

特長

- 高効率: 最大 96%
- 出力電流: 5A
- 入力電圧範囲: 4V ~ 20V
- Nチャンネル・パワー MOSFET 内蔵 (上側 70mΩ、下側 35mΩ)
- 調整可能な周波数: 800kHz ~ 4MHz
- PolyPhase[®] 動作 (最大 12 相)
- 出力トラッキング
- 0.6V リファレンスの精度: ±1%
- 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
- シャットダウン・モードで流れる電源電流: 15μA 未満
- LTC3605: 入力電圧の絶対最大定格が 15V
- LTC3605A: 入力電圧の絶対最大定格が 22V
- LTC3605A は LTC3605 とピン互換
- 24ピン (4mm×4mm) QFN パッケージで供給

アプリケーション

- ポイントオブロード電源
- ポータブル機器
- 分散給電システム
- バッテリ駆動機器

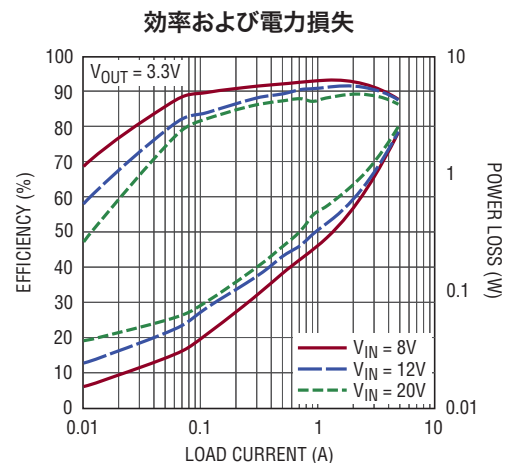
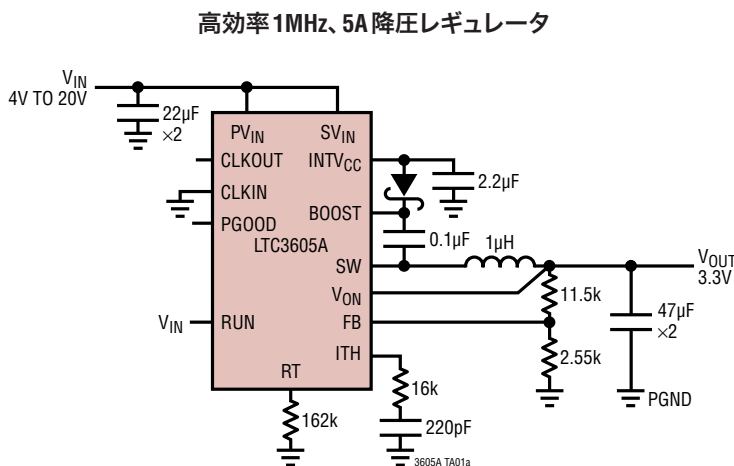
概要

LTC[®]3605A は、位相を固定できるオン時間制御の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レギュレータです。PolyPhase 動作により、複数の LTC3605A レギュレータを位相をずらして動作させることが可能な一方で、使用する入出力容量を最小限に抑えます。動作電源電圧範囲は 20V ~ 4V なので、2本、3本、または 4本のリチウムイオン・バッテリー入力や 12V または 5V のレールを使用するポイントオブロード電源アプリケーションに適しています。

動作周波数は外付け抵抗により 800kHz ~ 4MHz の範囲で設定できます。高い周波数に対応できるので、小型の表面実装インダクタを使用できます。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、800kHz ~ 4MHz の範囲で外部同期可能です。PHMODE ピンにより、出力クロック信号の位相をユーザが制御できます。独自の固定周波数/オン時間制御アーキテクチャは、高周波で動作しながら高速トランジェント応答を必要とする高降圧比アプリケーションに最適です。2つの内部位相同期ループにより、内部発振器が外部クロックに同期し、内部クロックあるいは外部クロック (存在する場合) にロックするようにレギュレータのオン時間もサーボ制御します。

LT、LT、LTC、LTM、PolyPhase、OPTI-LOOP、Linear Technology および Linear のロゴはリアテクノロジ社登録商標です。Hot Swap はリアテクノロジ社登録商標です。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、5847554、6580258、6304066、6476589、6774611 を含む米国特許により保護されています。

標準的応用例



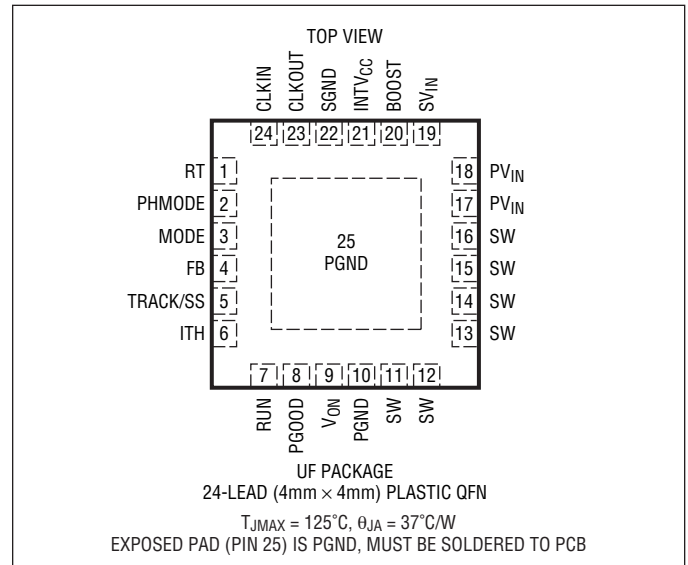
LTC3605A

絶対最大定格

(Note 1)

PV _{IN} 、SV _{IN} 、SWの電圧	-0.3V ~ 22V
SWのトランジェント電圧	-2V ~ 24.5V
BOOSTの電圧	-0.3V ~ PV _{IN} + INTV _{CC}
RUNの電圧	-0.3V ~ SV _{IN}
V _{ON} の電圧	-0.3V ~ SV _{IN}
INTV _{CC} の電圧	-0.3V ~ 3.6V
ITH、RT、CLKOUT、PGOODの電圧	-0.3V ~ INTV _{CC}
CLKIN、PHMODE、MODEの電圧	-0.3V ~ INTV _{CC}
TRACK/SS、FBの電圧	-0.3V ~ INTV _{CC}
動作接合部温度範囲 (Note 2)	-40°C ~ 125°C
保存温度範囲	-65°C ~ 125°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
LTC3605AEUF#PBF	LTC3605AEUF#TRPBF	3605A	24-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3605AIUF#PBF	LTC3605AIUF#TRPBF	3605A	24-Lead (4mm × 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。非標準の鉛仕上げ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。

電気的特性 ●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外はT_J ≈ T_A = 25°Cでの値 (Note 2)。注記がない限り、V_{IN} = 12V。

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
SV _{IN}	SV _{IN} Supply Range		4		20	V
PV _{IN}	V _{IN} Power Supply Range		1.2		20	V
I _Q	Input DC Supply Current Active Shutdown	(Note 3) Mode = 0, R _T = 162k V _{IN} = 12V, RUN = 0		1.5 11	5 40	mA μA
V _{FB}	Feedback Reference Voltage	ITH = 1.2V (Note 4)	● 0.594	0.600	0.606	V
ΔV _{FB(LINE)}	Feedback Voltage Line Regulation	V _{IN} = 4V to 20V, ITH = 1.2V	●	0.001	0.0	%/V
ΔV _{FB(LOAD)}	Feedback Voltage Load Regulation		●	0.1	0.3	%
I _{FB}	Feedback Pin Input Current				±30	nA
g _m (EA)	Error Amplifier Transconductance	ITH = 1.2V	1.15	1.35	1.6	mS
t _{ON(MIN)}	Minimum On-Time			40		ns
t _{OFF(MIN)}	Minimum Off-Time			70		ns

3605afb

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

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
I_{LIM}	Positive Inductor Valley Current Limit		5	6	7.5	A
R_{TOP}	Top Power NMOS On-Resistance	$INTV_{CC} = 3.3\text{V}$		70	150	$\text{m}\Omega$
R_{BOTTOM}	Bottom Power NMOS On-Resistance	$INTV_{CC} = 3.3\text{V}$		35	60	$\text{m}\Omega$
V_{UVLO}	$INTV_{CC}$ Undervoltage Lockout Threshold	$INTV_{CC}$ Falling $INTV_{CC}$ Hysteresis (Rising)	2.4	2.6 0.25	2.8	V V
V_{RUN}	Run Threshold 2 ($I_Q = 1\text{mA}$) Run Threshold 1 ($I_Q = 100\mu\text{A}$)	RUN Rising RUN Rising	1.1 0.45	1.2 0.6	1.3 0.75	V V
V_{INTVCC}	Internal V_{CC} Voltage	$4\text{V} < V_{IN} < 20\text{V}$	3.2	3.3	3.4	V
ΔV_{INTVCC}	$INTV_{CC}$ Load Regulation	$I_{LOAD} = 0\text{mA}$ to 20mA		0.5		%
OV	Output Overvoltage PGOOD Upper Threshold	V_{FB} Rising	7	10	13	%
UV	Output Undervoltage PGOOD Lower Threshold	V_{FB} Falling	-13	-10	-7	%
$\Delta V_{FB(HYS)}$	PGOOD Hysteresis	V_{FB} Returning		1.5		%
R_{PGOOD}	PGOOD Pull-Down Resistance			12	25	Ω
I_{PGOOD}	PGOOD Leakage	$0.54\text{V} < V_{FB} < 0.66\text{V}$			2	μA
$I_{TRACK/SS}$	TRACK Pull-Up Current			2.5	4	μA
f_{OSC}	Oscillator Frequency	$R_T = 162\text{k}$	● 0.85	1	1.2	MHz
CLKIN	CLKIN Threshold	CLKIN V_{IL} CLKIN V_{IH}	1		0.3	V V
V_{VIN_OV}	V_{IN} Overvoltage Lockout Threshold	V_{IN} Rising V_{IN} Falling	22.8 20.8	23.5 21.5	24.2 22.1	V V

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恐れがある。絶対最大定格は、それを超えるとデバイスの寿命に悪影響を与える恐れがある値。

Note 2: LTC3605A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。LTC3605AE (Eグレード)は 0°C ~ 85°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°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。LTC3605AI (Iグレード)は -40°C ~ 125°C の全動作温度範囲で保証されている。

接合部温度 (T_J) は、周囲温度 (T_A) および電力損失 (P_D) から次の式に従って計算される。

$$T_J = T_A + (P_D \cdot \theta_{JA})^\circ\text{C/W}$$

ここで、 θ_{JA} はパッケージの熱インピーダンスである。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および他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。

Note 3: 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動的電源電流は大きくなる。

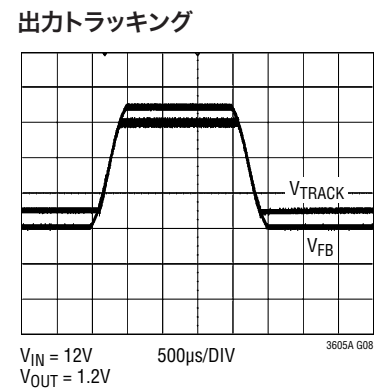
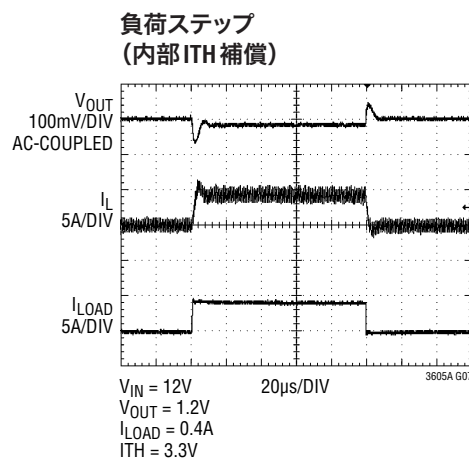
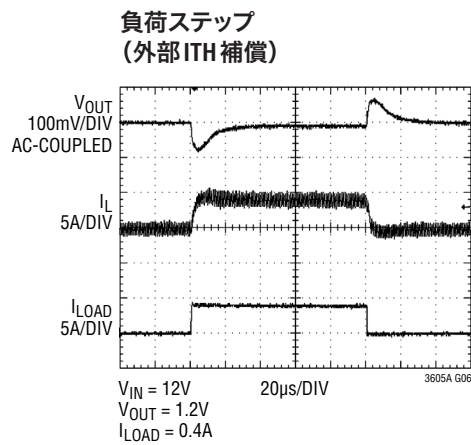
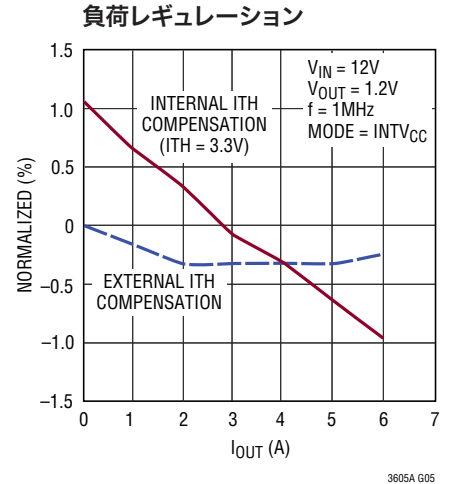
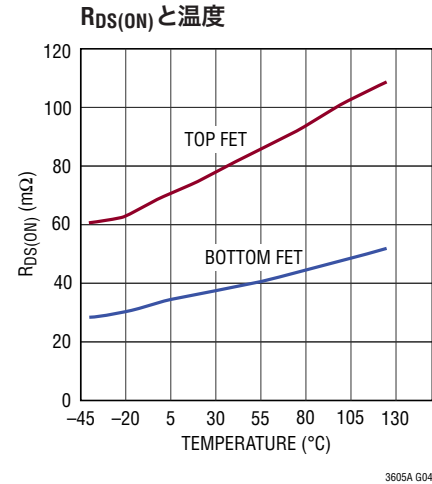
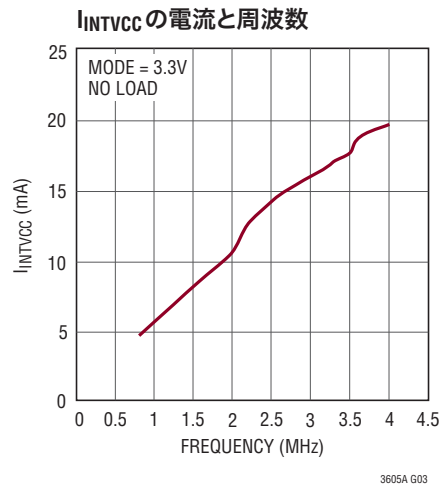
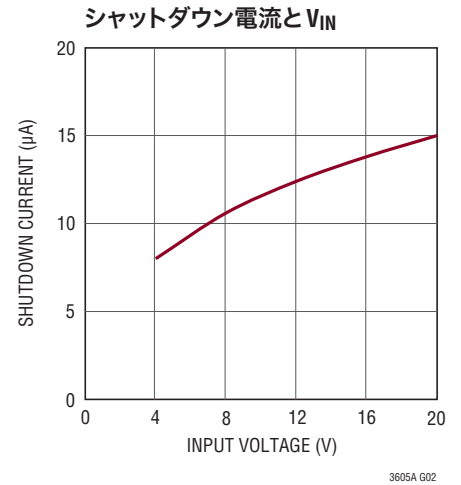
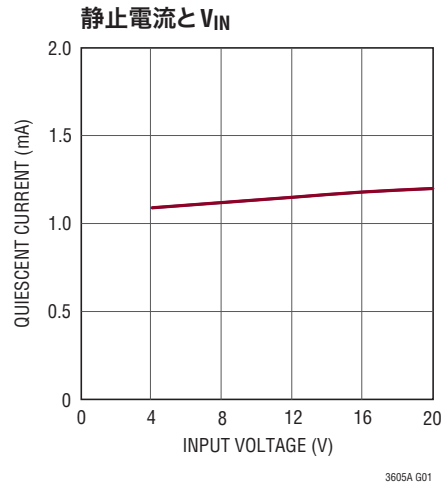
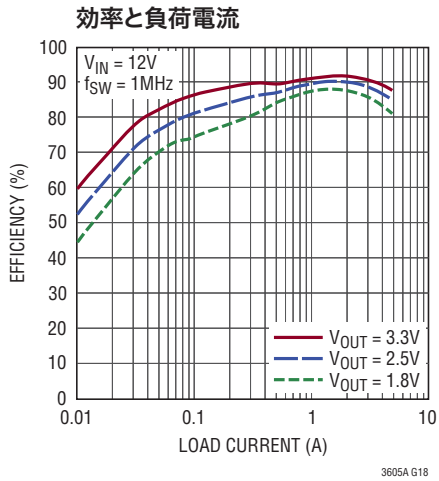
Note 4: LTC3605Aは、エラーアンプの出力が規定の電圧 (ITH) になるように V_{FB} を調節する帰還ループでテストされている。

Note 5: T_J は周囲温度 T_A および電力損失から次式に従って計算される。 $T_J = T_A + P_D \cdot (7^\circ\text{C}/\text{W})$ 。「熱に関する検討事項」のセクションを参照。

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熱保護機能が備わっている。過熱保護機能がアクティブなとき接合部温度は 125°C を超える。規定された最大動作接合部温度を超えた状態で動作が継続すると、デバイスの信頼性を損なう恐れがある。

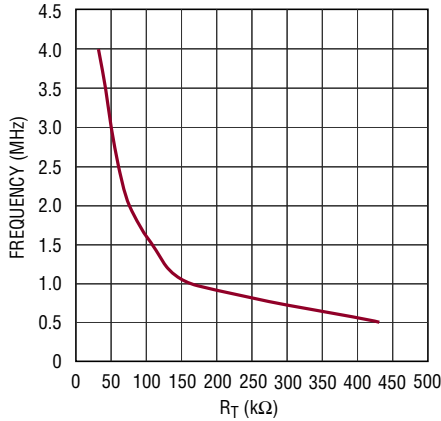
LTC3605A

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



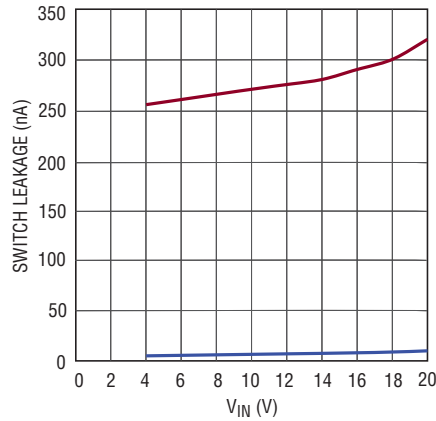
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

スイッチング周波数と R_T



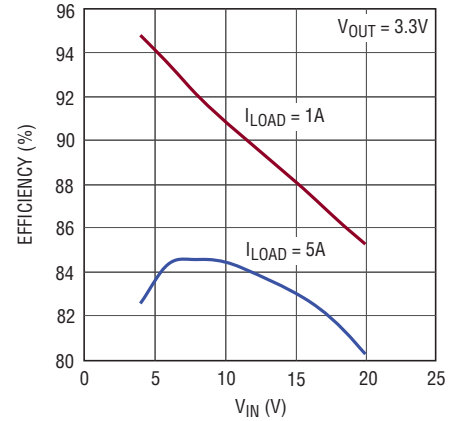
3605A G09

スイッチの漏れ電流と V_{IN}



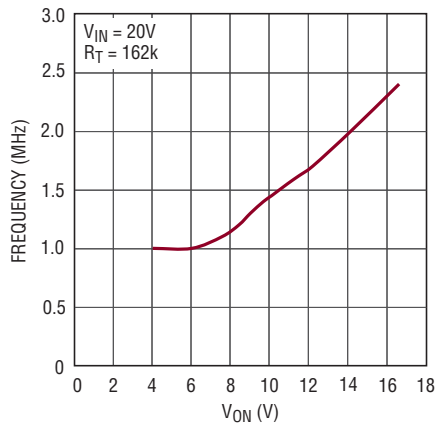
3605A G10

効率と V_{IN}



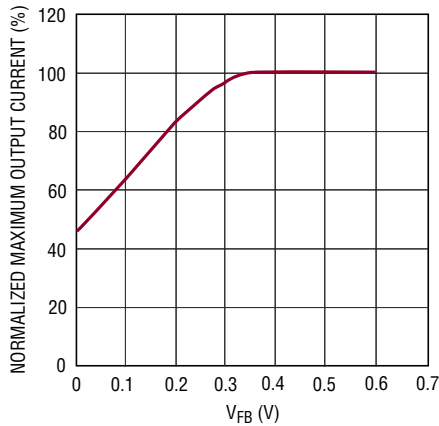
3605A G11

周波数と V_{ON} の電圧



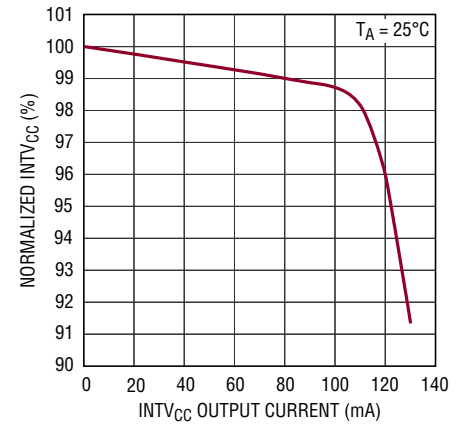
3605A G12

電流制限フォールドバック



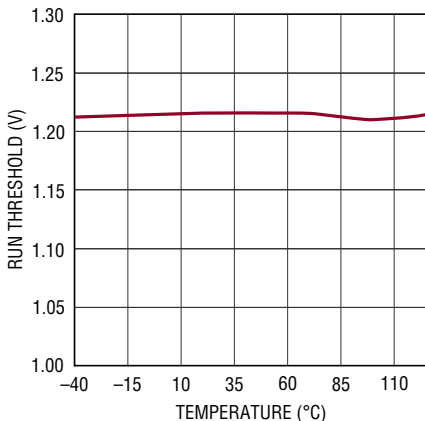
3605A G13

$INTV_{CC}$ の負荷レギュレーション



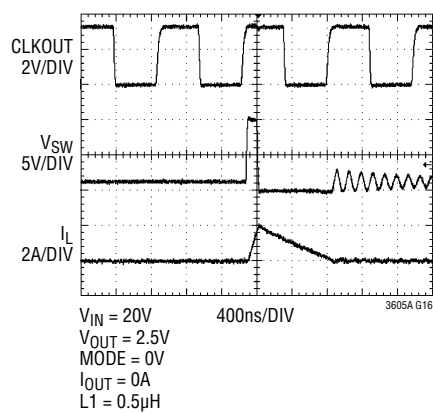
3605A G14

RUNピンのしきい値と温度



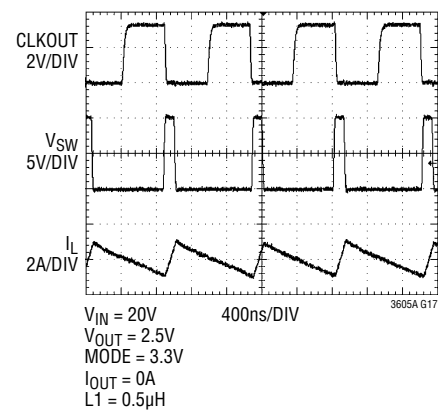
3605A G15

DCM 動作



3605A G16

CCM 動作



3605A G17

ピン機能

RT (ピン1) : スイッチング周波数のプログラミング・ピン。外付け抵抗 (200k ~ 40k) を RT ピンと SGND ピンの間に接続して周波数を 800kHz ~ 4MHz にプログラムします。同期範囲は設定周波数の $\pm 30\%$ なので、設定周波数が外部クロックの $\pm 30\%$ の範囲内にあり、周波数が確実に同期されるようにしてください。

PHMODE (ピン2) : フェーズ・セクタへの制御入力。内部発振器と CLKOUT ピンの間の位相関係を決めます。2 相動作の場合はこのピンを INTV_{CC} に接続し、3 相動作の場合は SGND に接続し、4 相動作の場合は INTV_{CC}/2 に接続します。

MODE (ピン3) : 動作モード選択ピン。すべての出力負荷で連続同期動作を強制するには、このピンを INTV_{CC} に接続します。SGND に接続すると、軽負荷で不連続モード動作がイネーブルされます。このピンを INTV_{CC}/2 に接続すると、不連続期間中は内部クロックが遮断されます。

FB (ピン4) : 出力帰還電圧ピン。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。このピンは、通常、出力電圧の抵抗分割器に接続されます。

TRACK/SS (ピン5) : 出力トラッキングおよびソフトスタート・ピン。このピンにより、ユーザは出力電圧の立ち上がり時間を制御することができます。このピンの電圧が 0.6V より低くなると、エラーアンプへの内部リファレンス入力バイパスされ、代わりに FB ピンが TRACK ピンの電圧にサーボ制御されます。0.6V より高くなるとトラッキング機能が停止し、内部リファレンスによってエラーアンプの制御が再開されます。このピンには INTV_{CC} から 2.5 μ A のプルアップ電流が流れるので、このピンにコンデンサを接続すると、ソフトスタート機能を実現できます。

ITH (ピン6) : 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。電流コンパレータの作動しきい値は、(通常 0.3V ~ 1.8V) のこの電圧に直線的に比例します。このピンを INTV_{CC} に接続すると、内部補償と電圧ポジショニングがアクティブになり、I_{OUT} = 0 では V_{OUT} が公称値より 1.5% 高い電圧まで、I_{OUT} = 5A では 1.5% 低い電圧まで上昇します。

RUN (ピン7) : 実行制御入力ピン。RUN ピンを 1.2V より高い電圧に接続すると、デバイスの動作がイネーブルされます。RUN ピンを 1.1V より低い電圧に接続すると、デバイスはシャットダウンします。

PGOOD (ピン8) : オープンドレイン・ロジックを備えた出力パワーグッド・ピン。FB ピンの電圧が内部 0.6V リファレンスの $\pm 10\%$ 以内に入らない場合、PGOOD はグランド電位になります。

V_{ON} (ピン9) : オン時間電圧の入力。オン時間コンパレータの電圧作動点。このピンを出力電圧に接続するとオン時間は V_{OUT} に比例し、スイッチング周波数は別の V_{OUT} で一定に保たれます。ただし、V_{ON} が 0.6V より低いか 6V より高い場合、スイッチング周波数は一定に保たれなくなります。

PGND (ピン10、露出パッドのピン25) : 電源グランド。内部パワー MOSFET のリターン・パス。このピンは入力コンデンサと出力コンデンサの負端子に接続します。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。

SW (ピン11 ~ 16) : 外付けインダクタへのスイッチ・ノードの接続ピン。SW の電圧振幅の範囲は、グランドよりダイオードの電圧降下分だけ低い電位から PV_{IN} までです。

PV_{IN} (ピン17, 18) : 大電力用 V_{IN} ピン。内蔵パワー MOSFET への入力電圧。

SV_{IN} (ピン19) : 信号用 V_{IN} ピン。内蔵 3.3V レギュレータへのフィルタを通した入力電圧。SV_{IN} と PV_{IN} の間に抵抗 (1 Ω ~ 10 Ω) を接続し、0.1 μ F のコンデンサで GND にバイパスします。

BOOST (ピン20) : 内部の上側パワー MOSFET 用の昇圧されたフロート・ドライバ電源。ブートストラップ・コンデンサの (+) 端子をここに接続します。このピンの振幅範囲は、INTV_{CC} よりダイオードの電圧降下分だけ低い電位から PV_{IN} + INTV_{CC} までです。

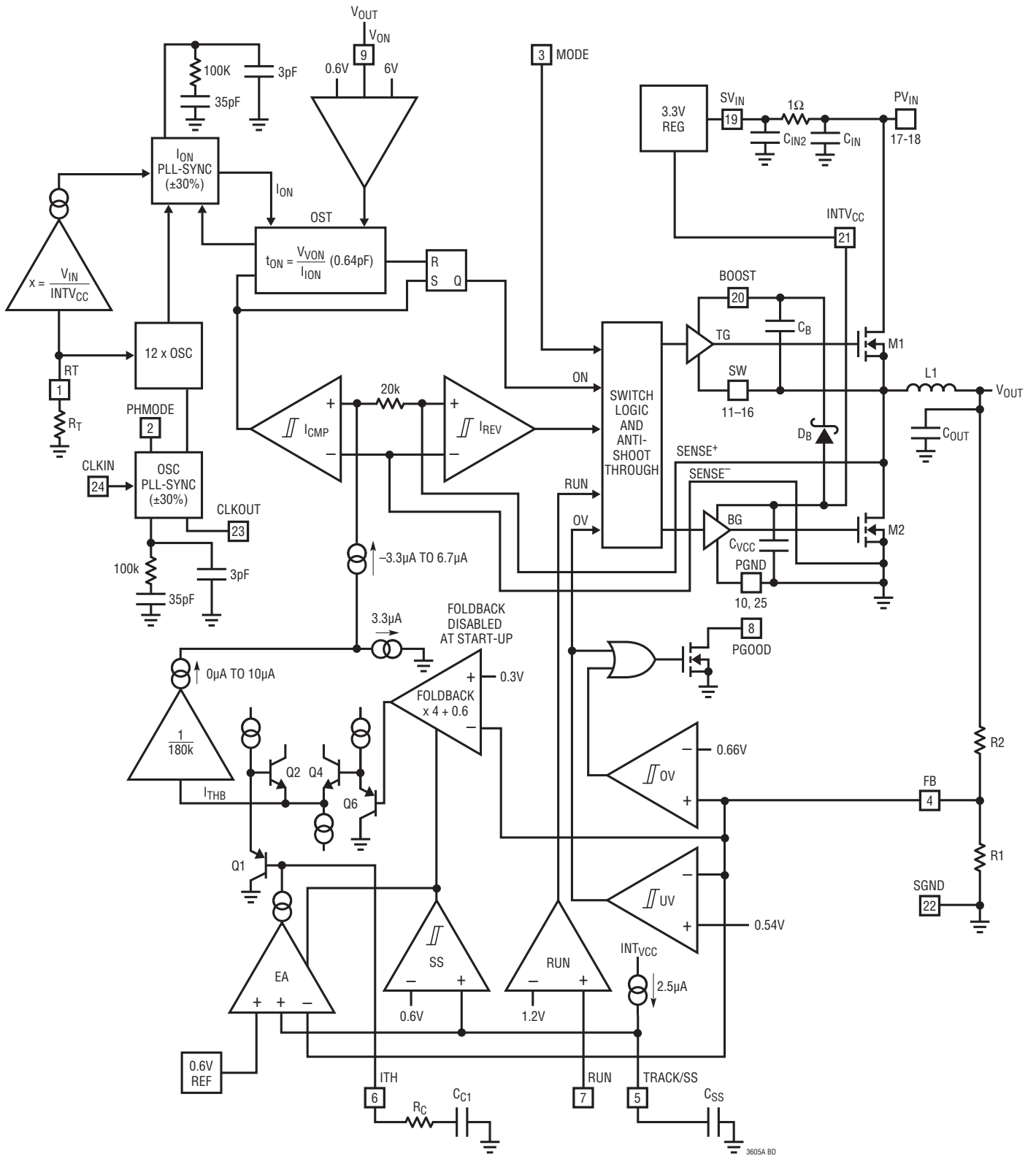
INTV_{CC} (ピン21) : 内蔵 3.3V レギュレータの出力。内部パワー・ドライバおよび制御回路はこの電圧源から給電されます。このピンは、最小 1 μ F の低 ESR セラミック・コンデンサで電源グランドから分離してください。

SGND (ピン22) : 信号グランドの接続ピン。

CLKOUT (ピン23) : PolyPhase 動作の出力クロック信号。CLKIN を基準にした CLKOUT の位相は PHMODE ピンの状態で決まります。CLKOUT でのピーク・トゥ・ピークの振幅範囲は INTV_{CC} から GND までです。

CLKIN (ピン24) : 位相検出器の外部同期入力。このピンは内部で SGND に 20k Ω で終端されています。内部の位相同期ループにより、上側のパワー NMOS のターンオン信号は、CLKIN の信号の立ち上がりエッジと強制的に同期されます。

ブロック図



動作

メイン制御ループ

LTC3605Aは電流モードのモノリシック降圧レギュレータです。通常動作では、内部の上側MOSFETはワンショット・タイマ(OST)によって決まる一定の時間オンします。上側パワーMOSFETがオフすると、下側パワーMOSFETがオンします。このオン状態は、電流コンパレータ I_{CMP} が作動してワンショット・タイマが再始動し、次のサイクルが開始されるまで持続します。インダクタ電流は、下側パワーMOSFETのドレイン-ソース間での電圧降下を検出することで測定します。ITHピンの電圧により、インダクタの谷電流に対応した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、出力電圧からの帰還信号 V_{FB} を内部の0.6Vリファレンス電圧と比較することによってこのITH電圧を調節します。負荷電流が増加すると、内部リファレンスに比べて帰還電圧が低下します。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、さらに負になることがあります。これを電流反転コンパレータ I_{REV} が検出し、下側パワーMOSFETをオフするので、デバイスは不連続動作に入ります。ITH電圧がゼロ電流レベル(0.6V)を超えて新しいサイクルが開始されるまで、上下両側のパワーMOSFETがオフ状態に保たれ、出力コンデンサが負荷電流を供給します。MODEピンを $INTV_{CC}$ に接続して不連続モード動作をディスエーブルすると、出力負荷に関係なく連続同期動作が強制されます。

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は、CLKINピンに外部クロック信号が存在すると、発振器周波数を外部クロック信号にサーボ制御します。内部位相同期ループは、スイッチング・レギュレータのオン時間をサーボ制御して内部発振器を追尾し、強制的に一定のスイッチング周波数にします。

過電圧コンパレータOVおよび低電圧コンパレータUVは、出力帰還電圧(V_{FB})がレギュレーション点の前後 $\pm 10\%$ の範囲から外れると、PGOOD出力を“L”に引き下げます。OV状態と

UV状態の間は連続動作が強制されます。ただし、TRACKピンの電圧が0.6Vまで上昇している起動時は除きます。

出力がグラウンドに短絡すると、フォールドバック電流制限が作動します。 V_{FB} が0に低下すると、下側パワーMOSFETの両端(ドレイン-ソース)間で許容される最大検出電圧は元の値の約40%まで低下して、インダクタの谷電流が減少します。

RUNしきい値

RUNピンの電圧をグラウンド電位まで下げると、LTC3605Aは強制的にシャットダウン状態になり、上下両側のパワーMOSFETおよびほとんどの内部制御回路はオフします。RUNピンの電圧を0.6Vより高くすると、内部リファレンスだけはオンしますが、パワーMOSFETは依然オフに保たれます。RUNの電圧をさらに1.2Vより高くすると、デバイス全体がオンします。

INTV_{CC}レギュレータ

内部の低ドロップアウト(LDO)レギュレータは、ドライバと内部バイパス回路に電力を供給する3.3V電源を発生します。INTV_{CC}は100mA RMSまで供給可能で、最小1 μ Fのセラミック・コンデンサを使ってグラウンドにバイパスする必要があります。パワーMOSFETのゲート・ドライバが必要とする大量の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、入力電圧が高く、スイッチング周波数が高いアプリケーションでは、LDO内の電力損失が高いためダイ温度が上昇します。負荷をINTV_{CC}ピンに接続すると、LDOはRMS電流定格に向かってさらに近づき、電力損失が増加してダイ温度が上昇するので、負荷をINTV_{CC}に接続することは推奨しません。

V_{IN}過電圧保護

内部のパワーMOSFETデバイスをトランジェント電圧スパイクから保護するため、LTC3605AではV_{IN}ピンを連続してモニタし、過電圧状態の有無を検査します。V_{IN}が23.5Vより高くなると、レギュレータは上下両側のパワーMOSFETをオフして動作を一時停止します。V_{IN}が21.5Vより低くなると、レギュレータは直ちに通常動作を再開します。レギュレータは、過電圧状態から抜け出るときはソフトスタート機能を実行しません。

動作

出力電圧のプログラミング

出力電圧は次式に従って外付けの抵抗分割器によって設定されます。

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

図1に示すように、 V_{FB} ピンは出力電圧を抵抗分割器で分圧した電圧を検出することができます。

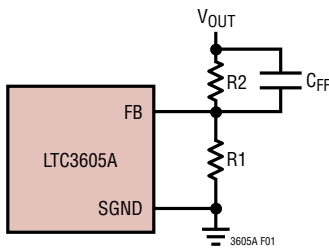


図1. 出力電圧の設定

スイッチング周波数のプログラミング

抵抗をRTピンとSGNDの間に接続すると、次式に従ってスイッチング周波数が800kHz～4MHzに設定されます。

$$\text{Frequency (Hz)} = \frac{1.6e11}{R_T (\Omega)}$$

内部PLLの同期範囲は設定された周波数を中心にして±30%です。したがって、外部クロック同期の間は、外部クロック周波数がRTによる設定周波数の±30%の範囲内に必ず入るようにします。

出力電圧トラッキングとソフトスタート

ユーザはLTC3605AのTRACK/SSピンによってその出力電圧の上昇率をプログラムすることができます。内蔵の2μA電流源により、TRACK/SSピンの電圧はINTV_{CC}になります。外付けコンデンサをTRACK/SSに接続すると、出力をソフトスタートさせて入力電源の電流サージを防ぐことができます。出力トラッキング・アプリケーションでは、別の電圧源によってTRACK/SSを外部から駆動することができます。0V～0.6Vでは、エラーアンプに入力される内部0.6VリファレンスがTRACK/SSの電圧によって無効になるので、帰還電圧はTRACK/SSピンの電圧に安定化されます。起動中は、LTC3605Aは不連続モードで動作します。TRACK/SSの電圧が0.6Vより高くな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安定化されるようになります。

出力パワーグッド

LTC3605Aの出力電圧がレギュレーション点の前後±10%の範囲内にある場合は（そのことは V_{FB} の電圧が0.54V～0.66Vの範囲内にあることとして反映され）、出力電圧は良好な状態にあり、PGOODピンは外付け抵抗によって“H”になります。そうでない場合は、オープンドレインの内部プルダウン・デバイス（12Ω）により、PGOODピンは“L”になります。トランジェント時または V_{OUT} の動的変化時にPGOODの不要な誤動作を防ぐため、LTC3605AのPGOODの立ち上がりエッジにはスイッチング・サイクル約52回分のブランキング遅延が含まれています。

マルチフェーズ動作

5Aを超える電流を必要とする出力負荷の場合は、複数のLTC3605Aをカスケード接続して位相をずらして動作させ、出力電流を増やすことができます。CLKINピンによってLTC3605Aは外部クロック（RTで設定された周波数の±30%）に同期させることができます。また、内部の位相同期ループによってLTC3605AはCLKINの位相にも同期することができます。CLKOUT信号を後続のLTC3605A段のCLKINピンに接続して、システム全体の周波数と位相の両方を揃えることができます。PHMODEピンをINTV_{CC}、SGND、またはINTV_{CC}/2に接続すると、（CLKINとCLKOUTの間に）それぞれ180度、120度、または90度の位相差が発生し、それぞれが2相、3相、または4相の動作に対応します。各LTC3605AのPHMODEピンを異なるレベルにプログラムすることにより、合計12相をカスケード接続し、互いに位相がずれた状態で同時に動作させることができます。

内部/外部のITH補償

単相動作では、ユーザは、I_{TH}ピンをINTV_{CC}に接続して内部補償をイネーブルすることにより、ループ補償を簡素化することができます。これにより、40pFコンデンサに直列に接続されている内部30k抵抗がエラーアンプの出力（内部ITH補償点）に接続されると同時に、出力電圧が無負荷ではレギュレーション電圧より1.5%高い電圧、最大負荷ではレギュレーション電圧より1.5%低い電圧になるように出力電圧ポジショニングが作動します。この場合には簡素化を優先させているので、OPTI-LOOP®による最適化は犠牲になっています。後者では、ITHの部品は外付けであり、ループのトランジェント応答を最小の出力容量で最適化するようにITHの部品が選択されます。

動作

最小オフ時間と最小オン時間に関する検討事項

最小オフ時間 $t_{OFF(MIN)}$ は、LTC3605Aが下側パワーMOSFETをオンし、電流コンパレータを作動させて、下側パワーMOSFETをオフに戻すことができる最小時間です。この時間は通常約70nsです。最小オフ時間の制約により、最大デューティ・サイクルは $t_{ON}/(t_{ON} + t_{OFF(MIN)})$ に制限されます。たとえば、入力電圧が低下したために最大デューティ・サイクルに達すると、出力はレギュレーション状態から外れます。ドロップアウトを避けるための最小入力電圧は次のとおりです。

$$V_{IN(MIN)} = V_{OUT} \cdot \frac{t_{ON} + t_{OFF(MIN)}}{t_{ON}}$$

逆に、最小オン時間は、上側のパワーMOSFETがその「オン」状態を持続できる最小時間です。この時間は標準40ns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・サイクルは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。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、出力電圧はレギュレーション状態に留まりますが、スイッチング周波数は設定値より減少します。多くのアプリケーションではこれを許容できるので、この制約はほとんどの場合決定的に重要だというわけではありません。深刻な結果を懸念することなく高いスイッチング周波数を設計に使用することができます。インダクタとコンデンサの選択のセクションで示すように、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サイズが小さくなります。

C_{IN} と C_{OUT} の選択

入力容量 C_{IN} が必要なのは、上側パワーMOSFETのドレインで台形波電流を除去するためです。大きいトランジェント電圧の発生を防ぐには、最大実効値電流に対応できる大きさの低ESR入力コンデンサを使用する必要があります。最大実効値電流は次式で与えられます。

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

この式は $V_{IN} = 2V_{OUT}$ のときに最大値になります。ここで、 $I_{RMS} \approx I_{OUT}/2$ です。設計ではこの単純なワーストケース条件がよく使用されます。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・メーカーの規定するリップル電流定格は多くの場合2000時間の寿命試験のみ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、つまり必要とされる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大容量の入力容量が必要です。

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} は次式で求められます。

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

ΔI_L は入力電圧に応じて増加するので、出力リップルは最大入力電圧のときに最大になります。ESRおよび実効値電流処理の要件を満たすには、複数のコンデンサを並列に配置することが必要な場合があります。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すべ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・コンデンサは容量密度が最高ですが、スイッチング電源に使用するにはサージ・テストが実施されているタイプのみを使うことが重要です。アルミ電解コンデンサはESRが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、コスト重視のアプリケーションに使うことができます。セラミック・コンデンサは実装面積が小さく、低ESRの優れた特性をもっています。それらのバルク容量は比較的小さいので、複数個並列に使うことが必要な場合があります。

動作

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

現在では、値の大きい低価格セラミック・コンデンサが小型ケース・サイズで入手できるようになっています。これらはリップル電流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。入力にセラミック・コンデンサを使用し、コードの長い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 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。

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ついてすべてのセラミックの中で温度特性と電圧特性が最も優れています。

セラミック・コンデンサのESRは非常に小さいため、代わりに入力コンデンサと出力コンデンサが電荷保存の要件を満たす必要があります。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。出力の低下量 V_{DROOP} は、通常最初のサイクルの直線的な低下の約2~3倍です。したがって、おおよそ以下の出力コンデンサの値から開始するのが良いでしょう。

$$C_{OUT} \approx 2.5 \frac{\Delta I_{OUT}}{f_0 \cdot V_{DROOP}}$$

デューティ・サイクルと負荷ステップの要件に依存して、さらに大きな容量が必要になることがあります。

ほとんどのアプリケーションでは、電源のインピーダンスは非常に小さいので、入力コンデンサが必要なのは高周波をバイパスするためだけです。これらの条件では、通常22 μ Fのセラミック・コンデンサで十分です。この入力コンデンサは PV_{IN} ピンにできるだけ近づけて配置してください。

インダクタの選択

望みの入力電圧と出力電圧が与えられると、インダクタ値と動作周波数によってリップル電流が決まります。

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

リップル電流が小さいと、インダクタのコア損失、出力コンデンサのESR損失、および出力電圧リップルが減少します。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に得られます。ただし、これを達成するには大きなインダクタが必要です。部品のサイズ、効率および動作周波数の間には交換条件があります。

妥当な出発点として、 $I_{OUT(MAX)}$ の約50%のリップル電流を選択します。これは、 V_{OUT} が1.8V以下の低 V_{OUT} 動作で特に重要です。デバイスの谷電流コンパレータの信号対ノイズ比が、一定のスイッチング周波数を強制するのに十分な大きさになるように、十分に大きい電流リップル(40%~50%)を発生するインダクタンス値を選択するよう注意する必要があります。その一方で、最大の V_{IN} では最大のリップル電流が発生することにも注意してください。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。

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

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ほどコア損失は減少します。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、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小さく、高いスイッチング周波数に適しているため、設計目標を銅損失と飽和防止に集中することができます。フェライト・コアの材質は「ハードに」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急激に低下します。その結果、インダクタのリップル電流が急増し、そのため出力電圧リップルが増加します。コアを飽和させないでください。

動作

表 1. インダクタの選択表

インダクタンス	DCR	最大電流	サイズ	高さ
Vishay IHLP-2525CZ-01 Series				
0.33 μ H	4.1m Ω	18A	6.7mm \times 7mm	3mm
0.47 μ H	6.5m Ω	13.5A		
0.68 μ H	9.4m Ω	11A		
0.82 μ H	11.8m Ω	10A		
1.0 μ H	14.2m Ω	9A		
Vishay IHLP-1616BZ-11 Series				
0.22 μ H	4.1m Ω	12A	4.3mm \times 4.7mm	2.0mm
0.47 μ H	15m Ω	7A		
Toko FDV0620 Series				
0.20 μ H	4.5m Ω	12.4A	7mm \times 7.7mm	2.0mm
0.47 μ H	8.3m Ω	9A		
1 μ H	18.3m Ω	5.7A		
NEC/Tokin MLC0730L Series				
0.47 μ H	4.5m Ω	16.6A	6.9mm \times 7.7mm	3.0mm
0.75 μ H	7.5m Ω	12.2A		
1 μ H	9m Ω	10.6A		
Cooper HCP0703 Series				
0.22 μ H	2.8m Ω	23A	7mm \times 7.3mm	3.0mm
0.47 μ H	4.2m Ω	17A		
0.68 μ H	5.5m Ω	15A		
0.82 μ H	8m Ω	13A		
1 μ H	10m Ω	11A		
1.5 μ H	14m Ω	9A		
TDK RLF7030 Series				
1 μ H	8.8m Ω	6.4A	6.9mm \times 7.3mm	3.2mm
1.5 μ H	9.6m Ω	6.1A		
2.2 μ H	12m Ω	5.4A		
Würth Elektronik WE-HC 744312 Series				
0.25 μ H	2.5m Ω	18A	7mm \times 7.7mm	3.8mm
0.47 μ H	3.4m Ω	16A		
0.72 μ H	7.5m Ω	12A		
1 μ H	9.5m Ω	11A		
1.5 μ H	10.5m Ω	9A		

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どう選択するかは、主に価格とサイズの要件や放射フィールド/EMIの要件に依存します。新しいデザインの表面実装型インダクタは、東光、Vishay、NECトーキン、Cooper、TDK、および Würth Electronik から入手できます。詳細については表 1 を参照してください。

トランジェント応答のチェック

OPTI-LOOP 補償により、広範な負荷と出力コンデンサに対してトランジェント応答の最適化を図ることができます。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ただけでなく、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、このピンで見ら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。

このデータシートの表紙の回路に示す 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妥当な出発点となります。直列 R-C フィルタにより、支配的なポール-ゼロの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は(推奨値の 0.5~2 倍)変更することができます。さまざまなタイプと値によってループ帰還係数と位相が決まるので、まず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 1 μ s ~ 10 μ s 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。

スイッチング・レギュレータは負荷電流のステップにตอบสนอง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即座にシフトします。ここで、ESR は C_{OUT} の実効直列抵抗です。 ΔI_{LOAD} は C_{OUT} の充電または放電も開始し、レギュレータが使用する帰還誤差信号を生成して、 V_{OUT} をその定常状態値に戻します。この回復期間に V_{OUT} をモニタして、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ングがないかチェックすることができます。

動作

初期出力電圧ステップが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、標準的2次オーバーシュート/DC比を使用することはできません。ループの利得はRが大きくなるにつれて大きくなり、ループの帯域幅はCが小さくなるにつれて大きくなります。Rの増加率がCの減少率と同じである場合はゼロ周波数が同じ値に保たれるので、帰還ループの最重要周波数範囲では位相が同じ状態に保たれます。さらに、フィードフォワード・コンデンサC_{FF}を追加すると、図1に示すように、高周波応答を改善することができます。コンデンサC_{FF}は、R2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得ることができるので、位相余裕が改善されます。

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。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。

アプリケーションによっては、(10μFを超える)大容量の入力コンデンサが接続されている負荷でスイッチングが行われるとさらに大きなトランジェント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。負荷に接続しているスイッチの抵抗が低く、急速に駆動された場合、この問題を防止するのに十分な電流を供給できるレギュレータはありません。解決策は負荷スイッチのドライバのターンオン速度を制限することです。Hot Swap™コントローラはこの目的専用に設計され、通常は電流制限機能、短絡保護、ソフトスタート機能が組み込まれています。

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での効率は、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。多くの場合、個々の損失を分析して、効率を制限する要素が何であり、また何が変化すれば最も効率が改善されるかを判断することが有益です。パーセント表示での効率は、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ト値で表した個々の損失です。

回路内の電力を消費するすべての素子で損失が生じますが、LTC3605Aの回路での損失の大部分は、通常、主に次の3つの要因によって生じます。これらは、1)I²R損失、2)スイッチングおよびバイアスでの損失、3)その他の損失です。

1. I²R損失は内部スイッチのDC抵抗R_{SW}と外付けインダクタのDC抵抗R_Lから計算されます。連続モードでは、平均出力電流はインダクタLを流れますが、内蔵の上側パワーMOSFETと下側パワーMOSFETとの間で分かれます。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R_{DS(ON)}は、両方とも「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損失は次式で求められます。

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

2. INTV_{CC}の電流はパワーMOSFETドライバ電流および制御回路電流の和です。パワー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。パワーMOSFETのゲートが“L”から“H”、そして再び“L”に切り替わるたびに、微小電荷dQがINTV_{CC}からグラウンドに移動します。結果として得られるdQ/dtはINTV_{CC}から流出する電流であり、通常は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(Q_T + Q_B)です。ここで、Q_TおよびQ_Bは内蔵の上側および下側パワーMOSFETのゲート電荷であり、fはスイッチング周波数です。INTV_{CC}はV_{IN}によって給電される低ドロップアウト・レギュレータの出力なので、その電力損失は次式のとおりです。

$$P_{LDO} = V_{IN} \cdot I_{INTVCC}$$

さまざまな周波数での標準的なI_{INTVCC}電流については、「標準的性能特性」の「I_{INTVCC}と周波数」の曲線を参照してください。

3. 遷移損失、銅線の抵抗、内部負荷抵抗など、その他の「隠れた」損失が電源システム全体のさらなる効率低下の原因になる可能性があります。これらの「システム」レベルの損失をシステムの設計段階で盛り込むことが非常に重要

動作

です。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。LTC3605Aの内部パワー・デバイスは十分速く切り替わるので、これらの損失は他の要因に比べると大きくはありません。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その他の損失は、一般に全追加損失の2%に満たない値です。

熱に関する検討事項

大半のアプリケーションでは、LTC3605Aは効率が高く、その底面が露出したQFNパッケージの熱抵抗は低いので、熱はあまり放散されません。ただし、高い周囲温度、高い V_{IN} 、高いスイッチング周波数、最大出力電流負荷でLTC3605Aが動作するアプリケーションでは、放散される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160°Cに達すると、温度が約15°C下がるまで両方のパワースイッチがオフします。

LTC3605Aが最大接合部温度を超えないようにするには、熱に関する一定の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。

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

一例として、 $V_{IN} = 12V$ 、 $I_{OUT} = 5A$ 、 $f = 1MHz$ 、 $V_{OUT} = 1.8V$ のアプリケーションにLTC3605Aを使用する場合を検討します。パワーMOSFETの等価抵抗 R_{SW} は次のようになります。

$$\begin{aligned} R_{SW} &= R_{DS(ON)Top} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} + R_{DS(ON)Bot} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \\ &= 70m\Omega \cdot \frac{1.8}{12} + 35m\Omega \cdot \frac{10.2}{12} \\ &= 40.25m\Omega \end{aligned}$$

無負荷で1MHz強制連続動作の間の V_{IN} 電流は約11mAであり、それにはスイッチング損失と内部バイアス電流損失、遷移損失、インダクタのコア損失、アプリケーション内の他の損

失が含まれます。したがって、デバイスによる全電力損失は次のとおりです。

$$\begin{aligned} P_D &= I_{OUT}^2 \cdot R_{SW} + V_{IN} \cdot I_{VIN} \text{ (無負荷時)} \\ &= 25A^2 \cdot 40.25m\Omega + 12V \cdot 11mA = 1.14W \end{aligned}$$

4mm×4mmのQFNパッケージの接合部-周囲雰囲気間熱抵抗 θ_{JA} は37°C/W前後です。したがって、周囲温度25°Cで動作するレギュレータの接合部温度は、およそ次の値になります。

$$T_J = 1.14W \cdot 37^\circ C/W + 25^\circ C = 67^\circ C$$

上の接合部温度は25°Cでの $R_{DS(ON)}$ から得られたことに留意すると、 $R_{DS(ON)}$ は温度に依存して増加するので、より大きな $R_{DS(ON)}$ に基づいて接合部温度を再計算することもできます。67°Cで R_{SW} が15%大きくなると仮定して再計算すると、新しい接合部温度は72°Cになります。より高い周囲温度またはスイッチング周波数あるいはその両方がアプリケーションで要求される場合は、ヒートシンクまたは空気流を使用してデバイスの温度上昇を減らすよう注意が必要です。図2はDC1215デモ用ボードに基づいた温度デレーティング曲線です。

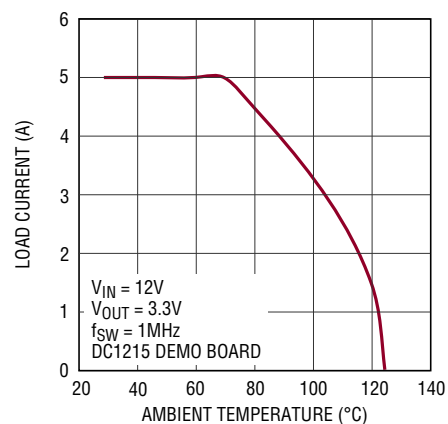


図2. 負荷電流と周囲温度

接合部温度の測定

接合部周囲間熱抵抗は、デバイスが実装されているプリント回路基板上の放熱用銅領域の面積と量、さらにデバイスに対する

動作

空気流の量に応じて変化します。接合部温度を直接測定する方法の1つは、いずれかのピン(PGOOD)にある内部接合ダイオードを使用し、周囲温度の変化に基づいてそのダイオード電圧の変化を測定する方法です。まず、外付けの受動部品をPGOODピンからすべて取り外し、次にPGOODピンから100 μ Aを引き出してその内部接合ダイオードを導通させ、PGOODピンに負電圧のバイアスをかけます。出力電流負荷なしで、25 $^{\circ}$ C、75 $^{\circ}$ Cおよび125 $^{\circ}$ Cの周囲温度でPGOODの電圧を測定して、PGOODの電圧差と周囲温度差の関係の勾配を確定します。この勾配を確定したら、接合部温度の上昇を対応する出力負荷電流でのパッケージ内の電力損失の関数として測定することができます。この方法ではPGOODピンの電圧の絶対最大定格に違反することに留意してください。ただし、電流を制限しているのでデバイスが損傷することはありません。

基板レイアウトに関する検討事項

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、LTC3605Aが正しく動作するようにしてください(図3を参照)。レイアウトでは、以下の項目をチェックしてください。

1. コンデンサ C_{IN} は電源 PV_{IN} と電源PGNDにできるだけ近づけて接続されていますか。このコンデンサは内蔵のパワーMOSFETとそれらのドライバにAC電流を供給します。

2. C_{OUT} と $L1$ は近づけて接続されていますか。 C_{OUT} の(-)電極はPGNDと C_{IN} の(-)電極に電流を戻します。
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ウンド・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、トレースをできるだけ短くします。 $R1$ と $R2$ はデバイスの近くに配置してください。
4. パッケージの裏面にある露出パッド(ピン25)はPGNDプレーンに半田付けしてください。このPGNDプレーンをサーマルビアを介して他の層に接続すると、LTC3605Aから熱を放散するのに役立ちます。
5. 影響を受けやすい部品はSWピンから遠ざけてください。 R_T 抵抗、補償コンデンサの C_C と C_{ITH} 、すべての抵抗 $R1$ 、 $R3$ および R_C 、さらにINTV $_{CC}$ バイパス・コンデンサは、SWトレースおよびインダクタ $L1$ から離して配置します。また、SWピンのパッドはできるだけ小さくします。
6. グラウンド・プレーンが望ましいですが、設けることができない場合は信号グラウンドと電源グラウンドを分離して小信号部品をSGNDピンに戻し、その後出力コンデンサ C_{OUT} の負端子でPGNDに接続します。

すべての層の未使用領域は銅で覆ってください。これにより、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PGNDに接続してください。

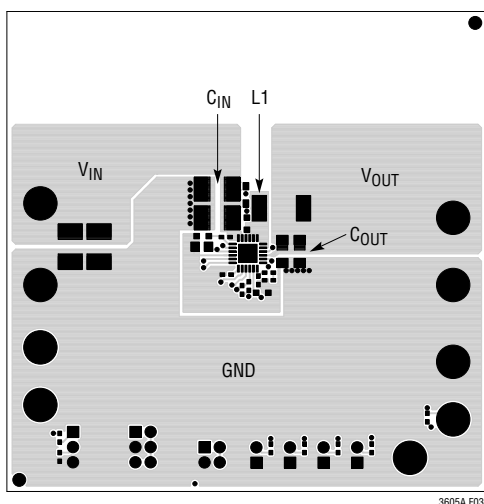


図3a. PCBレイアウトの例—上面

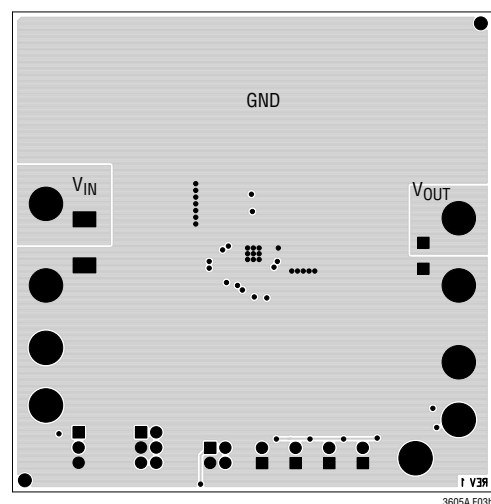


図3b. PCBレイアウトの例—底面

動作

設計例

設計例として、以下の仕様のアプリケーションにLTC3605Aを使う場合を考えます。

$$V_{IN} = 10.8V \sim 13.2V, V_{OUT} = 1.8V, I_{OUT(MAX)} = 5A, \\ I_{OUT(MIN)} = 500mA, f = 2MHz$$

高負荷電流と低負荷電流の両方で効率が重要なので、不連続動作を利用します。まず、2MHzのスイッチング周波数に対応する正しい R_T 抵抗値を特性曲線から選択します。それを基準にすると、 R_T は80.6kになります。次に、最大の V_{IN} で約50%のリプル電流になるようにインダクタ値を計算します。

$$L = \left(\frac{1.8V}{2MHz \cdot 2.5A} \right) \left(1 - \frac{1.8V}{13.2V} \right) = 0.31\mu H$$

最も近い標準値のインダクタは0.33 μ Hです。

C_{OUT} は、出力電圧リップルの要件を満たすのに必要なESRと、ループの安定性を確保するのに必要なバルク容量に基づいて選択します。この設計回路では、47 μ Fのセラミック・コンデンサを2個使用します。

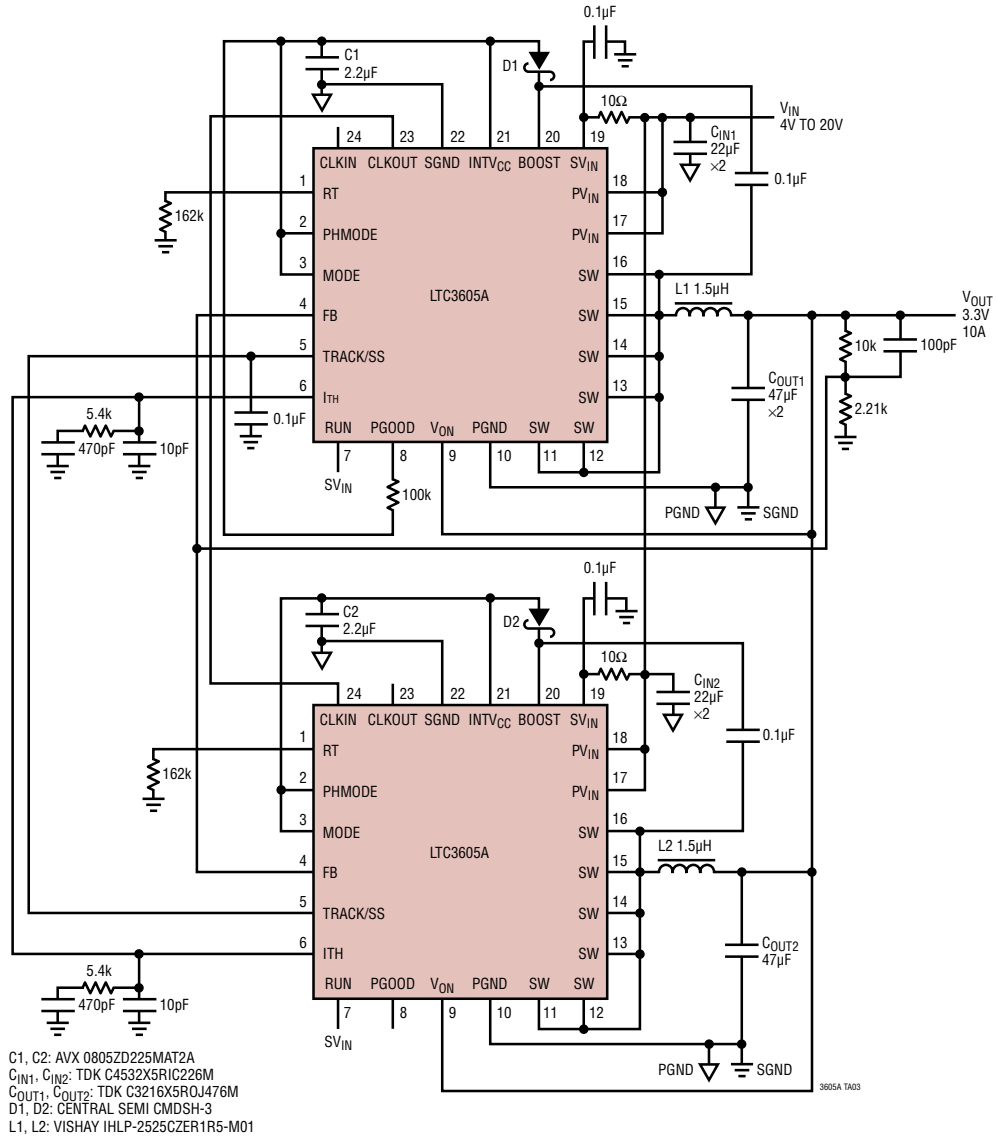
C_{IN} は次の最大電流定格を満たすサイズのものにします。

$$I_{RMS} = 5A \left(\frac{1.8V}{13.2V} \right) \left(\frac{13.2V}{1.8V} - 1 \right)^{1/2} = 1.7A$$

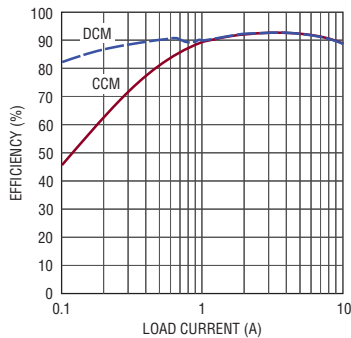
ほとんどのアプリケーションでは、2個の22 μ Fセラミック・コンデンサ2個で PV_{IN} ピンをデカップリングすれば十分です。

標準的応用例

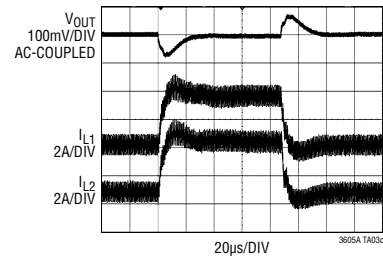
12V/10A、2相単一出力レギュレータ



12V/10A、2相での効率

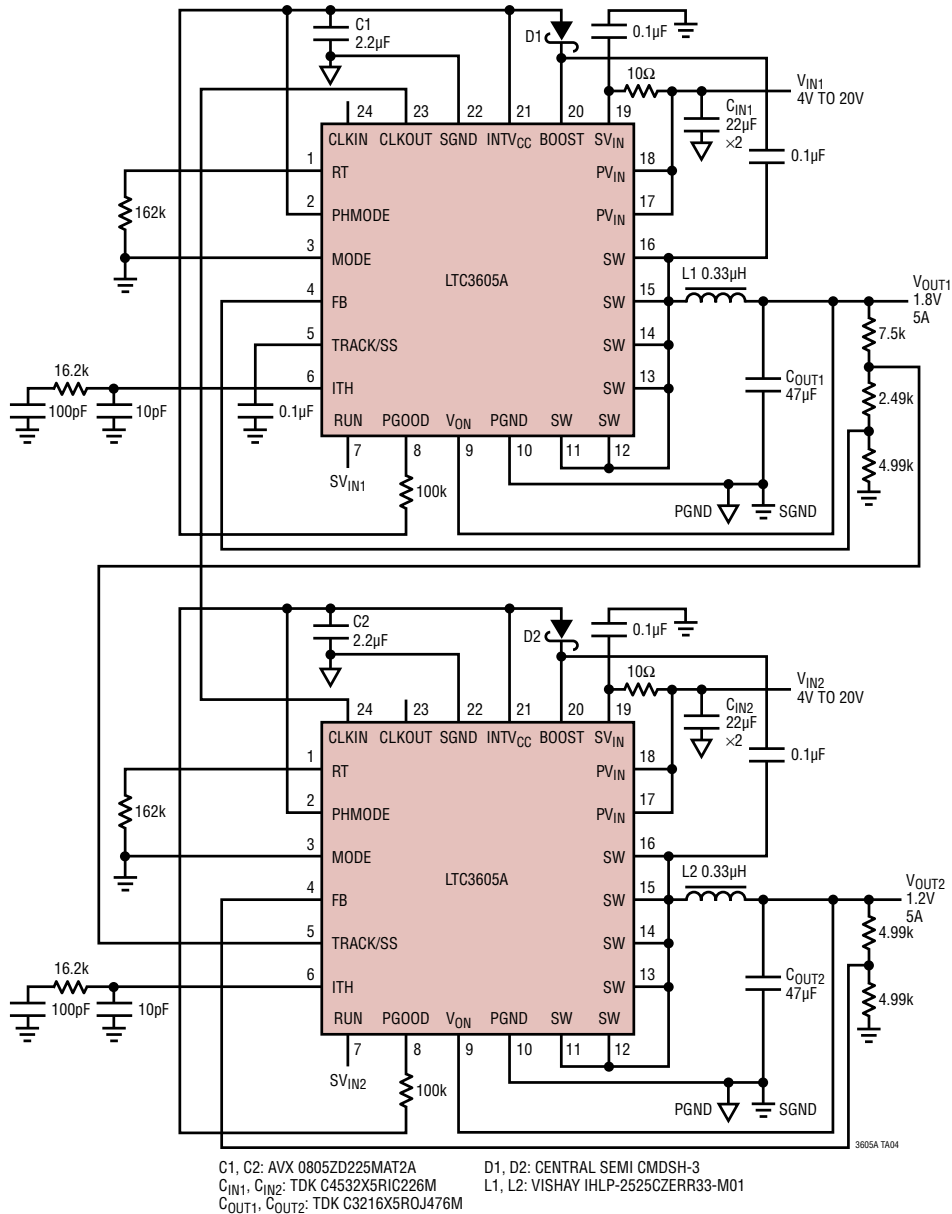


12V/10A、2相での負荷ステップ

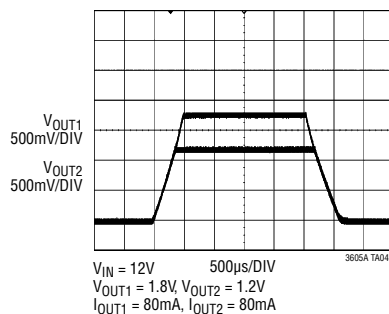


標準的応用例

2 出カトラッキング・アプリケーション



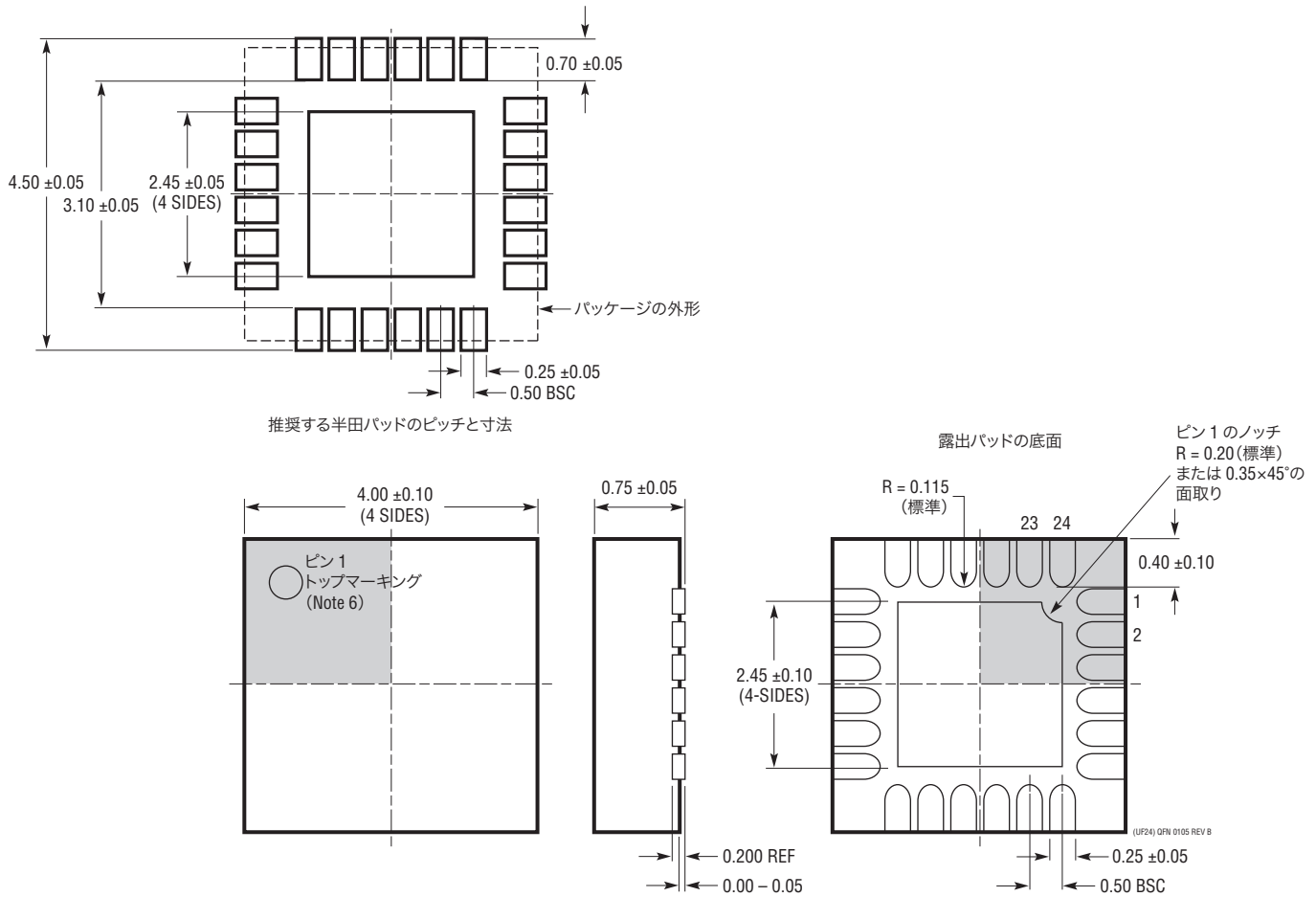
2 出カトラッキング波形



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。

UF Package 24-Lead Plastic QFN (4mm×4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1697 Rev B)



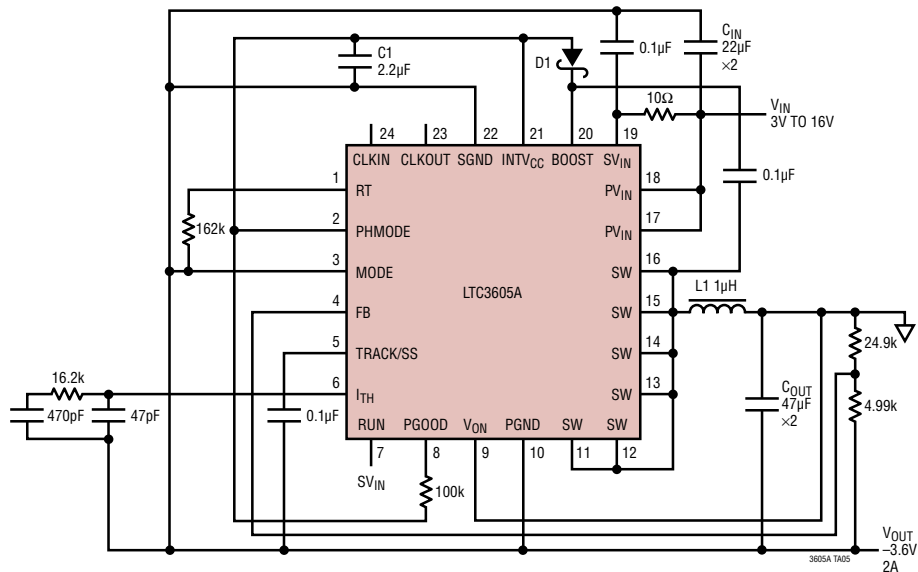
改訂履歴

REV	日付	概要	ページ番号
A	12/12	V _{IN_0V} の仕様を更新。	3
B	09/13	電氣的仕様の条件を明確化。	2,3
		電氣的特性セクションの仕様を明確化。	3
		TRACK/SSピンの記述を明確化。	6
		図を明確化。	7,17
		メイン制御ループの記述を明確化し、RUNしきい値セクションのヘッダを追加。	8

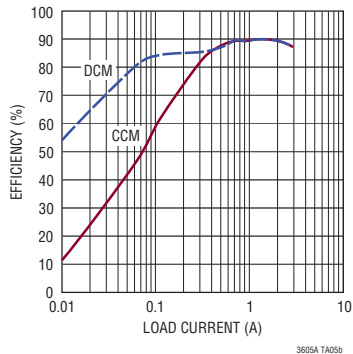
LTC3605A

標準的応用例

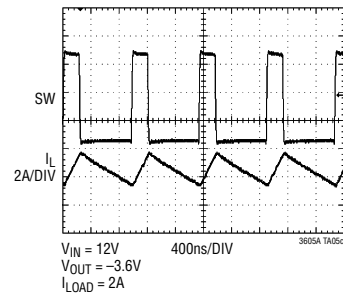
-3.6V 負電圧コンバータ



-3.6V 負電圧コンバータの効率



-3.6V 負電圧コンバータ



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3605	15V、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 ~ 15V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 2mA、I _{SD} < 1µA、4mm×4mm QFN24
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、3mm×3mm QFN16、MSE16
LTC3414/LTC3416	4A (I _{OUT})、4MHz 同期整流式降圧 DC/DC コンバータ	95% の効率、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	95% の効率、V _{IN} : 2.5V ~ 5.5V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 450µA、I _{SD} < 1µA、5mm×7mm QFN38
LTC3608	18V、8A (I _{OUT})、1MHz 同期整流式降圧 DC/DC コンバータ	95% の効率、V _{IN} : 4V ~ 18V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 900µA、I _{SD} < 15µA、7mm×8mm QFN52
LTC3610	24V、12A (I _{OUT})、1MHz 同期整流式降圧 DC/DC コンバータ	95% の効率、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	95% の効率、V _{IN} : 4V ~ 32V、V _{OUT(MIN)} = 0.6V、I _Q = 900µA、I _{SD} < 15µA、9mm×9mm QFN64

3605afb