

2.5A、15Vモノリシック 同期整流式降圧 レギュレータ

特長

- 広い入力電圧範囲: 4.5V~15V
- 出力電流: 2.5A
- 低 $R_{DS(ON)}$ の内部スイッチ: 45mΩと85mΩ
- プログラム可能な周波数: 300kHz~3MHz
- 低消費電流: 75μA
- ±1%精度の0.6Vリファレンスにより、高精度の低出力電圧が可能
- 最大99%のデューティ・サイクル
- 調整可能なBurst Mode[®]クランプ
- 外部クロックに同期可能
- パワーグッド出力電圧モニター
- 過温度保護
- 過電圧保護
- 熱特性が改善された16ピンeMSOPおよび4mm×4mm QFNパッケージ

アプリケーション

- ポイントオブロード電源
- 携帯型計測器
- 通信インフラストラクチャ

概要

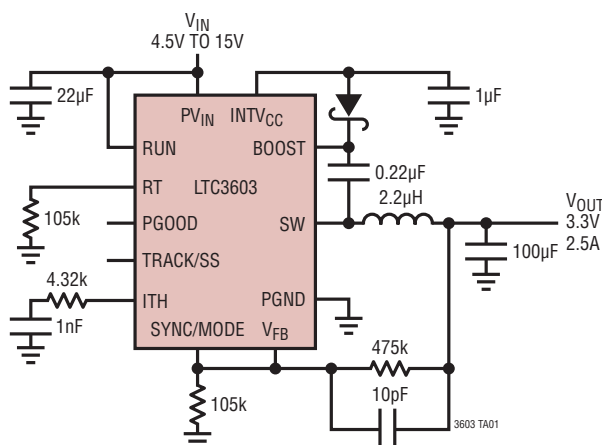
LTC[®]3603は、固定周波数電流モード・アーキテクチャを採用した、高効率モノリシック同期整流式降圧DC/DCコンバータです。4.5V~15Vの入力電圧範囲で動作し、最大2.5Aの出力電流で0.6V~14.5Vの調整可能な安定化出力電圧を供給します。オン抵抗が45mΩの同期パワースイッチを内蔵しているため、効率が向上し、外付けショットキー・ダイオードが不要です。スイッチング周波数は外付け抵抗で設定されますが、外部クロックに同期させることも可能です。OPTI-LOOP[®]補償機能を備えているので、広範な負荷および出力コンデンサに対して過渡応答を最適化できます。

LTC3603はBurst Mode動作と強制連続動作のいずれかに設定できます。Burst Mode動作は軽負荷時に最大効率を達成し、強制連続動作はノイズとRF干渉を低減します。Burst Mode動作では、バースト・クランプ・レベルを外部制御することにより、アプリケーションの要求に応じて出力電圧リップルを調整することができます。

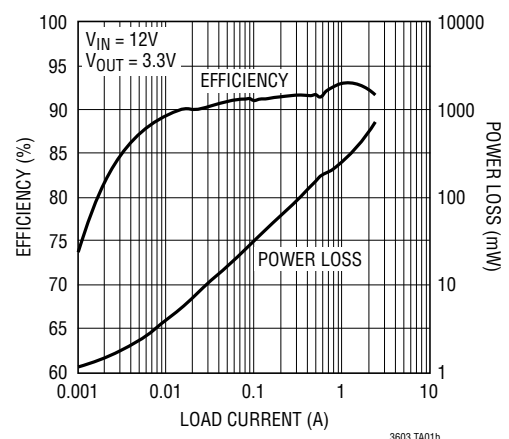
LT, LTC, LTM, Burst Mode, OPTI-LOOP, Linear TechnologyおよびLinearのロゴはリニアテクノロジー社の登録商標です。ThinSOTはリニアテクノロジー社の商標です。その他すべての商標の所有権は、それぞれの所有者に帰属します。5481178, 6580258, 6498466, 6611131, 6177787, 5705919, 5847554を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例

3.3V、2.5A、1MHzの降圧レギュレータ



効率および電力損失と負荷電流



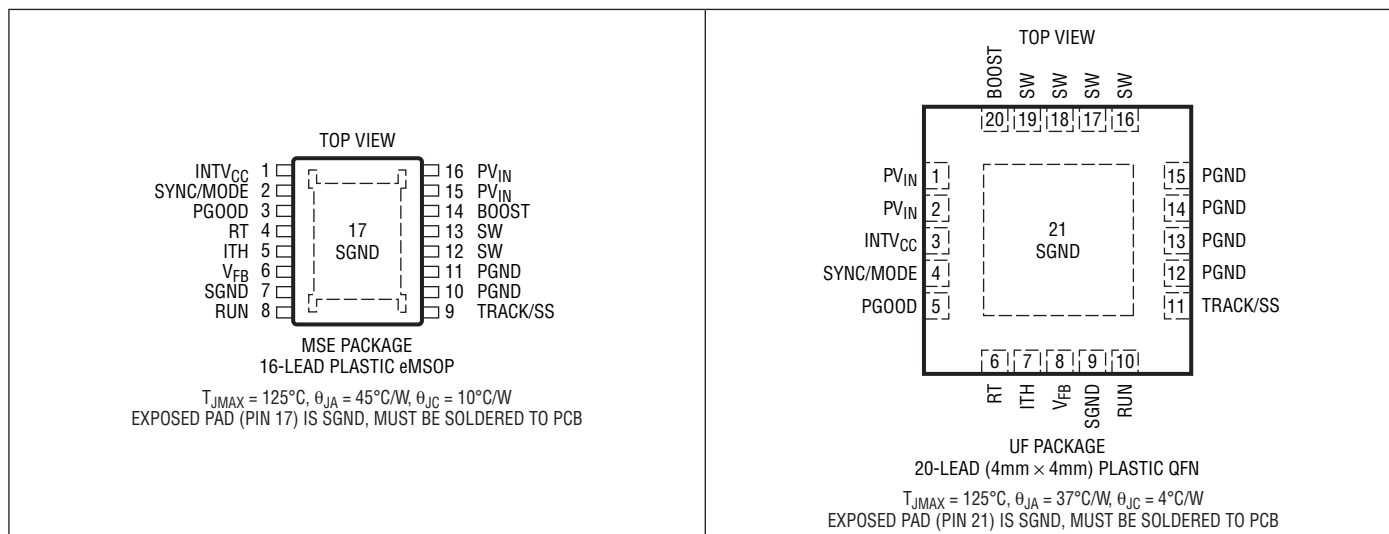
LTC3603

絶対最大定格 (Note 1)

PV _{IN} 電源電圧 (DC)	-0.3V~16V
PV _{IN} 電源過渡電圧 (<1μs)	21V
SW	-0.3V~(PV _{IN} +0.3V)
BOOST	(V _{SW} -0.3V)~(V _{SW} +6V)
RUN	-0.3V~16V
他の全てのピン	-0.3V~6V

ピークSWシンクおよびソース電流 (Note 7)	6.5A
動作接合部温度範囲 (Note 2、5、6)	-40°C~125°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
MSEパッケージ	300°C

ピン配置



発注情報

鉛フリー仕様	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
LTC3603EMSE#PBF	LTC3603EMSE#TRPBF	3603	16-Lead Plastic eMSOP	-40°C to 125°C
LTC3603IMSE#PBF	LTC3603IMSE#TRPBF	3603	16-Lead Plastic eMSOP	-40°C to 125°C
LTC3603EUF#PBF	LTC3603EUF#TRPBF	3603	20-Lead (4mm x 4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3603IUF#PBF	LTC3603IUF#TRPBF	3603	20-Lead (4mm x 4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°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。*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。非標準の鉛ベース仕様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。

鉛フリー仕様の製品マーキングの詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/leadfree/> をご覧ください。
テープアンドリールの仕様の詳細については、<http://www.linear-tech.co.jp/tapeandree/> をご覧ください。

電气的特性

●は全動作接合部温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^\circ\text{C}$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 12\text{V}$ 。(Note 2)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
PV_{IN}	Operating Voltage Range		4.5		15	V
V_{FB}	Regulated Feedback Voltage	$I_{TH} = 0.7\text{V}$ (Note 3)	● 0.594	0.6	0.606	V
$\Delta V_{FB(LINEREG)}$	Feedback Voltage Line Regulation	$V_{IN} = 5\text{V to } 15\text{V}$, $I_{TH} = 0.7\text{V}$		0.005		%/V
$\Delta V_{FB(LOADREG)}$	Feedback Voltage Load Regulation	$I_{TH} = 0.36\text{V to } 0.84\text{V}$	●	0.02	0.1	%
ΔV_{PGOOD}	Power Good Range			± 10	± 12	%
R_{PGOOD}	Power Good Resistance			55	80	Ω
I_{FB}	FB Input Bias Current			10		nA
g_m	Transconductance Amplifier g_m			1.7		mS
I_S	Supply Current Active Mode Sleep Mode Shutdown	(Note 4)		500 75 0.2	700 100 1	μA μA μA
$INTV_{CC}$	V_{CC} LDO Output Voltage		4.7	4.9	5.1	V
$t_{ON, MIN}$	Minimum Controllable ON-Time			95	115	ns
V_{RUN}	RUN Pin ON Threshold	V_{RUN} Rising	● 0.4	0.7	1.1	V
$I_{TRACK/SS}$	TRACK/SS Pull-Up Current	TRACK/SS = 1V		1.25		μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$R_T = 105\text{k}$	0.85	1	1.15	MHz
f_{SYNC}	SYNC Capture Range		0.3		3	MHz
$R_{DS(ON)}$	Top Switch On-Resistance Bottom Switch On-Resistance			85 45		m Ω m Ω
I_{LIM}	Peak Current Limit		3.8	4.5	5.2	A
I_{LSW}	Switch Leakage Current			0.1	1	μA
V_{UVLO}	$INTV_{CC}$ Undervoltage Lockout	$INTV_{CC}$ Ramping Up	● 4.1	4.2	4.3	V
$V_{UVLO, HYS}$	$INTV_{CC}$ Undervoltage Lockout Hysteresis			700		mV

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。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可能性がある。

Note 2: LTC3603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ている。LTC3603Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の接合部温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ 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。LTC3603I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。これらの仕様と調和する最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱抵抗などの環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

Note 3: LTC3603は、誤差アンプの出力が規定された電圧(I_{TH})になるように V_{FB} を調節する帰還ループでテストされる。

Note 4: 動作時消費電流はスイッチング周波数で供給される内部ゲート電荷により増加する。

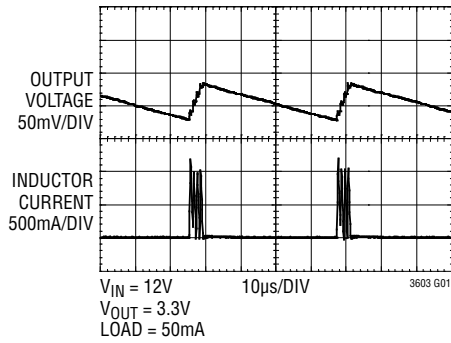
Note 5: T_J は周囲温度 T_A および電力損失から、 $T_J = T_A + (P_D) (\theta_{JA}^\circ\text{C/W})$ に従って計算される。

Note 6: 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温度保護機能が備わっている。過温度保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大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おそれがある。

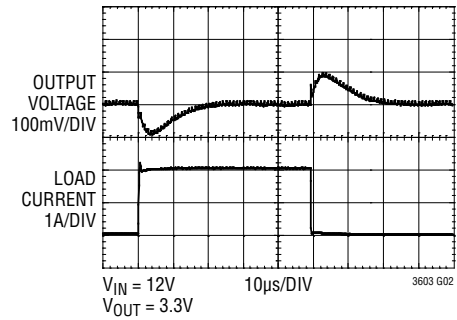
Note 7: このリミットは内部メタライゼーションの電流密度リミットを表しており、製造時にテストされない。

標準的性能特性

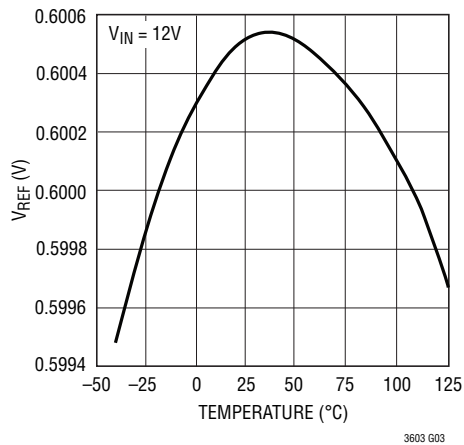
Burst Mode動作



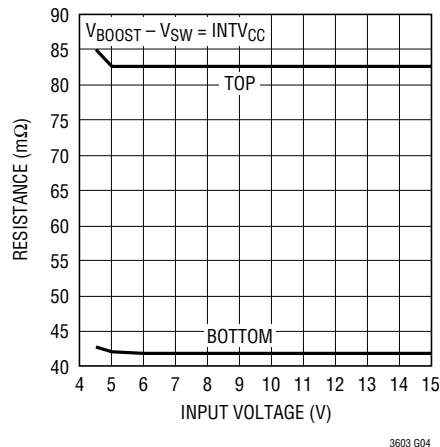
負荷ステップに対する過渡応答
強制連続動作



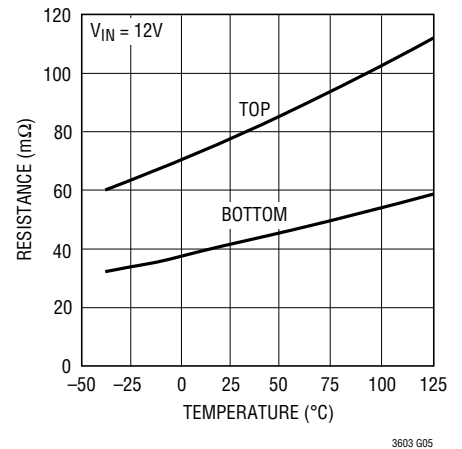
V_{REF} と温度



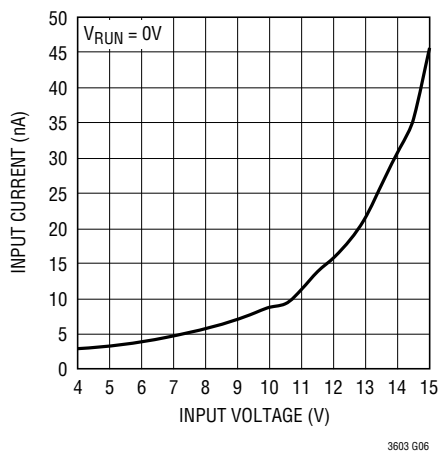
スイッチのオン抵抗と入力電圧



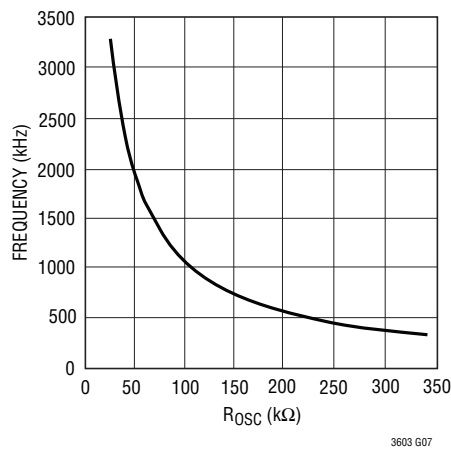
スイッチのオン抵抗と温度



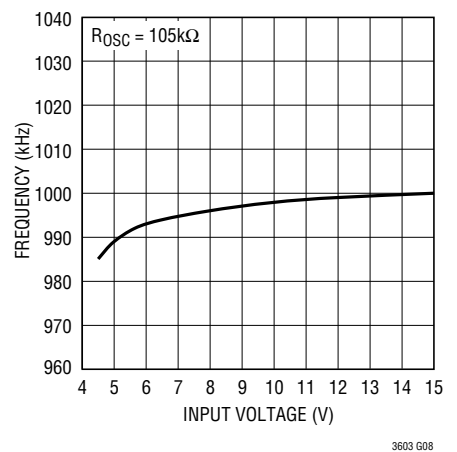
PV_{IN} のリーク電流と入力電圧



周波数と R_{OSC}

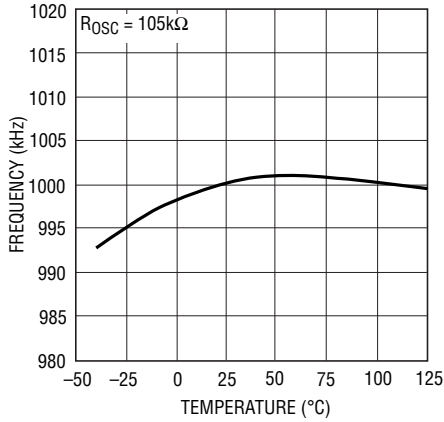


周波数と入力電圧



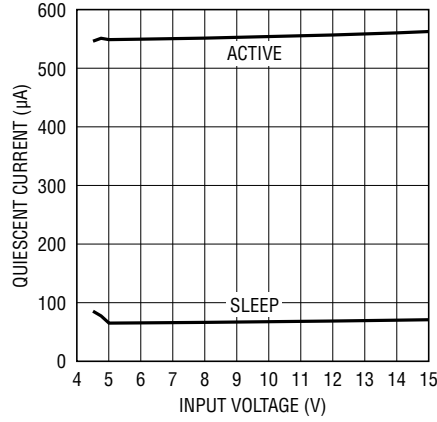
標準的性能特性

周波数と温度



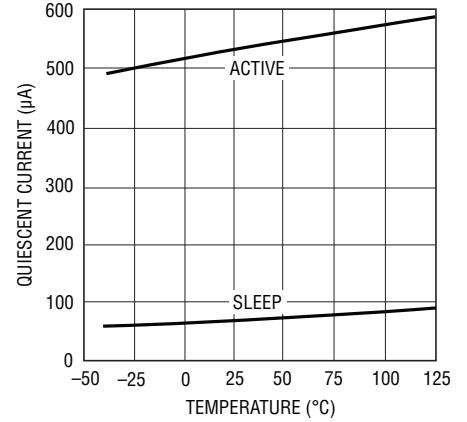
3603 G09

消費電流と入力電圧



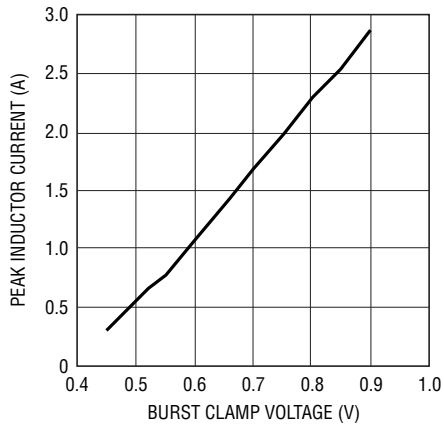
3603 G10

消費電流と温度



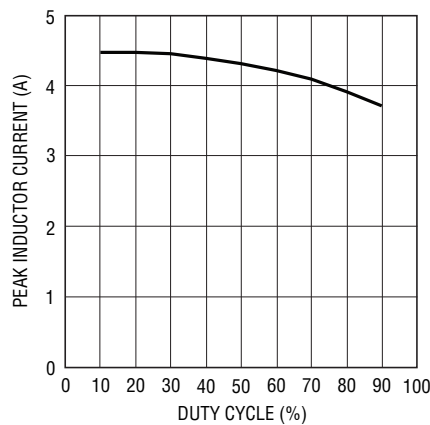
3603 G11

最小ピーク・インダクタ電流とバースト・クランプ電圧



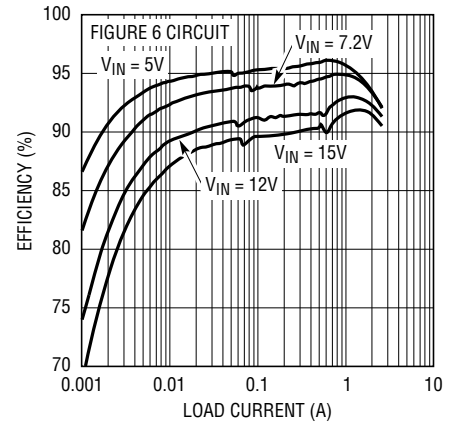
3603 G12

最大ピーク・インダクタ電流とデューティ・サイクル



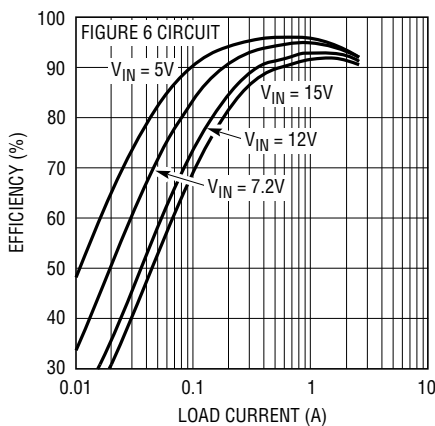
3603 G13

効率と負荷電流 (Burst Mode動作)



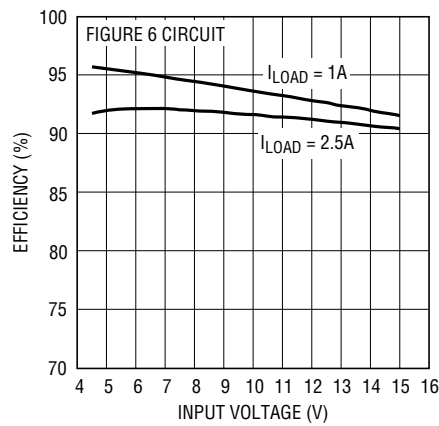
3603 G14

効率と負荷電流 (強制連続動作)



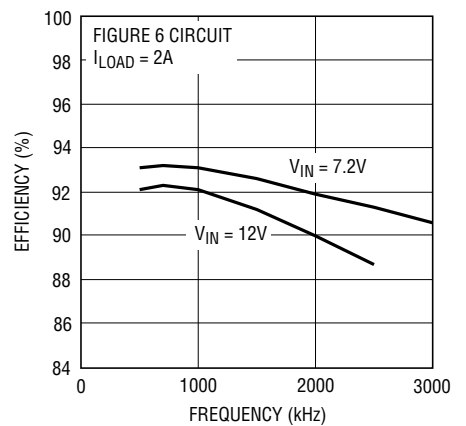
3603 G15

効率と入力電圧



3603 G16

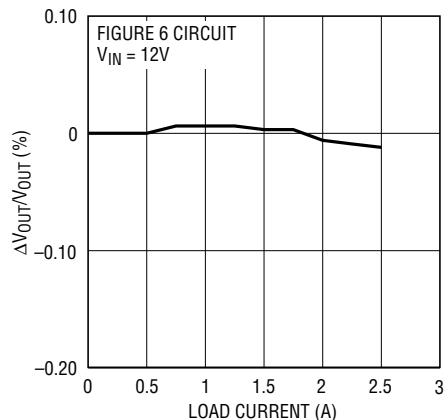
効率と周波数



3603 G17

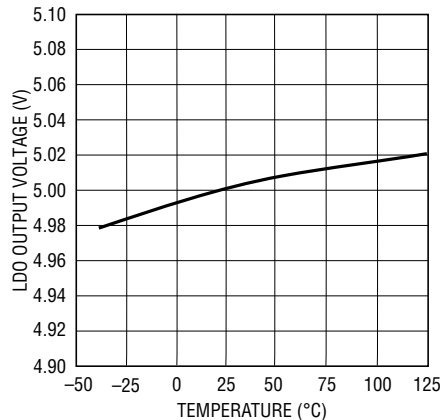
標準的性能特性

負荷レギュレーション



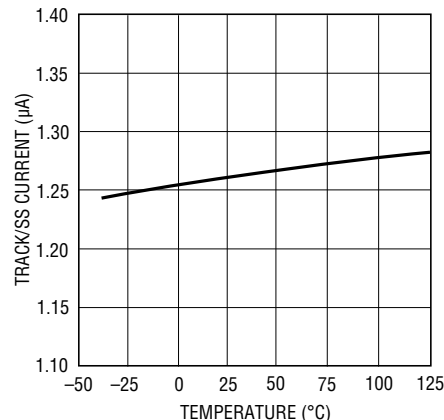
3603 G18

5V LDOの出力電圧と温度



3603 G19

TRACK/SS電流と温度



3603 G20

ピン機能 MSE/UFパッケージ

INTV_{CC} (ピン1/ピン3): 内部5V LDOの出力。

SYNC/MODE (ピン2/ピン4): モードの選択と外部クロック同期入力。このピンはフロート状態のままにしないでください。

PGOOD (ピン3/ピン5): パワーグッド出力。オープン・ドレインのロジック出力で、出力電圧がレギュレーション・ポイントの±10%以内でないと、グラウンドに引き下げられます。

RT (ピン4/ピン6): 周波数設定ピン。

ITH (ピン5/ピン7): 誤差アンプの補償点。

V_{FB} (ピン6/ピン8): 帰還ピン。

SGND (ピン7、ピン17/ピン9 (露出パッド)、ピン21 (露出パッド)): 信号グラウンド。露出パッドは信号グラウンドで、定格熱性能を得るためにPCBに半田付けする必要があります。

RUN (ピン8/ピン10): 実行制御入力。デバイスをイネーブルするためにこのピンをPV_{IN}に接続することができます。このピンをフロート状態のままにしないでください。

TRACK/SS (ピン9/ピン11): コントローラのトラッキング入力およびオプションの外部ソフトスタート入力。このピンにより、V_{OUT}のスタートアップが(外部抵抗分割器を使って)このピンの外部電圧を「トラッキング」することができます。このピンとグラウンドの間にコンデンサを接続して、外部ソフトスタートをプログラムすることができます。内部1msソフトスタート・クランプを使うには、このピンをフロート状態のままにしておきます。このピンはINTV_{CC}またはPV_{IN}に接続しないでください。

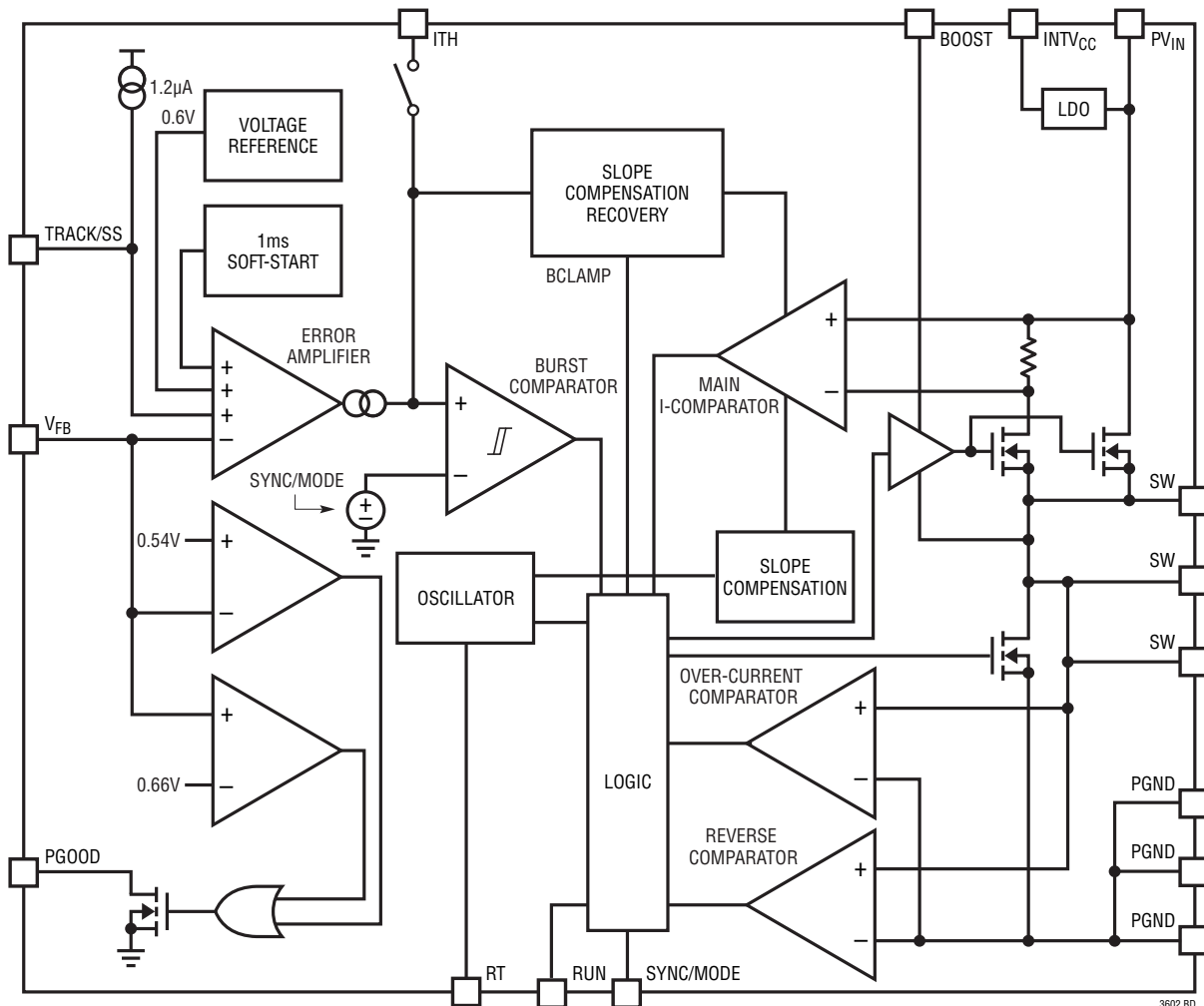
PGND (ピン10、11/ピン12、13、14、15): 電力グラウンド。

SW (ピン12、13/ピン16、17、18、19): インダクタへのスイッチ・ノードの接続。

BOOST (ピン14/ピン20): 上側のフローティング・ゲート・ドライバへのブートストラップされた電源。

PV_{IN} (ピン15、16/ピン1、2): パワー入力電源。このピンはPGNDに接続したコンデンサでデカップリングします。

ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC3603はモノリシック、固定周波数、電流モード降圧DC/DCコンバータです。通常動作時、内部のトップ・パワースイッチ(NチャネルMOSFET)が各クロック・サイクルの始点でオンします。電流コンパレータがトリップしてトップ・パワーMOSFETをオフするまで、インダクタを流れる電流が増加します。電流コンパレータがトップ・パワースイッチをオフするピーク・インダクタ電流はITHピンの電圧によって制御されます。誤差アンプEAは、抵抗分割器からの帰還信号であるV_{FB}ピンの電圧を内部の0.6Vリファレンスと比較することによって、このITHピンの電圧を調節します。負荷電流が増加すると、リファレンスに比べて帰還電圧が低下します。誤差アンプは平均インダクタ電流が新しい負荷電流に釣り合うまでITH電圧を上昇させます。トップ・パワーMOSFETがオフすると、ボトム電流リミットに達するか、次のクロック・サイクルが開始されるまで同期パワースイッチ(NチャネルMOSFET)がオンします。ボトム電流リミットは強制連続モードでは-2.5Aに設定され、Burst Mode動作では0Aに設定されます。

動作周波数はRTピンとグラウンドの間に接続された外部抵抗によって外部から設定されます。実際のスイッチング周波数は300kHz~3MHzの範囲に設定することができます。

起動時に帰還電圧が正常値の10%以下の場合、デバイスはパルス・スキップ・モードで動作します。帰還電圧が10%の範囲内になると、デバイスの動作は選択されたモードに切り替わります。

過電圧コンパレータと低電圧コンパレータは、出力電圧が安定化電圧から±10%外れると、PGOOD出力を”L”に引き下げます。過電圧状態では、過電圧状態が解消されるか、またはボトムMOSFETの電流リミットに達するまで、トップ・パワーMOSFETはオフし、ボトム・パワーMOSFETはオンします。

強制連続モード

SYNC/MODEピンをINTV_{CC}に接続するとBurst Mode動作がデイスエーブルされ、連続電流動作が強制されます。強制連続モードの動作はBurst Mode動作に比べて軽負荷では効率が劣りますが、スイッチングの高調波を信号の帯域幅の外に保つことが必要なアプリケーションにとっては望ましいことがあります。このモードでは出力電圧リップルが最小に抑えられます。

Burst Mode動作

SYNC/MODEピンを0.42V~1Vの範囲の電圧に接続すると、Burst Mode動作がイネーブルされます。Burst Mode動作では、内部パワーMOSFETは軽負荷では間欠的に動作します。これにより、スイッチング損失が減少し、効率が向上します。Burst Mode動作では、最小ピーク・インダクタ電流はSYNC/MODEピンの電圧によって外部から設定され、いつスリープ・モードをイネーブル/デイスエーブルするか決定するためITHの電圧がバースト・コンパレータによってモニタされます。平均インダクタ電流が負荷電流より大きいとITHピンの電圧が低下します。ITH電圧が330mVより下に下がると、バースト・コンパレータがトリップしてスリープ・モードをイネーブルします。スリープ・モードでは、トップ・パワーMOSFETはオフに保たれ、ITHピンは誤差アンプの出力から切り離されます。内部回路の大部分もオフし、消費電流は75μAに減少し、負荷電流は出力コンデンサからだけ供給されます。出力電圧が低下すると、ITHピンは誤差アンプの出力に再度接続され、トップ・パワーMOSFETは全ての内部回路とともに再度オンします。この過程が負荷需要に依存した速度で繰り返されます。SYNC/MODEピンをグラウンドに接続するとパルス・スキップ動作になります。これにより、バースト・クランプ・レベルが0Vになります。負荷電流が減少するにつれ、ピーク・インダクタ電流は(ITH電圧が330mVより下に下がるまでは)ITHピンの電圧によって決定されます。この時点で、ピーク・インダクタ電流は電流コンパレータの最小オン時間によって決定されます。負荷需要が最小オン時間インダクタ電流の平均よりも少ないと、スイッチング・サイクルをスキップし、出力電圧を安定化状態に保ちます。

周波数同期

LTC3603の内部発振器はSYNC/MODEピンに接続された外部5Vクロック信号に同期させることができます。外部発振器の周波数は300kHz~3MHzの範囲にすることができます。このアプリケーションでは、同期周波数より25%低い周波数に対応するように発振器のタイミング抵抗を選択します。同期しているとき、LTC3603はパルス・スキップ・モードで動作します。

動作

ドロップアウト動作

入力電源電圧が出力電圧に向かって低下すると、デューティ・サイクルが最大オン時間に向かって増加します。電源電圧がさらに低下すると、トップ・スイッチは1サイクルを超えてオン状態に留まるよう強制され、ついには連続してオン状態に留まろうと試みます。ただし、フローティングBOOST電源コンデンサの電圧を回復させるため、16クロック・サイクル毎に約85nsの間トップ・スイッチはオフに強制され、ボトム・スイッチはオンに強制されます。これにより、99%を超える実効デューティ・サイクルを達成することができます。このときの出力電圧は主に、入力電圧から上側の内部NチャネルMOSFETとインダクタの電圧降下を差し引いた電圧によって決まります。

スロープ補償とインダクタのピーク電流

スロープ補償により、50%を超えるデューティ・サイクルでの低調波発振が防止されるので、固定周波数アーキテクチャの安定性が得られます。これは、30%を超えるデューティ・サイクルのインダクタ電流信号に補償ランプを追加することにより内部で実現されます。通常、最大インダクタ・ピーク電流はスロープ補償が追加されると減少します。ただし、LTC3603では、スロープ補償のリカバリ機能が実装されており、デューティ・サイクルの全範囲にわたって最大インダクタ・ピーク電流(したがって、利用可能な最大出力電流)の変動を減らします。

短絡保護

出力がグランドに短絡すると、インダクタ電流は1スイッチング・サイクルの間非常にゆっくり減衰します。電流の暴走を防ぐため、補助電流制限がインダクタ電流に適用されます。インダクタの谷電流が4.5Aを超えると、トップ・パワーMOSFETがオフに保たれ、インダクタ電流が減少するまでスイッチング・サイクルをスキップします。

過温度保護およびPV_{IN}過電圧保護

LTC3603をアプリケーション回路に使うとき、「絶対最大定格」のセクションで規定されているどの定格も超えないように注意が必要です。ただし、さらにセーフガードを高めるため、LTC3603は過温度シャットダウン機能を内蔵しています。接合部温度が約150°Cに達すると両方のパワースイッチがオフし、SWノードが高インピーダンスになります。デバイスの温度が115°Cより下に下がると、再起動します。同様に、LTC3603は過電圧シャットダウン機能を備えており、PV_{IN}ピンの電圧をモニタします。この電圧が約16.5Vを超えると、PV_{IN}電圧が16Vより下に下がるまで、両方のパワースイッチともオフします。

電圧トラッキングとソフトスタート

マイクロプロセッサやDSPデバイスには電圧レベルの異なる2電源を必要とするものがあります。これらのシステムでは、多くの場合、コア用電源とI/O用電源の電圧のシーケンス制御が必要です。シーケンスを適切に制御しないとラッチアップや過電流が生じることがあり、プロセッサのI/Oポートや、メモリ、FPGA、データ・コンバータなどの周辺システム・デバイスのI/Oポートに損傷を与えるおそれがあります。コア電圧が適切にバイアスされるまでI/O負荷がドライブされないようにするため、コア用電源電圧とI/O用電源電圧をトラッキングする必要があります。

電圧トラッキングはTRACK/SSピンにランプ電圧を印加してイネーブルします。TRACKピンの電圧が0.6Vより下だと、帰還電圧はこのトラッキング電圧に調整されます。TRACKピンの電圧が0.6Vを超えるとトラッキングはディスエーブルされ、帰還電圧は内部リファレンス電圧に調整されます。

TRACK/SSピンは外部ソフトスタート機能を実装するのにも使用されます。外部コンデンサを追加して滑らかなランプを発生させることができるように、このピンから1.2μAの電流がソースされます。このランプが1msの内部ソフトスタートより遅いと、出力電圧は起動時にこのランプを代わりにトラッキングします。内部1msソフトスタート・ランプを使うには、このピンをフロート状態のままにしておきます。TRACK/SSピンはINTV_{CC}またはPV_{IN}に接続しないでください。

アプリケーション情報

LTC3603の基本的なアプリケーション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。外部部品の選択は主に最大負荷電流によって決まるので、インダクタの値と動作周波数の選択から始め、 C_{IN} と C_{OUT} に進みます。

動作周波数

動作周波数の選択には効率と部品サイズの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のスイッチング損失が減り、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。LTC3603の動作周波数は、RTピンとグラウンドの間に接続した外部抵抗によって決定されます。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。

$$R_{OSC} = \frac{1.15 \cdot 10^{11}}{f(\text{Hz})} - 10k$$

3MHzの周波数でも可能ですが、LTC3603の最小オン時間により、動作デューティ・サイクルに最小値の制限が生じます。最小オン時間は標準で95nsです。したがって、最小デューティ・サイクルは $100 \cdot 95ns \cdot f(\text{Hz})$ に等しくなります。

インダクタの選択

与えられた入力電圧と出力電圧に対して、インダクタの値と動作周波数によってリップル電流が決まります。リップル電流 ΔI_L は V_{IN} が高いほど増加し、インダクタンスが高いほど減少します。

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

リップル電流が小さいと、出力コンデンサのESR損失および出力電圧リップルが減少します。効率が最高の動作は低周波数でリップル電流が小さいとき達成されます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。

リップル電流を選択するための妥当な出発点は $\Delta I_L = 0.4(I_{MAX})$ です。ここで、 I_{MAX} は最大出力電流です。最大 V_{IN} で最大リップル電流が発生します。リップル電流が規定された最大値を超えないようにするには、次式に従ってインダクタンスを選択します。

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

インダクタンス値はBurst Mode動作にも影響を与えます。ピーク・インダクタ電流がバースト・クランプによって設定されたレベルより下に下がると、低電流動作からの移行が開始されます。インダクタンス値が小さいとリップル電流が大きくなるので、この移行がより低い負荷電流で起きようになります。このため、低電流動作範囲の上の部分での効率が低下します。Burst Mode動作では、インダクタンス値が小さいほどバースト周波数が高くなります。

インダクタのコアの選択

Lの値が求まったら、次にインダクタの種類を選択します。高効率コンバータは低価格の鉄粉コアに見られるコア損失は一般に許容できないので、もっと高価なフェライト・コアを使わざるをえません。インダクタ値が同じ場合、実際のコア損失はコア・サイズではなく、選択したインダクタンスによって大きく異なります。インダクタンスが大きいほど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ーの巻数を増やす必要があるため残念ながら銅損失が増加します。

フェライトを使ったタイプはコア損失がきわめて低く、高いスイッチング周波数には最適なので、設計目標を銅損失と飽和を防ぐことに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、最大設計ピーク電流を超えるとインダクタンスが突然低落します。その結果、インダクタのリップル電流が突然増加し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアを飽和させないでください。

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壺型コアは小型で、エネルギー放射がなく、類似の特性を有する鉄粉コア

アプリケーション情報

のインダクタより一般に高価です。使用するインダクタの種類
の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
Coiltronics、Coilcraft、Tokoおよびスミダ電機から入手できま
す。

C_{IN}とC_{OUT}の選択

入力コンデンサC_{IN}は、トップMOSFETのソースのところで台
形波電流をフィルタするのに必要です。大きなリップル電圧を
防止するには、最大RMS電流に対応できる大きさの低ESR入
力コンデンサを使用します。RMS電流は次式で与えられます。

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

この式はV_{IN} = 2V_{OUT}で最大値をとります。ここで、I_{RMS} =
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ワーストケース条件が設計に使用
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2000時間だけの寿命試験に基づいているので、
コンデンサをさらにディレーティングする、つまり必要とされる
よりも高い温度定格のコンデンサを選択することを推奨しま
す。サイズまたは高さの設計条件を満たすため、複数のコンデ
ンサを並列に接続することもできます。

C_{OUT}の選択は、電圧リップルと負荷ステップ過渡を最小に抑
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、後のセクションで説明されている
ように、負荷過渡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})は次式で決まります。

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

ΔI_Lは入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは入力電
圧が最大るとき最大になります。ESRおよびRMS電流処理の
要件を満たすには、並列に配置した複数のコンデンサが必要
になることがあります。乾式タンタル、特殊ポリマー、アルミ電
解およびセラミックの各コンデンサは全て表面実装パッケ
ージで入手できます。特殊ポリマー・コンデンサはESRが非常に
低いのですが、他のタイプに比べて容量密度が低くなります。
タンタル・コンデンサは最高の容量密度をもっていますが、ス

イッチング電源に使うためにサージテストされているタイプだ
けを使うことが重要です。アルミ電解コンデンサのESRはかな
り大きいのですが、リップル電流定格および長期信頼性に対
して配慮すれば、コストに敏感なアプリケーションに使うこと
ができます。セラミック・コンデンサは優れたESR特性をもつて
いますが、電圧係数が高く可聴圧電効果を示すことがあります。
寄生インダクタンスをともなったセラミック・コンデンサはQ
が高く、大きなリングングを引き起こすことがあります。

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。これらはリップル電
流定格と電圧定格が大きく、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、入力と
出力にこれらのコンデンサを使うときは注意が必要です。セラ
ミック・コンデンサを入力に使い、長いコード付きACアダプタ
で電力を供給すると、出力の負荷ステップによって入力V_{IN}に
リングングが誘起されることがあります。よくても、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急に電流が突入する
と、V_{IN}に電圧スパイクが生じてデバイスを損傷するおそれか
があります。

出力電圧のプログラミング

出力電圧は外部抵抗分割器によって次式のように設定されま
す。

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

図1に示されているように、V_{FB}ピンは出力電圧を抵抗分割器
によって分圧した電圧を検出することができます。

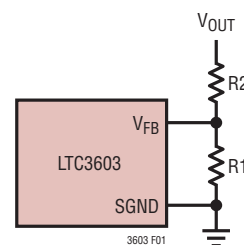


図1. 出力電圧の設定

アプリケーション情報

バースト・クランプのプログラミング

SYNC/MODEピンの電圧が0.42V～1Vの範囲にある場合、Burst Mode動作がイネーブルされます。Burst Mode動作の間、SYNC/MODEピンの電圧がバースト・クランプ・レベルを決定します。このレベルは各スイッチング・サイクルで、次式に従って、最小ピーク・インダクタ電流 (I_{BURST}) を設定します。

$$V_{BURST} = \frac{I_{BURST}}{6A/V} + 0.42V$$

V_{BURST} はSYNC/MODEピンの電圧です。 I_{BURST} は0A～3.5Aの範囲でプログラムすることができ、これは V_{BURST} の0.42V～1Vの範囲に対応します。出力負荷電流が減少すると、ピーク・インダクタ電流が減少し、出力電圧を安定化された状態に保ちます。出力負荷電流が I_{BURST} より小さなピーク・インダクタ電流しか必要としなくなると、負荷電流のさらなる減少に関係なく、ピーク・インダクタ電流はバースト・クランプによって強制的に I_{BURST} に等しく保たれます。したがって、平均インダクタ電流は出力負荷電流より大きくなるので、 I_{TH} ピンの電圧は低下します。 I_{TH} 電圧が330mVに低下するとスリープ・モードがイネーブルされます。このモードでは、ほとんどの回路および両方のパワーMOSFETがオフされ、電力消費が最小に抑えられます。出力電圧が安定化状態から外れると、全ての回路が再度オンして、MOSFETがスイッチングを開始します。 I_{BURST} の値は望みの出力電圧リップルの大きさによって決まります。 I_{BURST} の値の増加に応じて、パルス間のスリープ時間と出力電圧リップルが増加します。バースト・クランプ電圧 (V_{BURST}) は、INTV_{CC}ピンからの抵抗分割器によって設定することができます。代わりに、SYNC/MODEピンをV_{FB}ピンに直接接続して、 $V_{BURST} = 0.6V$ ($I_{BURST} = 1A$) に設定するか、または追加の分圧器抵抗 (R_3) を介して接続して、 $V_{BURST} = 0.42V \sim 0.6V$ に設定することができます (図2を参照)。

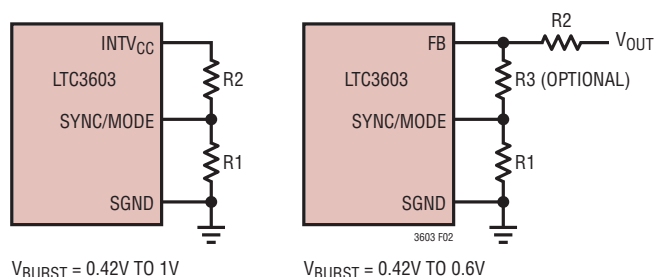


図2. バースト・クランプのプログラミング

低い出力電圧リップルと効率の間を妥協させたパルス・スキップは、SYNC/MODEピンをグランドに接続することによって実現することができます。これにより I_{BURST} は0Aに設定されます。この状態では、ピーク・インダクタ電流は電流コンパレータの最小オン時間によって制限され、最小出力電圧リップルが達成されますが、動作は依然不連続的に行われます。出力負荷が非常に軽いとき、パルス・スキップにより、出力電圧を安定化状態に保ったまま、スイッチングを数サイクルだけスキップすることができます。

周波数同期

LTC3603の内部発振器を外部5Vクロック信号に同期させることができます。同期動作の間、トップMOSFETのターンオンは外部周波数ソースの立下りエッジにロックします。同期周波数範囲は300kHz～3MHzです。 R_T 抵抗によって設定された周波数より外部周波数が高い場合だけ同期します。スロープ補償は発振器の内部ランプによって生じるので、外部周波数は R_T 抵抗によって設定された周波数より25%高く設定して適切なスロープ補償を実現します。同期させる場合、LTC3603はパルス・スキップ・モードで動作します。外部クロック信号がアクティブでないときは、SYNC/MODEピンをフロート状態にしないでください。場合によっては、これを回避するために、SYNC/MODEピンにプルダウン抵抗を接続しなければなりません。

INTV_{CC}レギュレータ

LTC3603は内蔵Pチャネル低損失リニアレギュレータ (LDO) を備えており、PV_{IN}ピンからINTV_{CC}電源ピンに電力を供給します。LDO電源は内部ゲート・ドライバおよび他の内部回路に給電するため最大35mAの負荷電流を供給するように設計されています。INTV_{CC}電源からの合計電流が35mAを超えない限り、小さな外部負荷を与えてもかまいません。INTV_{CC}ピンは、0.22μF以上のセラミック・コンデンサを使ってバイパスします。ほとんどのアプリケーションでは1μFのセラミック・コンデンサが適しています。

トップサイドMOSFETドライバの電源 (BOOSTピン)

LTC3603はブートストラップされた電源を使って内部トップサイドMOSFETのゲートに電力を供給します (図3を参照)。トップサイドMOSFETがオフしており、SWピンが“L”のとき、ダイオードD_{BST}がコンデンサC_{BST}をINTV_{CC}電源の電圧まで充電します。次いでトップサイドMOSFETをオンするため、

アプリケーション情報

そのゲートにBOOSTピンの電圧が加えられます。トップサイドMOSFETがオンすると、SWピンはPV_{IN}の電圧まで上昇し、BOOSTピンはPV_{IN}+INTV_{CC}まで上昇し、それによってMOSFETを完全にエンハンスされた状態に保ちます。ほとんどのアプリケーションで、C_{BST}には0.22μFのセラミック・コンデンサが適当です。ショットキー・ダイオードD_{BST}は、逆ブレイクダウン電圧がPV_{IN}(MAX)より大きなものにします。

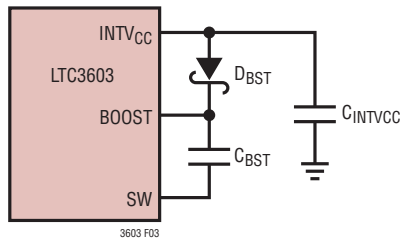


図3. トップサイドMOSFETの電源

実行およびソフトスタート/トラッキングの機能

LTC3603にはRUNピンによって制御される低消費電力のシャットダウン・モードが備わっています。RUNピンを0.7Vより下に引き下げると、LTC3603は低消費電流(I_Q < 1μA)のシャットダウン・モードになります。RUNピンが0.7Vを超えると、コントローラはイネーブルされます。図4に示されているように、RUNピンをロジック回路から直接ドライブすることができます。電源サイクルの間はRUNピンをフロート状態にしないでください。場合によっては、これを回避するために、50k以下のプルダウン抵抗が必要となります。

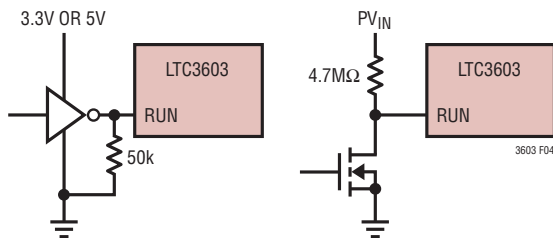


図4. RUNピンのインタフェース

ソフトスタートとトラッキングは誤差アンプから見た実効基準電圧を制限することにより実現することができます。誤差アンプへの実効基準電圧をランプアップさせると、コンバータの出力電圧に滑らかな制御されたランプが生じます。既定の内部1msソフトスタート・ランプを使うには、TRACK/SSピンをフロート状態のままにします。TRACK/SSピンはINTV_{CC}またはPV_{IN}に接続しないでください。ソフトスタート時間を1msより長くするには、コンデンサをTRACK/SSピンに接続します。1.2μA

の内部プルアップ電流がこのコンデンサを充電するので、次式で与えられるソフトスタートのランプ時間が生じます。

$$t_{SS} = C_{SS} \cdot \frac{0.6V}{1.2\mu A}$$

LTC3603がフォールト状態(低電圧ロックアウトまたは過温度)を検出すると、TRACK/SSピンは直ちにグラウンドに引き下げられ、内部ソフトスタート・タイマリセットされます。これにより、外付けのソフトスタート・コンデンサを使用すると整然とした再起動が保証されます。

トラッキングを実装するため、図5aに示されているように、抵抗分割器が外部電源(V_X)とTRACK/SSピンの間に接続されています。この手法を使って、次式に従って、V_{OUT}がV_X電源をレシオメトリックにトラッキングするようにすることができます(図5b)。

$$\frac{V_{OUT}}{V_X} = \frac{R_{TA}}{R_A} \cdot \frac{R_A + R_B}{R_{TA} + R_{TB}}$$

図5cに示されているように、同時トラッキングの場合(スタートアップの間V_{OUT} = V_X)、次のようになります。

$$R_{TA} = R_A, R_{TB} = R_B$$

TRACK/SSピンからソースされる1.2μAの電流により、TRACK/SSピンに現れる電圧に、したがってV_{OUT}に現れる電圧にトラッキングの間わずかなオフセットが生じることに注意してください。TRACK/SS電流によるこのV_{OUT}オフセットは次式で与えられます。

$$V_{OS,TRK} = (1\mu A) \cdot \frac{R_{TA}R_{TB}}{R_{TA} + R_{TB}} \cdot \frac{R_A + R_B}{R_A}$$

ほとんどのアプリケーションではこのオフセットは小さく、トラッキング性能への影響は微小です。トラッキング精度を改善するには、R_{TA}とR_{TB}の並列インピーダンスを減らします。

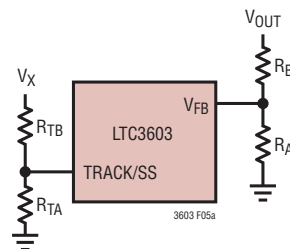


図5a. TRACK/SSピンを使ったV_Xのトラッキング

アプリケーション情報

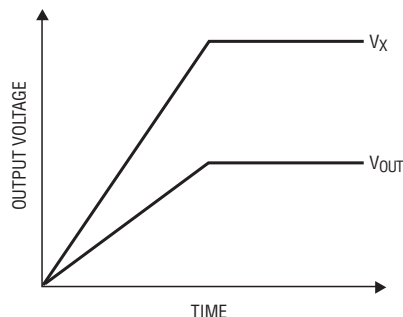


図5b. レシオメトリック・トラッキング

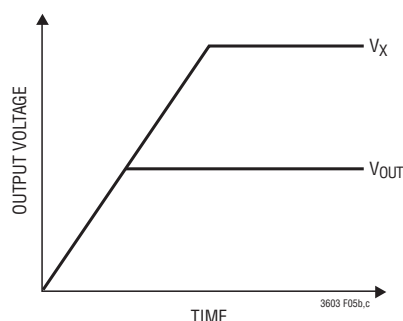


図5c. 同時トラッキング

効率に関する検討事項

スイッチング・レギュレータの効率は、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。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です。

回路内の電力を消費する全ての要素で損失が生じますが、損失の大部分は2つの主な損失要因によって生じます。VINの動作電流による損失とI²R損失です。

非常に低い負荷電流ではVINの動作電流による損失が効率の損失を支配するのに対して、中程度から高い負荷電流ではI²R損失が効率の損失を支配します。

1. VINの動作電流には3つの成分があります。「電気的特性」に与えられているDC消費電流、内部MOSFETのゲート電荷電流および内部トップサイドMOSFETの遷移損失です。内部パワーMOSFETスイッチのゲート容量をスイッチング

すると、MOSFETゲート充電電流が流れます。これらのスイッチのゲートはINTVCCによりドライブされます。ゲートが“H”から“L”、そして再び“H”に切り替わるたびに、INTVCCからグラウンドに微小電荷dQが移動します。したがって、dQ/dtはINTVCCから流出する電流であり、一般にDCバイアス電流より大きくなります。連続モードでは、ゲート充電電流をIGATECHG = f(9.5nC)で近似することができます。INTVCC電圧はリニア・レギュレータによってVINから発生するので、INTVCC電源から内部で引き出される電流は効率の検討においてはVIN電流として扱うことができます。

遷移損失は内部トップサイドMOSFETにのみ適用され、入力電圧が高くなるほど顕著になります。遷移損失は次式から推算できます。

$$\text{遷移損失} = (1.7) V_{IN}^2 \cdot I_{O(\text{MAX})} \cdot (120\text{pF}) \cdot f$$

2. I²R損失は内部スイッチの抵抗RSWと外部インダクタの抵抗RL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、メイン・スイッチと同期スイッチの間で「こま切れ」になります。したがって、SWピンを見たときの直列抵抗は、次式のとおり、トップMOSFETとボトムMOSFETの両方のRDS(ON)およびデューティ・サイクル(DC)の関数になります。

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

トップMOSFETとボトムMOSFETの両方のRDS(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、I²R損失を求めるには、単にRSWをRLに加え、その結果に平均出力電流の2乗を掛けます。

$$I^2R \text{ Loss} = I_O^2 (R_{SW} + R_L)$$

CINやCOUTのESRによる損失やインダクタのコア損失などその他の損失は一般に全電力損失の2%以下に過ぎません。

熱に関する検討事項

ほとんどのアプリケーションで、LTC3603は効率が高いので大きな発熱はありません。しかし、周囲温度が高く、(ドロップアウトの場合のように)低い電源電圧、高いデューティ・サイクルでLTC3603が動作するアプリケーションでは、発熱が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150°Cに達すると両方のパワースwitchがオフし、SWノードが高インピーダンスになります。

アプリケーション情報

LTC3603が最大接合部温度を超えないようにするには、熱解析を行う必要があります。熱解析の目的は、電力損失によりデバイスが接合部温度を超えるかどうかを判断することです。温度上昇は次式で与えられます。

$$T_R = (P_D) \cdot (\theta_{JA})$$

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。

接合部温度 T_J は次式で与えられます。

$$T_J = T_A + T_R$$

ここで、 T_A は周囲温度です。

一例として、入力電圧が8V、負荷電流が2.5A、周囲温度が70°Cのとき、ドロップアウトで使用しているLTC3603について考えます。「標準的性能」のスイッチ抵抗のグラフから、トップ・スイッチの70°Cでの $R_{DS(ON)}$ は約85mΩです。したがって、デバイスによる電力損失は次のとおりです。

$$P_D = (I_{LOAD})^2 (R_{DS(ON)}) = (2.5A)^2 (85m\Omega) = 0.53W$$

MSOPパッケージの場合、 θ_{JA} は45°C/Wです。したがって、レギュレータの接合部温度は次のようになります。

$$T_J = 70^\circ C + (0.53W) (45^\circ C/W) = 93.85^\circ C$$

これは最大接合部温度の125°Cより低い値です。

過渡応答のチェック

レギュレータのループ応答は負荷過渡応答を見てチェックすることができます。スイッチング・レギュレータは負荷電流ステップに対して応答するのに数サイクルを要します。負荷ステップが生じると、 V_{OUT} は直ちに $\Delta I_{LOAD} \cdot (ESR)$ に等しい量だけシフトします。ここで、ESRは C_{OUT} の等価直列抵抗です。また、 ΔI_{LOAD} により、 C_{OUT} が充電または放電し始めるので、レギュレータが V_{OUT} をその定常状態の値に戻すのに使う帰還誤差信号が生じます。この回復時間の間、安定性に問題があることを示すオーバーシュートやリングがないか V_{OUT} をモニタすることができます。表紙の応用例に示す I_{TH} ピンの外部部品と出力コンデンサにより、大部分のアプリケーションに対して適切な補償が実現されます。

設計例

設計例として、以下の仕様のアプリケーションにLTC3603を使う場合を考えます。 $V_{IN} = 12V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{OUT(MAX)} = 2.5A$ 、 $I_{OUT(MIN)} = 100mA$ 、 $f = 1MHz$ 。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動作が利用されます。最初に、タイミング抵抗を計算します。

$$R_{OSC} = \frac{1.15 \cdot 10^{11}}{1MHz} - 10k = 105k$$

次に、最大 V_{IN} で約40%のリプル電流になるようにインダクタ値を計算します。

$$L = \left(\frac{3.3V}{(1MHz)(1A)} \right) \cdot \left(1 - \frac{3.3V}{12V} \right) = 2.39\mu H$$

2.2μHのインダクタを使うと、最大リプル電流は以下のようになります。

$$\Delta I_L = \left(\frac{3.3V}{(1MHz)(2.2\mu H)} \right) \cdot \left(1 - \frac{3.3V}{12V} \right) = 1.1A$$

C_{OUT} は出力電圧リップルの要件を満たすESRとループの安定性に必要なバルク容量に基づいて選択します。このアプリケーションでは、バルク容量を与えるのにタンタル・コンデンサが使われ、総実効ESRを下げるのにセラミック・コンデンサが並列に使われます。このデザインでは、100μFセラミック・コンデンサを使用します。 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。

$$I_{RMS} = 2.5A \cdot \frac{3.3V}{12V} \cdot \sqrt{\frac{12V}{3.3V} - 1} = 1.12A_{RMS}$$

ほとんどのアプリケーションでは、 PV_{IN} ピンを22μF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。

これで、 $R1$ と $R2$ の値を選択して出力電圧をプログラムすることができます。 $R1 = 105k$ を選択し、 $R2$ を次のように計算します。

$$R2 = R1 \left(\frac{V_{OUT}}{0.6V} - 1 \right) = 472.5k$$

アプリケーション情報

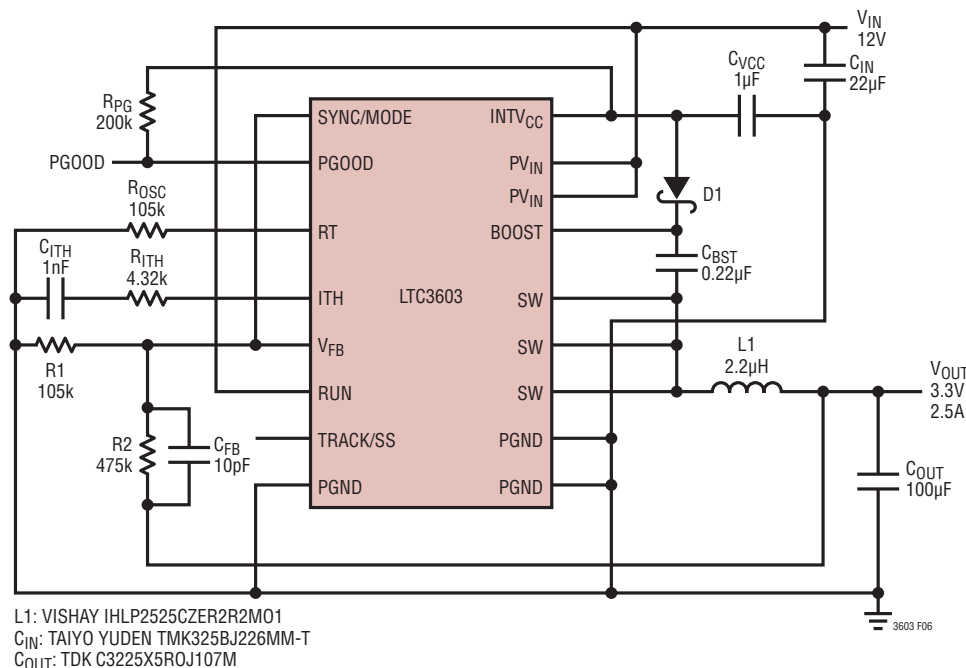


図6. 12Vから3.3V/2.5Aへのレギュレータ (1MHz, Burst Mode動作)

R2 = 475kの標準値を選択します。MODEピンをFBピンに接続するとMODEピンの電圧は0.6Vに設定されます。こうすると、バースト電流が約1Aに設定されます。この設計例の完全な回路を図6に示します。

SWのリングングの減らし方

どんなスイッチング・レギュレータでも、特に入力電圧が高い場合には、SWノードに電圧リングングが生じます。リングングの振幅と持続期間は、スイッチング速度(ゲートドライブ)、レイアウト(寄生インダクタンス)およびMOSFETの出力容量に応じて決まります。このリングングは、全体的なEMI、ノイズ、高周波数リップルの原因になります。リングングを減らす1つの方法は、レイアウトを最適化することです。レイアウトが良いと寄生インダクタンスは最小になります。SWからGNDにRCスナバを追加するのも、リングングを減らす効果的な方法です。最後に、10Ω~100Ωの抵抗をBOOSTピンに直列に追加すると、MOSFETのターンオン・スルーレートが遅くなり、リングングが減衰しますが、その代償として効率が低下します。ICはPCBやボンディングワイヤーのインダクタンスによって高周波過渡からバッファされているので、リングング自体は信頼性に関しては通常問題にならないことに注意してください。

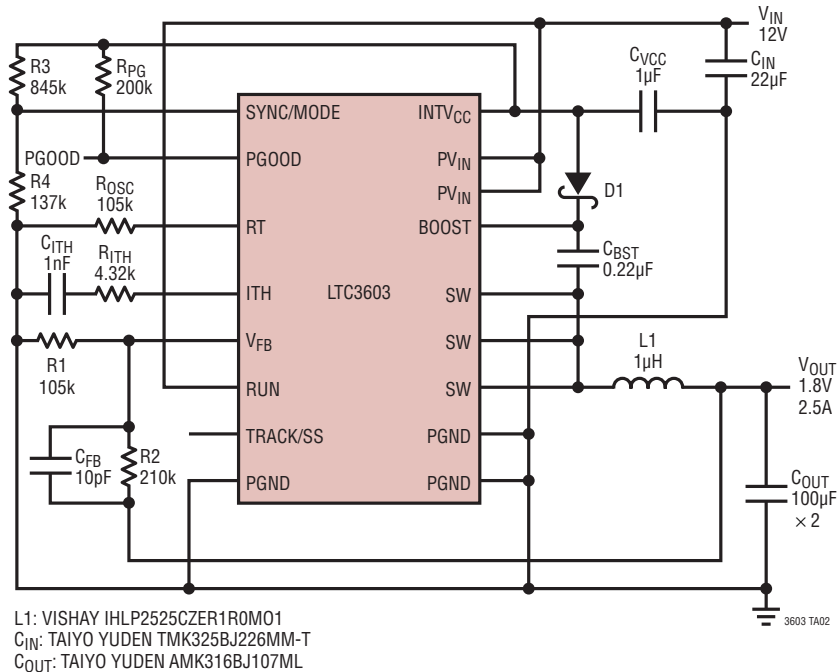
PCボードのレイアウトのチェックリスト

PCボードをレイアウトするとき、以下のチェックリストを使用し、LTC3603が正しく動作するようにします。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

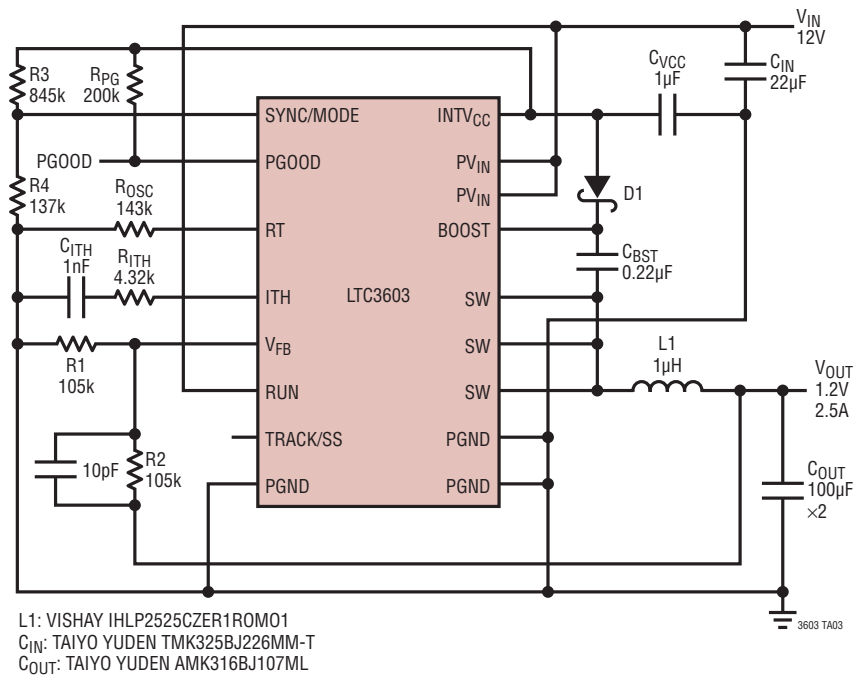
1. グランド・プレーンを推奨します。グランド・プレーン層が使われていなければ、信号グランドと電源グランドを分離し、小さな信号部品は1点でSGNDピンに戻し、この1点をLTC3603の近くでPGNDピンに接続します。
2. 入力コンデンサC_{IN}の(+)端子はPV_{IN}ピンに近づけて接続します。このコンデンサは内部パワーMOSFETにAC電流を供給します。
3. スwitchング・ノードSWは全ての敏感な小信号ノードから離します。
4. 全ての層の全ての未使用領域を銅で覆います。銅で覆うと電力部品の温度上昇が小さくなります。これらの銅領域はDCネット(PV_{IN}、INTV_{CC}、V_{OUT}、PGND、SGND、またはシステム内の他のDCレール)のどれにでも接続することができます。

標準的応用例

1.8V/2.5Aレギュレータ (1MHz、Burst Mode動作)

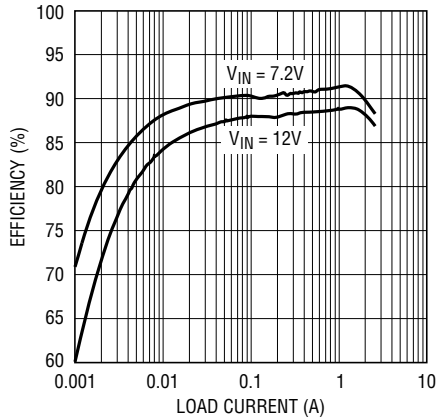


1.2V/2.5Aレギュレータ (750kHz、Burst Mode動作)



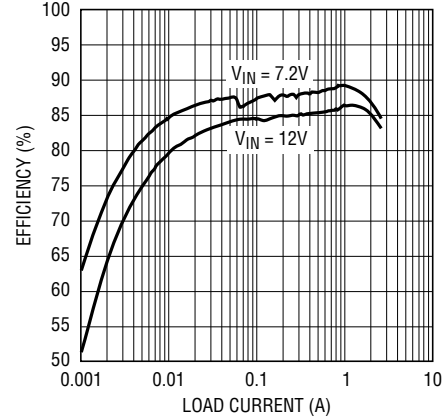
標準的応用例

効率と負荷電流、1.8Vレギュレータ(1MHz)、
Burst Mode動作



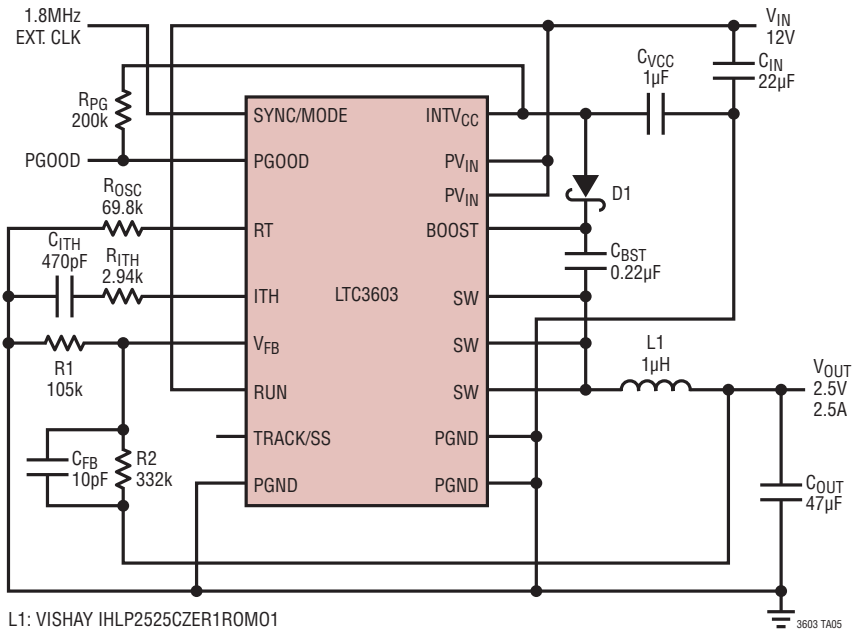
3603 TA04a

効率と負荷電流、1.2Vレギュレータ(750kHz)、
Burst Mode動作



3603 TA04b

1.8MHzに同期した小型3.3V/2.5Aレギュレータ



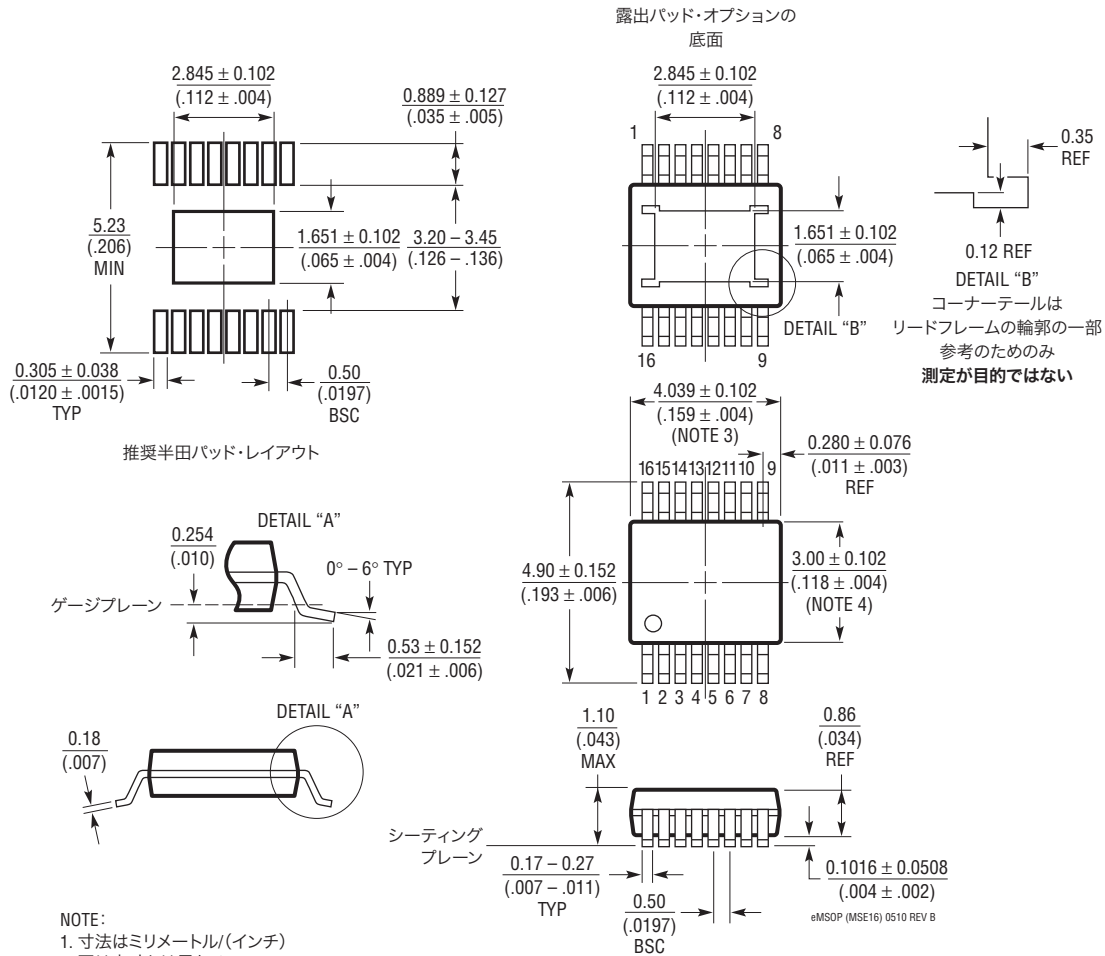
L1: VISHAY IHLP2525CZER1ROM01
 C_{IN}: TAIYO YUDEN TMK325BJ226MM-T
 C_{OUT}: MURATA GRM31CR60J476ME19

3603 TA05

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/>をご覧ください。

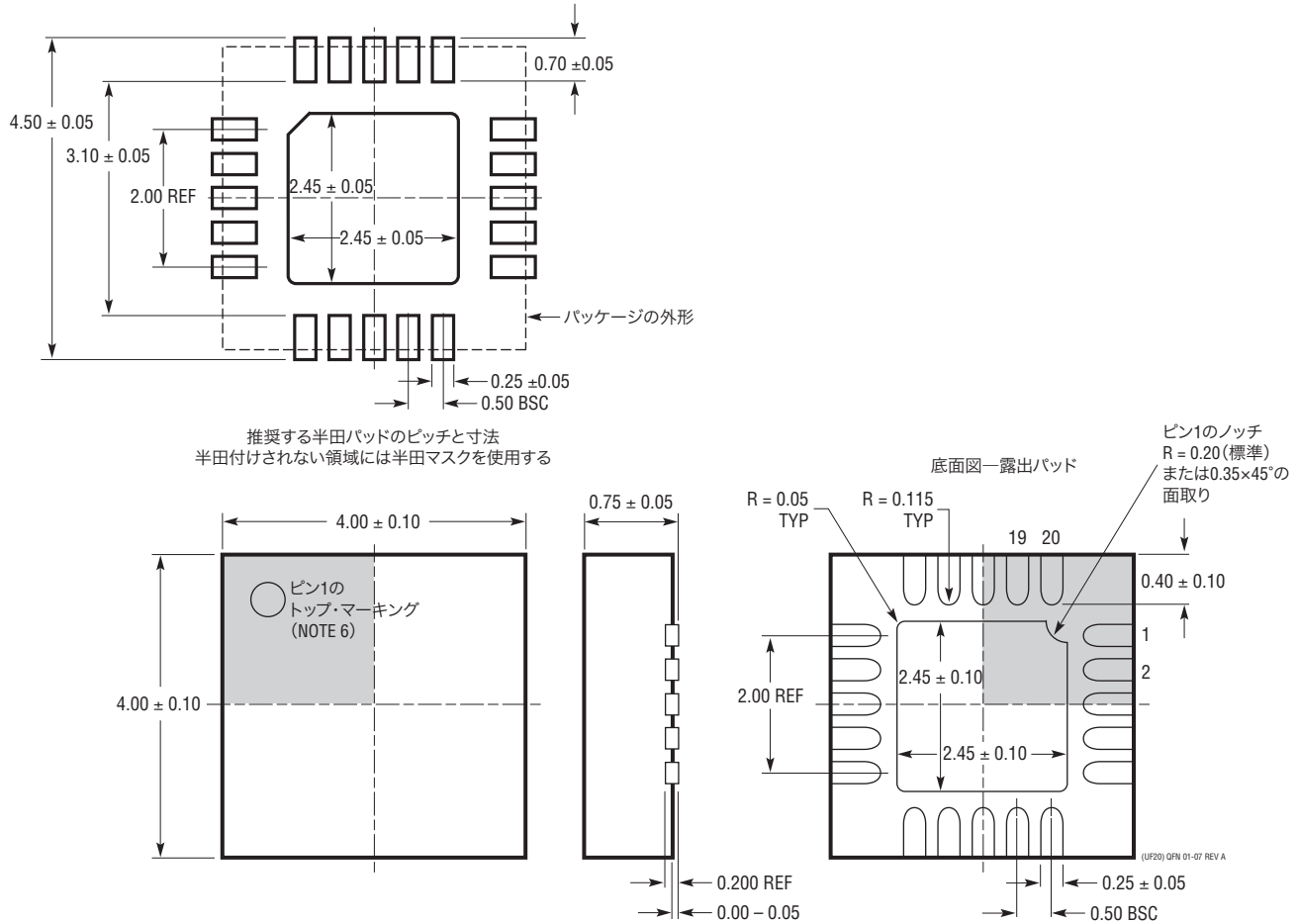
MSE Package
16-Lead Plastic MSOP, Exposed Die Pad
(Reference LTC DWG # 05-08-1667 Rev E)



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/>をご覧ください。

UF Package
20-Lead Plastic QFN (4mm × 4mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1710 Rev A)



NOTE:

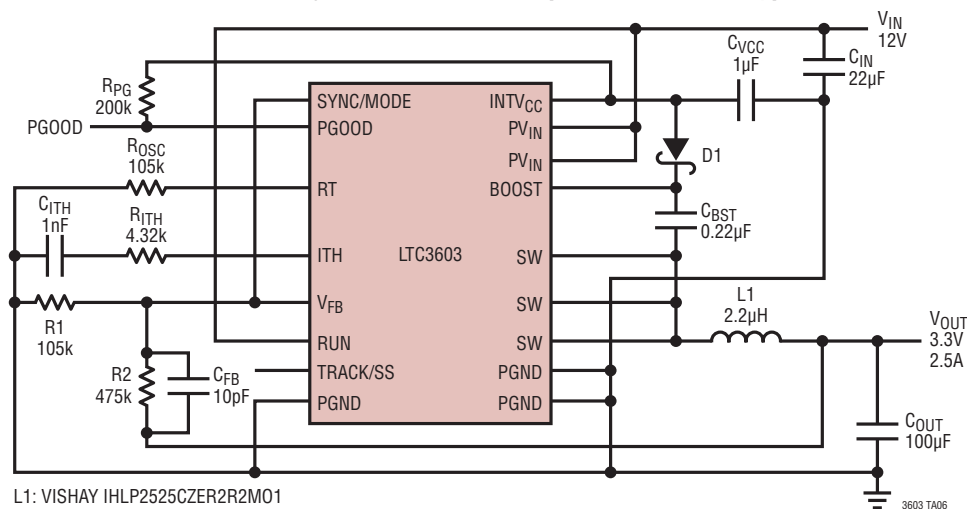
1. 図はJEDEC/パッケージ外形MO-220のバリエーション(WGGD-1)にするよう提案されている(承認待ち)
2. 図は実寸とは異なる
3. 全ての寸法はミリメートル
4. パッケージ底面の露出パッドの寸法にはモールドのバリを含まない
モールドのバリは(もしあれば)各サイドで0.15mmを超えないこと
5. 露出パッドは半田メッキとする
6. 網掛けの部分はパッケージの上面と底面のピン1の位置の参考に過ぎない

改訂履歴

REV	日付	修正内容	頁番号
A	11/09	絶対最大定格の変更	2
		ピン配置の変更	2
		電気的特性の変更	3
		ピン機能の文章変更	6
		ブロック図の変更	7
		「動作」セクションの文章変更	8
		「アプリケーション情報」セクションの文章変更	10、12、15
		「SWのリンギングの減らし方」セクションの追加	16
		関連製品の追加	22
B	08/10	絶対最大定格と発注情報の温度範囲を更新	2
		V _{RUN} の最大値とNote 2の文章を更新	3
		ピン2/ピン4の説明を更新	6
		「メイン制御ループ」セクションに文章を追加	8
		最終頁に標準的応用例を追加	22
C	04/13	RUN (ピン8/ピン10)の説明を明確化	6
		「周波数同期」の段落を明確化	12
		「実行およびソフトスタート/トラッキングの機能」の段落を明確化	13
		図4を明確化	13

標準的応用例

12Vから3.3V/2.5Aへのレギュレータ(1MHz、Burst Mode動作)



L1: VISHAY IHLP2525CZER2R2M01
 CIN: TAIYO YUDEN TMK325BJ26MM-T
 COUT: TDK C3225X5R0J107M

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	効率: 95%、V _{IN} : 4.5V~15V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 300µA、I _{SD} <14µA、3mm×3mm QFN16、MSOP16E
LTC3605	15V、5A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 4V~15V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 2mA、I _{SD} <15µA、4mm×4mm QFN24
LTC3609	32V、6A (I _{OUT})、1MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 4V~32V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 900µA、I _{SD} <15µA、7mm×8mm QFN52
LTC3612	6V、3A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.25V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 70µA、I _{SD} <1µA、3mm×4mm QFN20、TSSOP20E
LTC3412A	3A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.25V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 60µA、I _{SD} <1µA、TSSOP16E、4mm×4mm QFN16
LTC3413	3A (I _{OUT} シンク/ソース)、2MHzモノリシック同期整流式レギュレータ(DDR/QDRメモリ終端用)	効率: 90%、V _{IN} : 2.25V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = V _{REF} /2、I _Q = 280µA、I _{SD} <1µA、TSSOP16E
LTC3414	4A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.25V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 64µA、I _{SD} <1µA、TSSOP20E
LTC3415	7A (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.5V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 450µA、I _{SD} <1µA、5mm×7mm QFN38
LTC3416	4A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ、トラッキング付き	効率: 95%、V _{IN} : 2.25V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 64µA、I _{SD} <1µA、TSSOP20E
LTC3418	8A (I _{OUT})、4MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 2.25V~5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.8V、I _Q = 380µA、I _{SD} <1µA、5mm×7mm QFN38
LTC3602	10V、2.5A (I _{OUT})、3MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 4.5V~10V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 75µA、I _{SD} <1µA、TSSOP16E、4mm×4mm QFN20
LTC3608	18V、8A (I _{OUT})、1MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 4V~18V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 900µA、I _{SD} <15µA、5mm×7mm QFN52
LTC3610	24V、12A (I _{OUT})、1MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 4V~24V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 900µA、I _{SD} <15µA、9mm×9mm QFN64
LTC3611	32V、10A (I _{OUT})、1MHz同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率: 95%、V _{IN} : 4V~32V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 900µA、I _{SD} <15µA、9mm×9mm QFN64