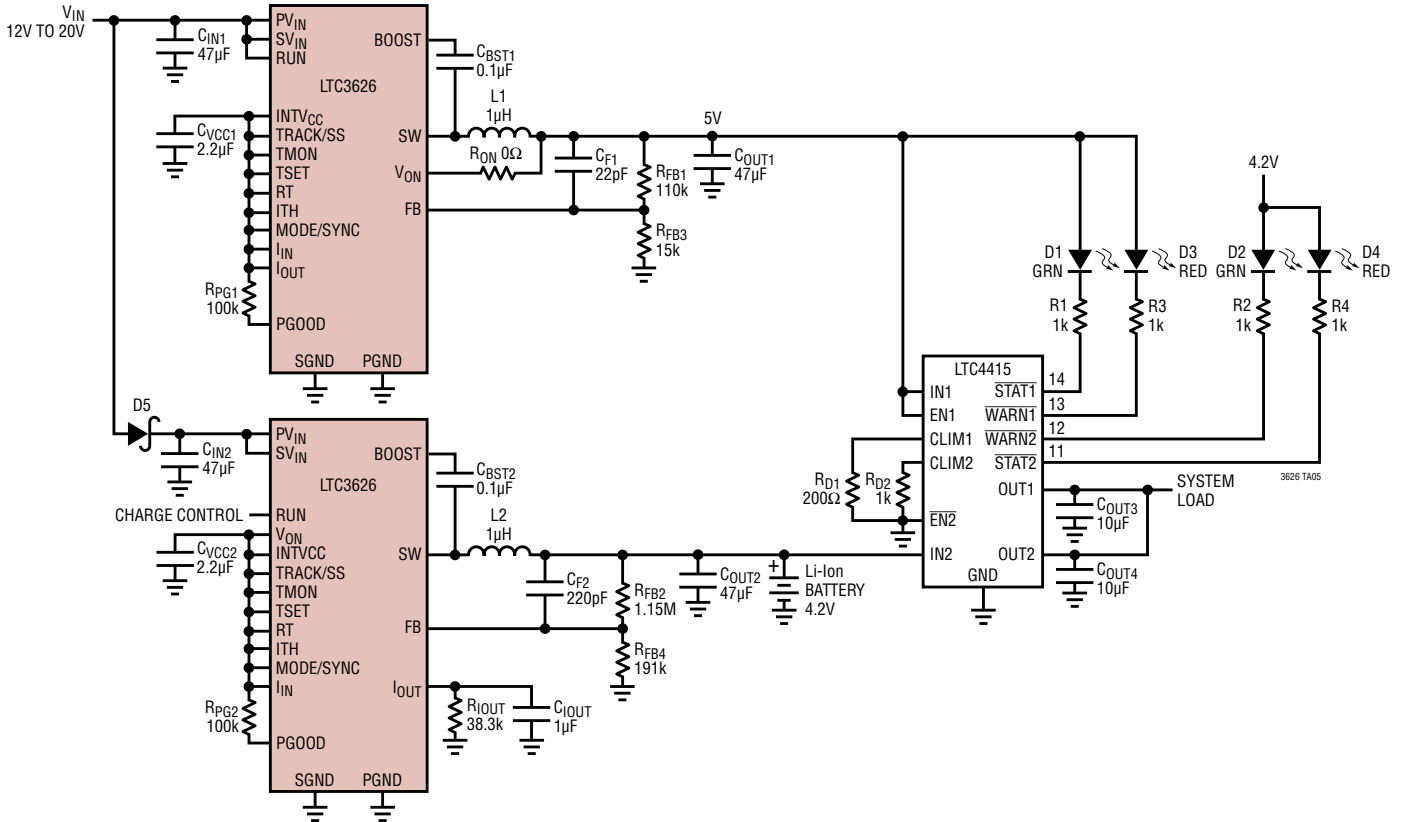
標準的応用例

5V入力から2.5V出力(1MHzの同期周波数)、入力電流モニタと
475mAの入力電流制限を搭載



標準的応用例

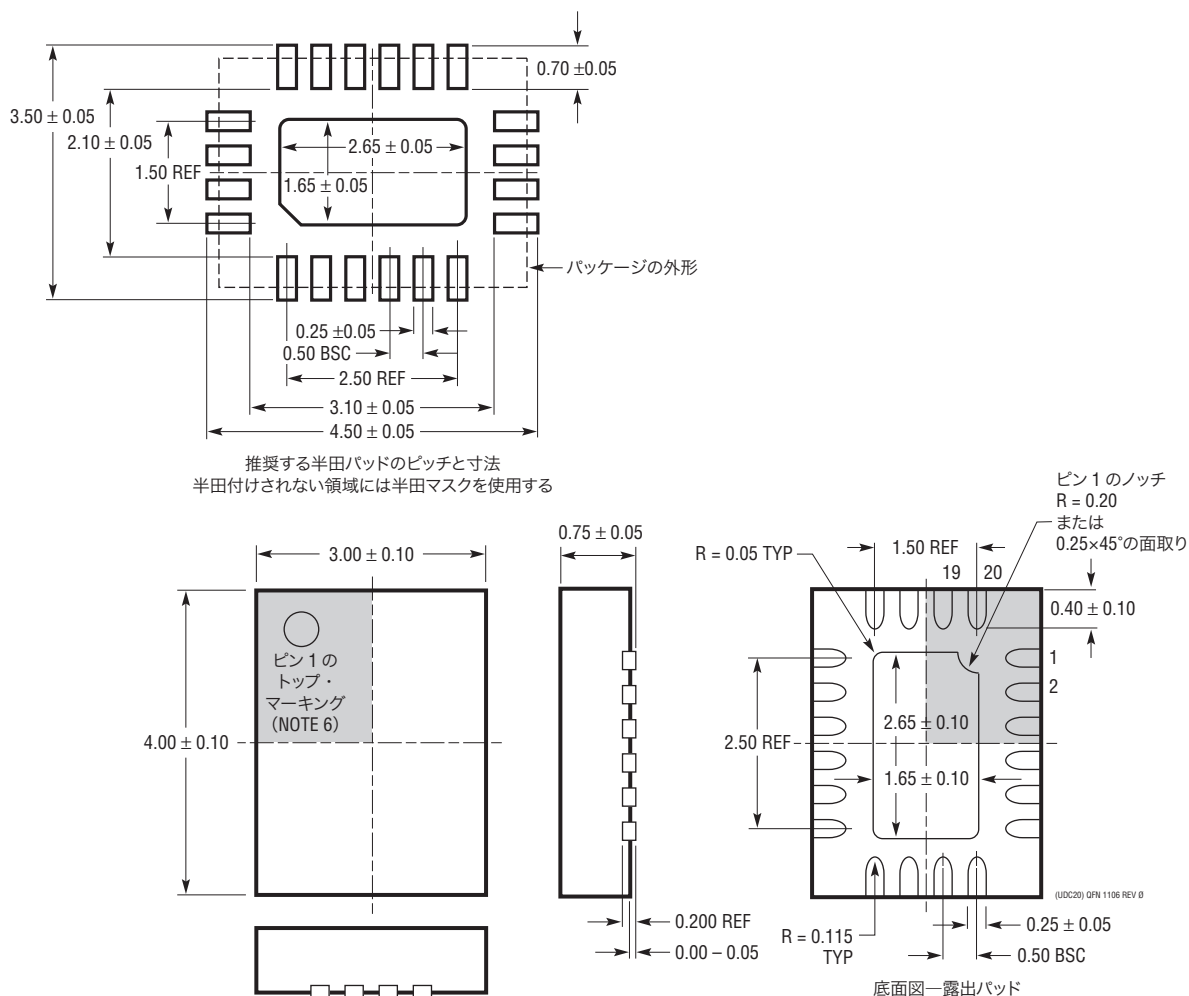
バッテリー・バックアップ・システム向け12V入力から5V出力の500mAチャージャ



パッケージ

最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/>を参照してください。

UDCパッケージ
20ピン・プラスチック QFN (3mm×4mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1742 Rev 0)



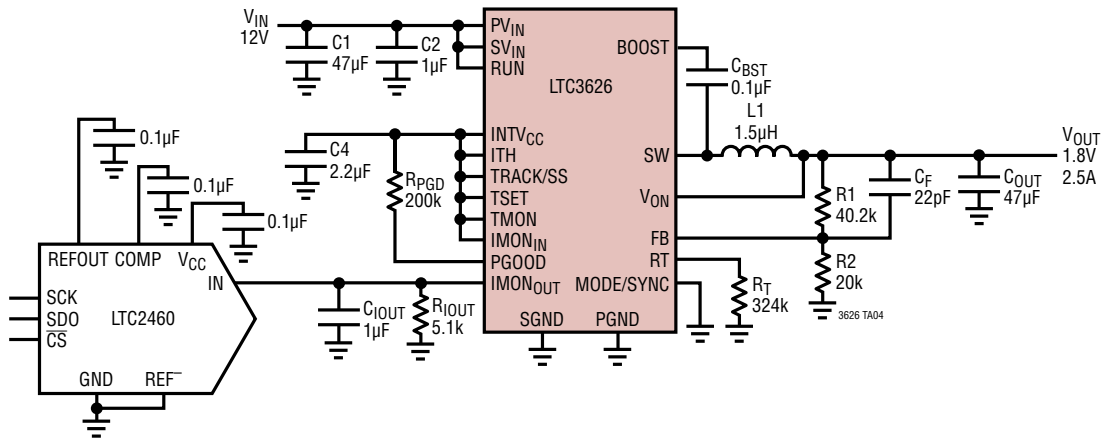
NOTE :

1. 図は JEDEC のパッケージ外形ではない
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで 0.15mm を超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 灰色の部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

LTC3626

標準的応用例

12V入力から1.8V出力の2.5Aレギュレータ、デジタル出力電流モニタを搭載



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3601	15V、1.5A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} :4.5V~15V、V _{OUT(MIN)} =0.6V、I _Q =300µA、I _{SD} <1µA、4mm×4mm QFN-20およびMSOP-16Eパッケージ
LTC3603	15V、2.5A (I _{OUT})、3MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} :4.5V~15V、V _{OUT(MIN)} =0.6V、I _Q =75µA、I _{SD} <1µA、4mm×4mm QFN-20およびMSOP-16Eパッケージ
LTC3633	15V、デュアル3A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} :3.6V~15V、V _{OUT(MIN)} =0.6V、I _Q =500µA、I _{SD} <15µA、4mm×5mm QFN-28およびMSOP-28Eパッケージ
LTC3605A	20V、5A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} :4V~20V、V _{OUT(MIN)} =0.6V、I _Q =2mA、I _{SD} <15µA、4mm×4mm QFN-24パッケージ
LTC3604	15V、2.5A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	95%の効率、V _{IN} :3.6V~15V、V _{OUT(MIN)} =0.6V、I _Q =300µA、I _{SD} <15µA、3mm×3mm QFN-16およびMSOP-16Eパッケージ