

出力切断機能を備えた 15V、5A、2相同期整流式 昇圧DC/DCコンバータ

特長

- 入力電圧範囲: 1.8V ~ 5.5V、起動後は 500mV
- 可変出力電圧: 2.5V ~ 15V
- 出力電流 ($V_{IN} = 5V$, $V_{OUT} = 12V$): 1.5A
- 2相制御により出力電圧リップルを低減
- シャットダウン時に出力を入力から切断
- 同期整流動作: 最大95%の効率
- 突入電流の制限
- 外部クロックに同期できる最大3MHzのプログラム可能なスイッチング周波数
- 選択可能なBurst Mode®動作: $I_Q = 25\mu A$
- 出力過電圧保護
- 内部ソフトスタート
- シャットダウン時の I_Q は1 μA 未満
- 熱特性が改善された16ピン(3mm×5mm×0.75mm)DFNパッケージおよびTSSOPパッケージ

アプリケーション

- RF/マイクロ波パワーアンプ
- 圧電アクチュエータ
- 小型DCモータ、感熱式プリンタ
- バッテリー、5V、またはバックアップ・コンデンサを電源とする12Vアナログ・レール

LT, LT, LTC, LTM, Burst Mode, Linear Technologyおよびリニア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。

概要

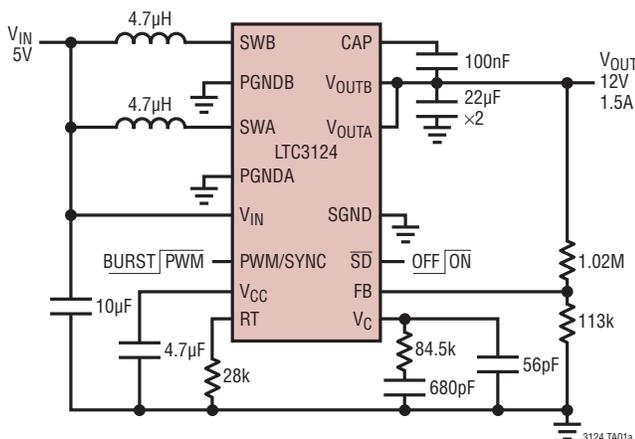
LTC®3124は、真の出力切断機能と突入電流制限機能を備えた2相同期整流式昇圧DC/DCコンバータで、最大15Vの出力電圧を供給できます。2相動作により、インダクタとコンデンサのピーク・リップル電流を大幅に低減できるので、インダクタとコンデンサのサイズを最小限に抑えることができます。位相当たり2.5Aの電流制限機能のほかに、出力電圧を最大15Vに設定できるので、LTC3124は要求の厳しいさまざまなアプリケーションに適しています。いったん起動すると、入力電圧が500mVに低下するまで動作を持続できます。

LTC3124のスイッチング周波数は100kHz ~ 3MHzの範囲でプログラム可能なので、最高の効率または最小のソリューション実装面積に合わせてアプリケーションを最適化できます。ノイズの影響を受けやすいアプリケーションの場合には、発振器を外部クロックに同期させることができます。選択可能なBurst Mode動作により、静止電流を25 μA に低減して、負荷の全範囲にわたって高い効率を確保できます。ソフトスタート回路を内蔵しているため、起動時の突入電流を制限できます。

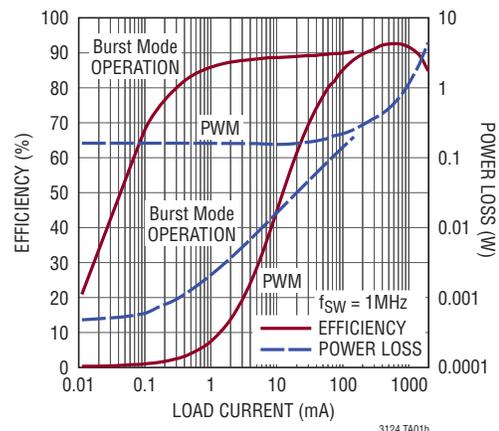
そのほかの機能としては、1 μA 未満のシャットダウン電流や、短絡状態、熱的過負荷状態、および出力過電圧状態での堅牢な保護があります。LTC3124は、16ピンDFNパッケージおよび熱特性が改善されたTSSOPパッケージで供給されます。

標準的応用例

5V入力、12V出力の同期整流式昇圧コンバータ



効率曲線



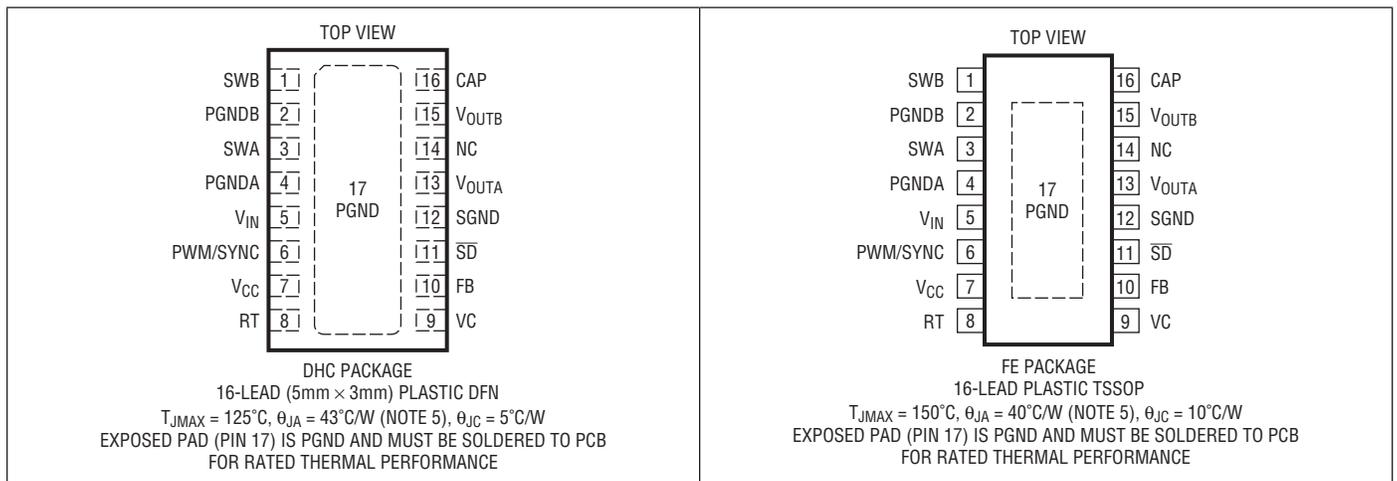
LTC3124

絶対最大定格 (Note 1)

V_{IN} の電圧	-0.3V ~ 6V
V_{OUTA} 、 V_{OUTB} の電圧	-0.3V ~ 18V
SWA、SWB の電圧 (Note 2)	-0.3V ~ 18V
SWA、SWB (パルス < 100ns) (Note 2)	-0.3V ~ 19V
VC の電圧	-0.3V ~ V_{CC}
RT の電圧	-0.3V ~ V_{CC}
CAP の電圧	
$V_{OUT} < 5.7V$	-0.3V ~ ($V_{OUT} + 0.3V$)
$5.7V \leq V_{OUT} \leq 11.7V$	($V_{OUT} - 6V$) ~ ($V_{OUT} + 0.3V$)
$V_{OUT} > 11.7V$	($V_{OUT} - 6V$) ~ 12V

他のすべてのピン	-0.3V ~ 6V
動作接合部温度範囲 (Note 3、4)	
LTC3124E/LTC3124I	-40°C ~ 125°C
LTC3124H	-40°C ~ 150°C
保存温度範囲	-65°C ~ 150°C
リード温度 (半田付け、10秒)	
FEパッケージのみ	300°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
LTC3124EDHC#PBF	LTC3124EDHC#TRPBF	3124	16-Lead (5mm×3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3124IDHC#PBF	LTC3124IDHC#TRPBF	3124	16-Lead (5mm×3mm) Plastic DFN	-40°C to 125°C
LTC3124EFE#PBF	LTC3124EFE#TRPBF	3124FE	16-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3124IFE#PBF	LTC3124IFE#TRPBF	3124FE	16-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3124HFE#PBF	LTC3124HFE#TRPBF	3124FE	16-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 150°C

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

電氣的特性

●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、 $V_{IN} = 3.6\text{V}$ 、 $V_{OUTA} = V_{OUTB} = 12\text{V}$ 、 $R_T = 28\text{k}\Omega$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Minimum Start-Up Voltage	$V_{OUT} = 0\text{V}$	●		1.6	1.8	V
Input Voltage Range	$V_{OUT} \geq 2.5\text{V}$	●	0.5		5.5	V
Output Voltage Adjust Range		●	2.5		15	V
Feedback Voltage		●	1.176	1.200	1.224	V
Feedback Input Current	$FB = 1.4\text{V}$			1	50	nA
Quiescent Current, Shutdown	$\overline{SD} = 0\text{V}$, $V_{OUT} = 0\text{V}$, Not Including Switch Leakage			0.2	1	μA
Quiescent Current, Active	$FB = 1.4\text{V}$, Measured on V_{IN} , Non-Switching			600	840	μA
Quiescent Current, Burst	Measured on V_{IN} , $FB = 1.4\text{V}$ Measured on V_{OUT} , $FB = 1.4\text{V}$			25 10	40 20	μA μA
N-Channel MOSFET Switch Leakage Current	$SW = 15\text{V}$, $V_{OUT} = 15\text{V}$, Per Phase	●		0.1	40	μA
P-Channel MOSFET Switch Leakage Current	$SW = 0\text{V}$, $V_{OUT} = 15\text{V}$, $\overline{SD} = 0\text{V}$, Per Phase	●		0.1	70	μA
N-Channel MOSFET Switch On-Resistance	Per Phase			0.130		Ω
P-Channel MOSFET Switch On-Resistance	Per Phase			0.200		Ω
N-Channel MOSFET Peak Current Limit	Per Phase	●	2.5	3.5	4.5	A
Maximum Duty Cycle	$FB = 1.0\text{V}$	●	90	94		%
Minimum Duty Cycle	$FB = 1.4\text{V}$	●			0	%
Switching Frequency	Per Phase	●	0.83	1	1.17	MHz
SYNC Frequency Range		●	0.2		6.0	MHz
PWM/SYNC Input High Voltage		●	$0.9 \cdot V_{CC}$			V
PWM/SYNC Input Low Voltage		●			$0.1 \cdot V_{CC}$	V
PWM/SYNC Input Current	$V_{PWM/SYNC} = 5.5\text{V}$			0.01	1	μA
CAP Clamp Voltage	$V_{OUT} > 6.2\text{V}$, Referenced to V_{OUT}		-5.0	-5.4	-5.8	V
V_{CC} Regulation Voltage	$V_{IN} < 2.8\text{V}$, $V_{OUT} > 5\text{V}$		3.9	4.25	4.6	V
Error Amplifier Transconductance		●	60	100	130	μS
Error Amplifier Sink Current	$FB = 1.6\text{V}$, $VC = 1.15\text{V}$			25		μA
Error Amplifier Source Current	$FB = 800\text{mV}$, $VC = 1.15\text{V}$			-25		μA
Soft-Start Time				10		ms
\overline{SD} Input High Voltage		●	1.6			V
\overline{SD} Input Low Voltage		●			0.25	V
\overline{SD} Input Current	$\overline{SD} = 5.5\text{V}$			1	2	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回復不可能な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。

Note 2: デモボード、またはデータシートやアプリケーションノートに使用または説明されているような良好なレイアウト方法が使用されていれば、絶対最大定格で規定されている DC 制限値を超える電圧トランジェントが SW ピンにかかっても、通常動作が中断されることはない。

Note 3: LTC3124 は T_A が T_J にほぼ等しいパルス負荷条件でテストされる。LTC3124 は、 0°C ~ 85°C の接合部温度で性能仕様に適合することが保証されている。 -40°C ~ 125°C の動作接合部温度範囲での仕様は、設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3124H は -40°C ~ 125°C の動作接合部温度範囲で仕様に適合することが保証されている。LTC3124H は -40°C ~ 150°C の動作接合部温度範囲で仕様に適合することが保証されている。高い接合部温度は動作寿命に悪影響を及ぼす。 125°C を超える接合部温度では動作寿命はディレーティングされる。

これらの仕様を満たす最大周囲温度は、基板レイアウト、パッケージの定格熱インピーダンスおよび他の環境要因と関連した特定の動作条件によって決まることに注意。接合部温度 (T_J ($^\circ\text{C}$)) は周囲温度 (T_A ($^\circ\text{C}$)) および電力損失 (P_D (W)) から次式に従って計算される。

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

ここで、 θ_{JA} はパッケージの熱インピーダンス。

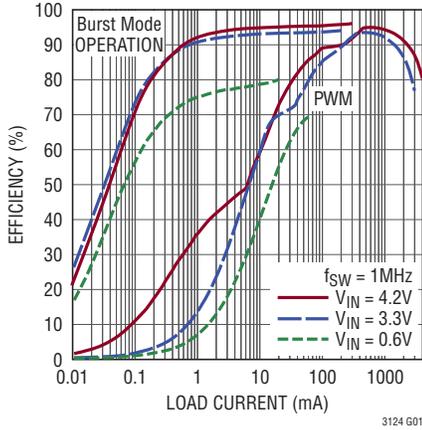
Note 4: LTC3124 には、瞬間的な過負荷状態時にデバイスを保護するための過熱保護機能が備わっている。接合部温度が 150°C を超えそうになると、過熱シャットダウン機能が作動する。規定された最高動作接合部温度を超えた状態で使用を続けると、デバイスの劣化または故障が生じるおそれがある。

Note 5: パッケージの露出した表面を PC 基板のグラウンド・プレーンに半田付けしないと、熱インピーダンスがパッケージの仕様値よりもはるかに大きくなる。

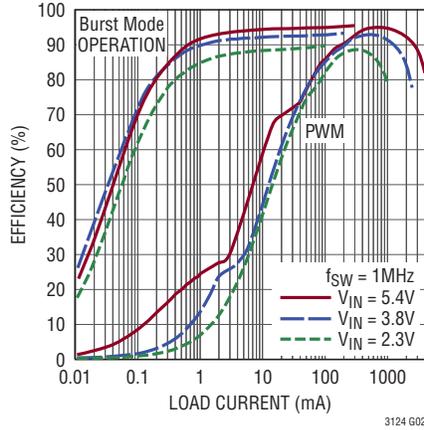
標準的性能特性

注記がない限り、構成は表紙に示した標準的応用例 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) と同じ。

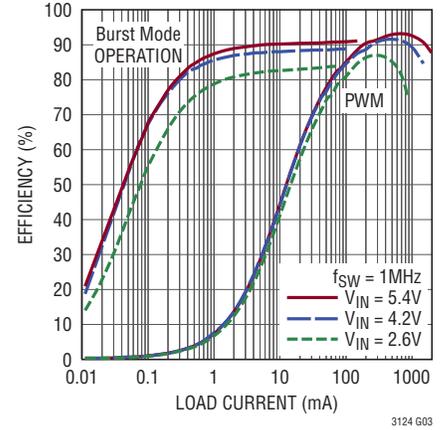
効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 5V$



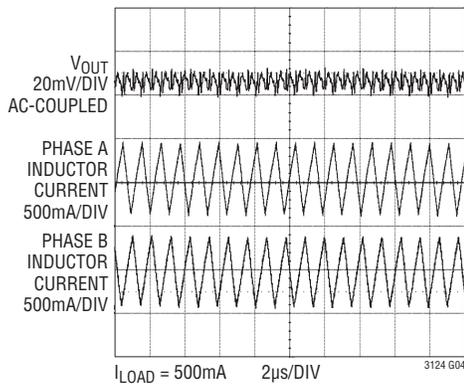
効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 7.5V$



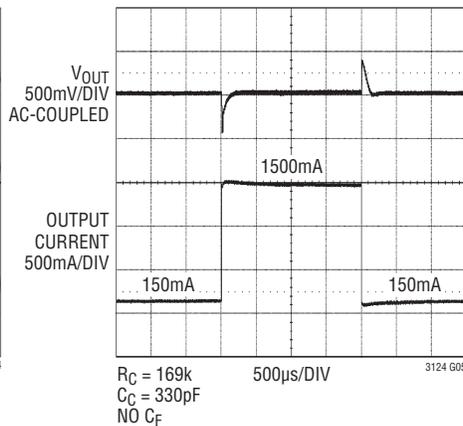
効率と負荷電流、 $V_{OUT} = 12V$



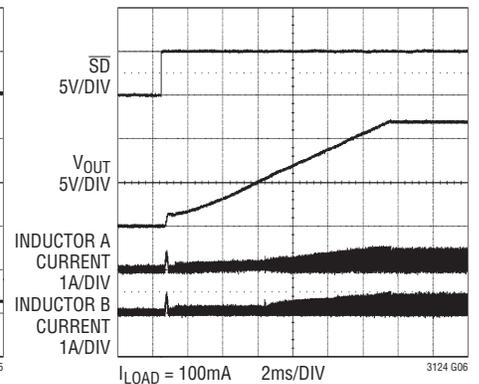
PWMモードの動作



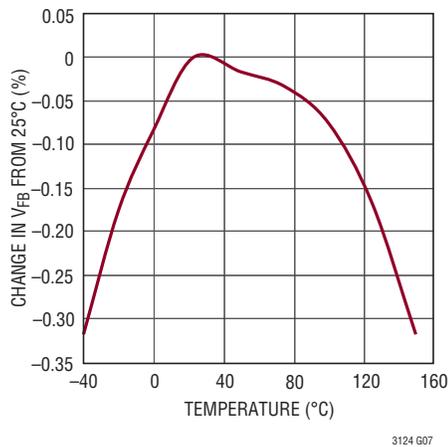
負荷トランジェント応答



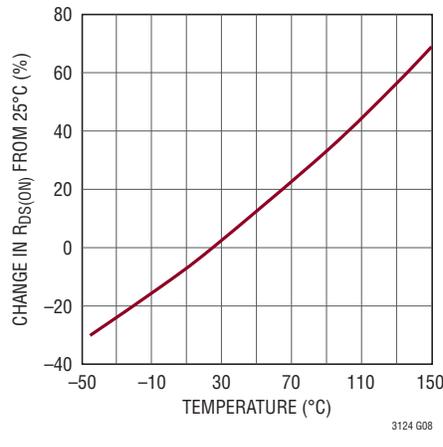
突入電流の制御



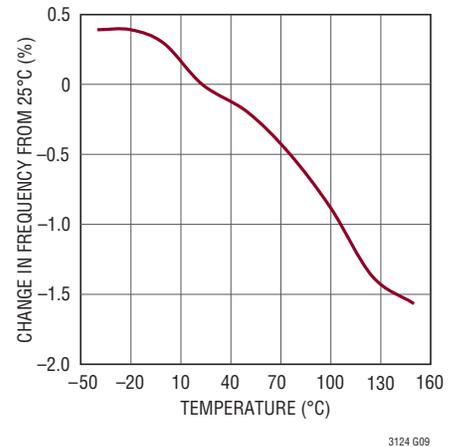
帰還電圧と温度



$R_{DS(ON)}$ と温度
(NMOSとPMOSの両方)



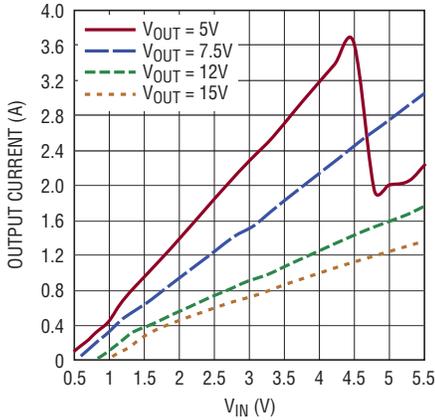
スイッチング周波数と温度



標準的性能特性

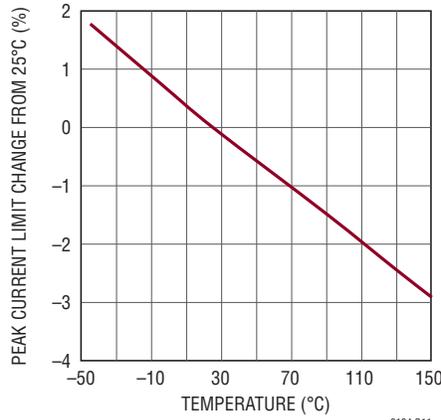
注記がない限り、構成は表紙に示した標準的応用例 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) と同じ。

PWM モードの最大出力電流と V_{IN}



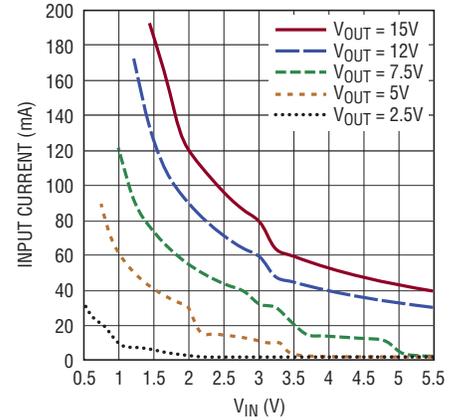
3124 G10

ピーク電流制限値の変化と温度



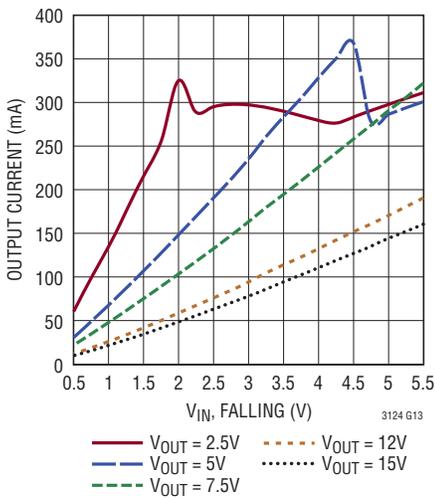
3124 G11

PWM 動作の無負荷時入力電流と V_{IN}



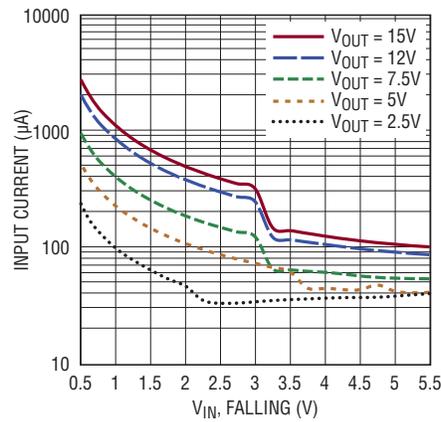
3124 G12

Burst Mode の出力電流と V_{IN}



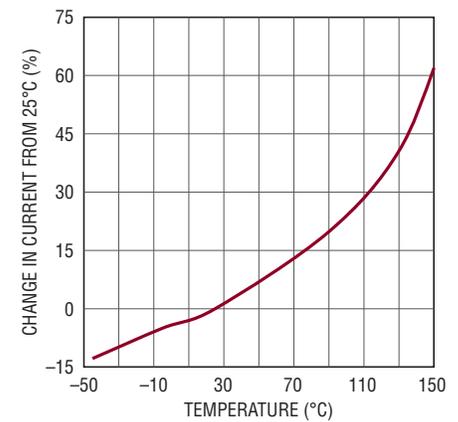
3124 G13

Burst Mode の無負荷時入力電流と V_{IN}



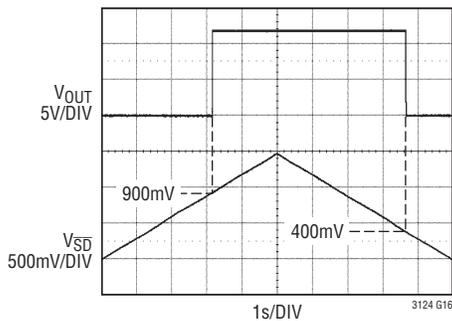
3124 G14

Burst Mode の静止電流の変化と温度



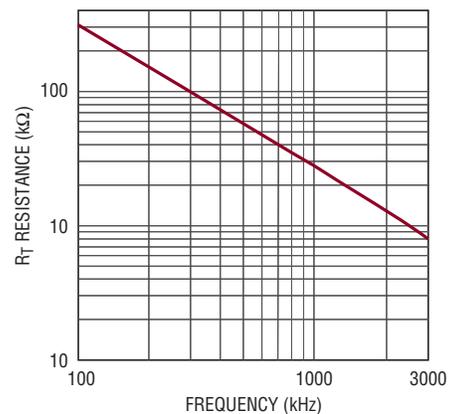
3124 G15

SD ピンのしきい値



3124 G16

R_T と周波数



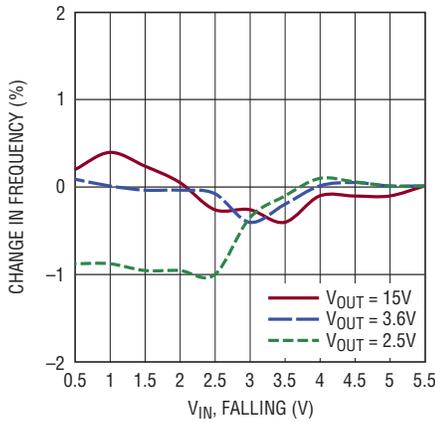
3124 G17

LTC3124

標準的性能特性

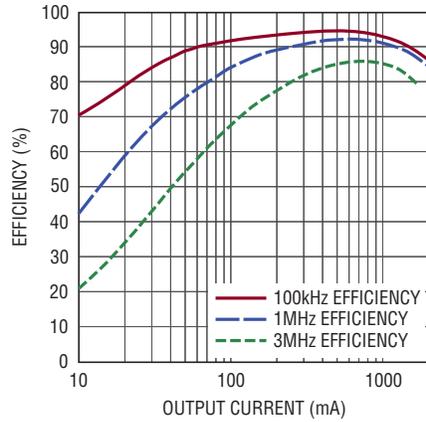
注記がない限り、構成は表紙に示した標準的応用例 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) と同じ。

周波数精度



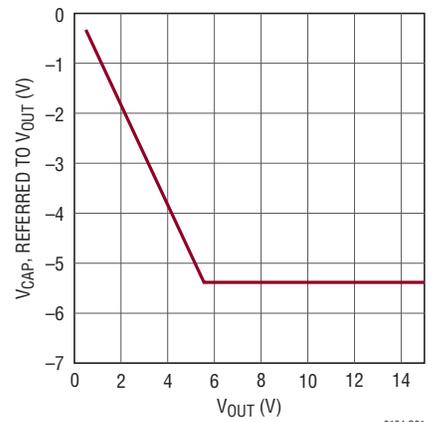
3124 G19

効率と周波数



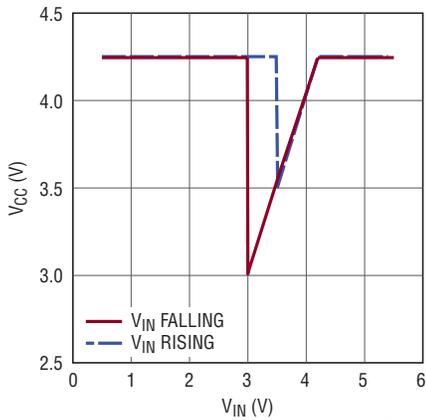
3124 G20

CAPピンの電圧と V_{OUT}



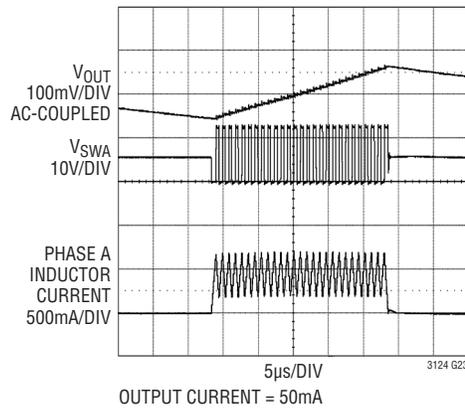
3124 G21

V_{CC} と V_{IN}



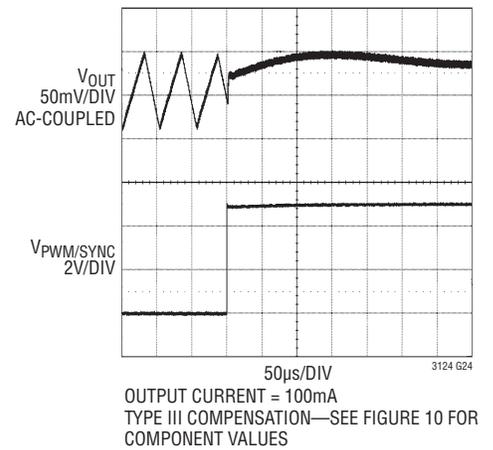
3124 G22

Burst Mode 動作



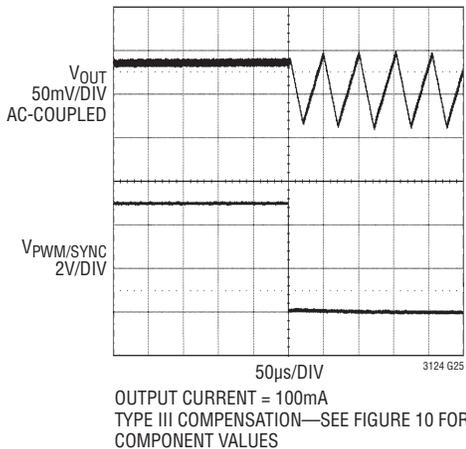
3124 G23

Burst Mode 動作から
PWM モードへの移行



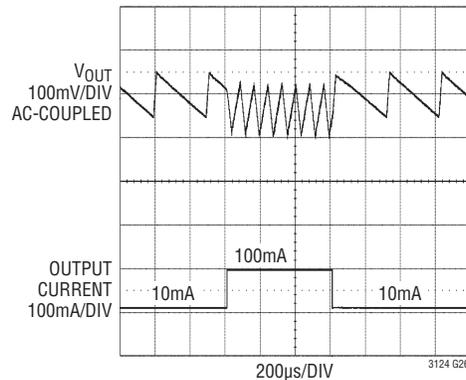
3124 G24

PWM モードから
Burst Mode 動作への移行



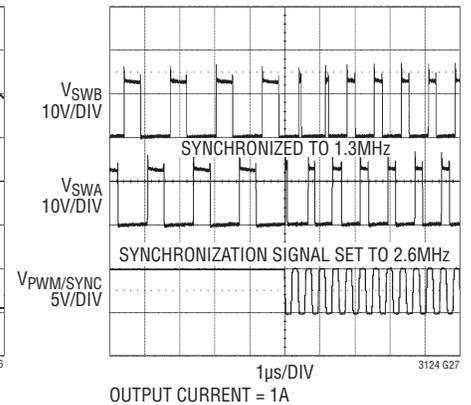
3124 G25

Burst Mode トランジェント



3124 G26

同期動作

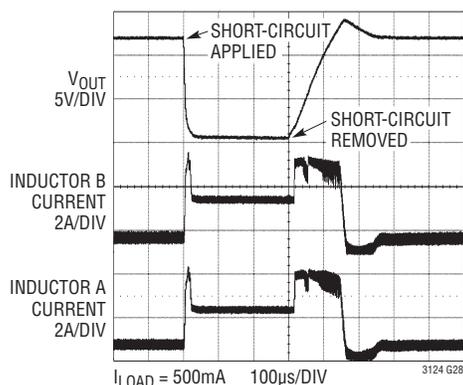


3124 G27

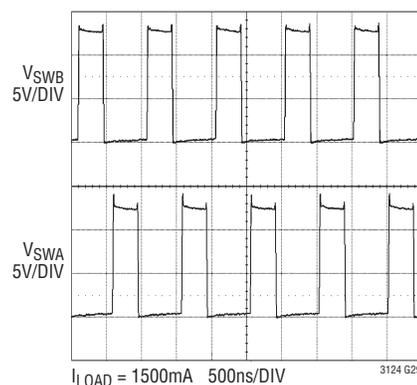
標準的性能特性

注記がない限り、構成は表紙に示した標準的応用例 ($T_A = 25^\circ\text{C}$) と同じ。

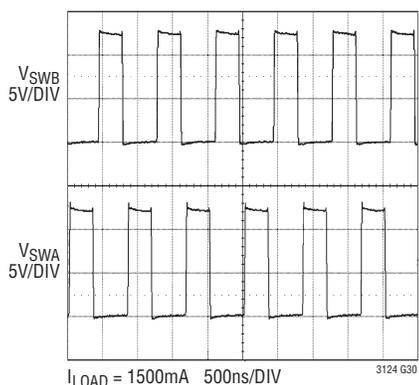
短絡に対する応答



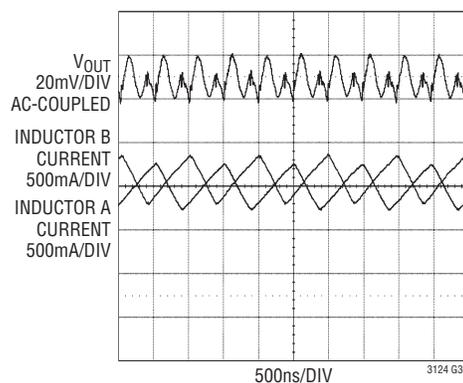
1MHz/フェーズでのSWAおよびSWB



1.2MHzに同期中のSWピン



2個の10µFセラミック・コンデンサを使用時の1.5A負荷での出力電圧リップル



ピン機能

SWB、SWA (ピン1、ピン3) : フェーズBとフェーズAのスイッチ・ピン。これらのピンと入力電源の間にインダクタを接続します。EMIと電圧オーバーシュートを減らすために、PCBトレースの長さはできるだけ短く、また、できるだけ広くしてください。 $V_{OUT} \geq V_{IN} + 2V$ の場合は、EMIを最小限に抑えるために、SWAとSWBのインダクタ電流がゼロ近くまで減少した後、 V_{IN} とSWA、および V_{IN} とSWBの間に内部アンチリング抵抗が接続されます。アンチリング抵抗は、シャットダウン時とBurst Mode動作のスリープ期間にもアクティブになります。

PGNDB、PGNDA、PGND (ピン2、ピン4、露出パッド・ピン17) : 電源グランド。PCBをレイアウトする時はPGNDと出力コンデンサの間を短い直接経路で結び、グランド・プレーンに直接接続します。露出パッドはグランドであり、定格の熱性能と電気的性能を得るためPCBのグランド・プレーンに半田付けする必要があります。

VIN (ピン5) : 入力電源ピン。 V_{IN} が最初約3.5Vより高い場合、デバイスは V_{IN} から給電され、 V_{IN} は約3Vに低下するまでデバイスへの給電を続けます。それ以外の場合は、 V_{IN} と V_{OUT} のいずれか電圧の高い方がデバイスに給電します。少なくとも

ピン機能

10 μ Fの低ESRセラミック・バイパス・コンデンサを、V_{IN}からPGNDに配置してください。X5RおよびX7R誘電体コンデンサは電圧特性と温度特性が優れているので、これらのコンデンサが適しています。

PWM/SYNC (ピン6) : Burst Mode動作の選択と発振器の同期。このピンはフロート状態のままにしないでください。

- PWM/SYNC = “H”。Burst Mode動作をディスエーブルして、低ノイズ、固定周波数の動作を維持します。
- PWM/SYNC = “L”。負荷電流に関係なく、コンバータはBurst Modeで動作します。
- PWM/SYNC = 外部クロック。内部発振器が外部クロック信号に同期され、Burst Mode動作はディスエーブルされます。発振器の同期をとるには、最小100nsのクロックパルス幅が必要です。望みの同期周波数よりわずかに低い周波数に発振器をプログラムするには、R_TとSGNDの間に外付け抵抗を接続する必要があります。

非同期アプリケーションでは、動作モードの変更に調整を加えるために、PWM/SYNCピンの繰り返しクロッキングがサポートされていますが、以下の制約があります。

- 昇圧モード (V_{OUT} > V_{IN}) : I_{OUT} < 3mA : f_{PWM/SYNC} ≤ 10Hz, I_{OUT} ≥ 3mA : f_{PWM/SYNC} ≤ 5kHz
- 降圧モード (V_{OUT} < V_{IN}) : I_{OUT} < 5mA : f_{PWM/SYNC} ≤ 2.5Hz, I_{OUT} ≥ 5mA : f_{PWM/SYNC} ≤ 5kHz

V_{CC} (ピン7) : V_{CC}レギュレータの出力。V_{IN}または4.25Vのいずれか低い方の値にほぼ等しい安定化レールを生成するには、このピンからSGNDに、少なくとも4.7 μ Fの低ESRフィルタ・コンデンサを接続します。V_{OUT}がV_{IN}より高い状態でV_{IN}が3V未満に低下した場合、V_{CC}は、V_{OUT}または4.25Vのいずれか低い方の値にほぼ等しい値で安定化されます。V_{CC}が1.5V (標準) 未満に低下すると、UVLOイベントが生成されます。この場合はスイッチングが禁止されて、V_{CC}が1.6V (標準) 以上に回復するとソフトスタートが開始されます。

RT (ピン8) : 周波数調整ピン。次の式に従って発振器周波数をプログラムするには、このピンを外付け抵抗 (R_T) を介してSGNDに接続します。

$$f_{\text{OSC}} \cong \frac{56}{R_T}$$

$$f_{\text{SWITCH}} = \frac{f_{\text{OSC}}}{2} \cong \frac{28}{R_T}$$

ここで、f_{OSC}の単位はMHz、R_Tの単位はk Ω です。

VC (ピン9) : エラーアンプの出力。制御ループを補償するには、このピンとSGNDの間に周波数補償ネットワークを接続します。ガイドラインとして、「帰還ループの補償」を参照してください。

FB (ピン10) : エラーアンプへの帰還入力。抵抗分割器のタップをこのピンに接続し、分割器の上端をV_{OUT}へ、下端をSGNDへ接続します。出力電圧は、次の式に従って2.5Vから15Vまで調整できます。

$$V_{\text{OUT}} = 1.2V \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

SD (ピン11) : ロジック制御シャットダウンの入力。このピンが1.6Vを超えると、通常の自走動作がイネーブルされます。このピンを0.25Vより低い電圧に引き下げると、LTC3124はオフし、静止電流は1 μ A未満になります。このピンはフロート状態のままにしないでください。

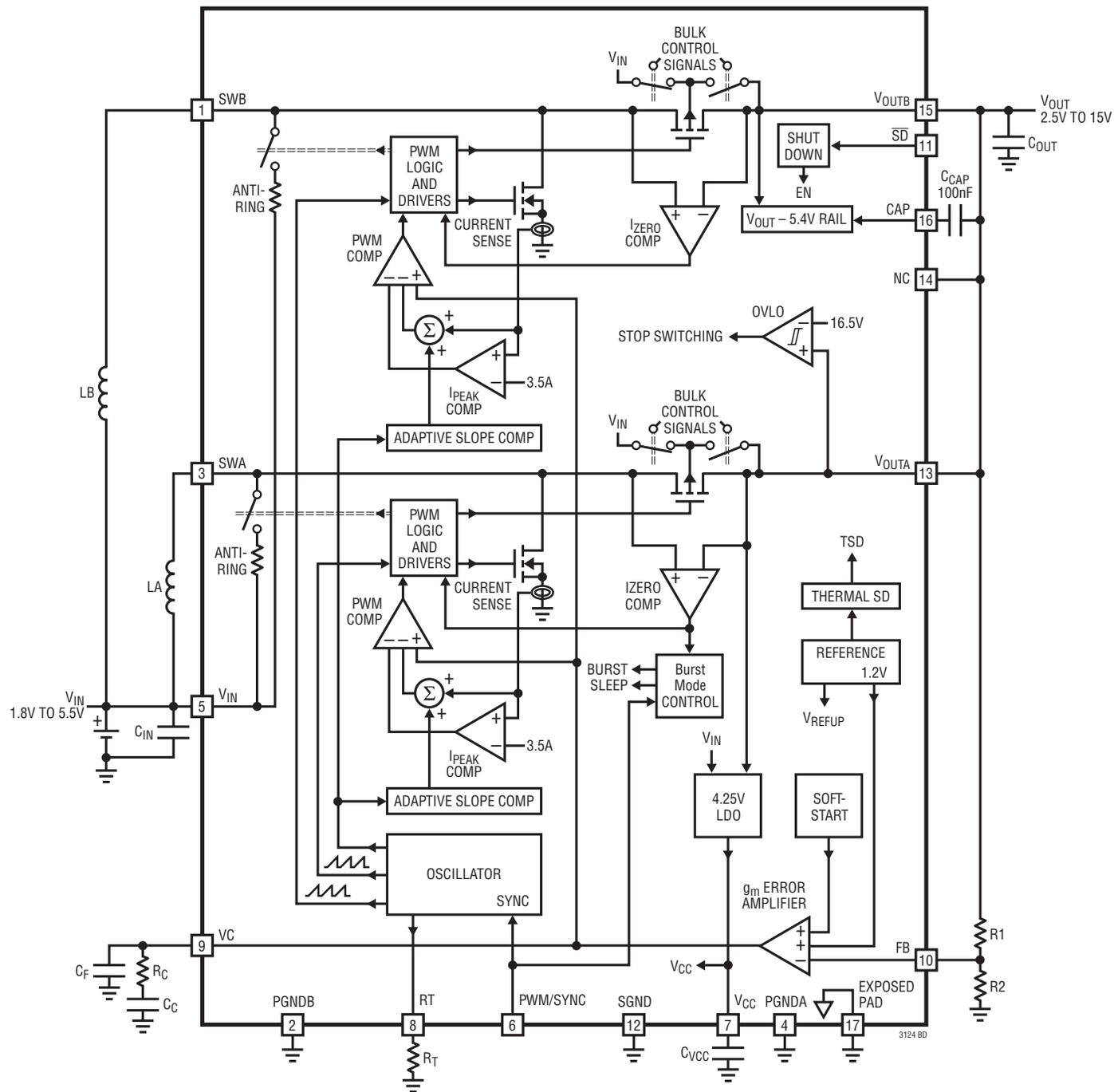
SGND (ピン12) : 信号グランド。PC基板をレイアウトする際は、RT、VCおよびFBピンに接続されている該当するすべての部品のグランド基準側とSGNDを短い直接経路で結びます。

V_{OUTA}、V_{OUTB} (ピン13、ピン15) : 出力電圧検出と内部同期整流MOSFETのソース。ドライバ・バイアスはV_{OUT}から取られます。デバイスに近い位置で、V_{OUT}からPGNDに出力フィルタ・コンデンサを接続します。各フェーズごとに、少なくとも10 μ Fのセラミック・コンデンサを使用してください。SDが“L”のとき、V_{OUT}はV_{IN}から切り離されます。V_{OUTA}とV_{OUTB}は一緒に接続する必要があります。

NC (ピン14) : 接続なし。これらのピンは内部で接続されていません。PC基板上のV_{OUT}銅プレーンを広げるために、このピンをV_{OUTA}/V_{OUTB}に接続してください。

CAP (ピン16) : 同期整流器のゲートを駆動するための“L”リファレンスとして使用します。グランド・レール電圧を上げて (V_{OUT}より約5.4V低い値) 同期整流器を駆動するには、このピンからV_{OUT}に低ESRのフィルタ・コンデンサ (通常100nF) を接続します。

ブロック図



動作

LTC3124は100kHz～3MHzの範囲で周波数を調整できる2フェーズ同期整流式昇圧コンバータで、16ピンの5mm×3mm DFNパッケージまたは熱特性が改善されたTSSOPパッケージで供給されます。LTC3124は1.8Vという低い入力電圧で起動し、わずか0.5Vの入力電圧でも動作を維持して、2.5Vを超える出力電圧を供給することができます。また、固定周波数の電流モードPWM制御機能も備えており、非常に優れた入力および負荷レギュレーションを実現します。適応型スロープ補償機能を備えた電流モード・アーキテクチャは、負荷トランジェント応答に優れており、最小限の出力フィルタ機能しか必要としません。また、10msソフトスタート機能を搭載しているので、起動時の突入電流を制限し、設計プロセスを簡素化して、外付け部品数を最小限に抑えることができます。

LTC3124は $R_{DS(ON)}$ が小さくゲート電荷が少ないNチャネルMOSFETスイッチとPチャネルMOSFET同期整流器を内蔵しているので、広い負荷電流範囲で高い効率を發揮します。Burst Mode動作を利用することで軽負荷時に高効率を達成します。動作については「ブロック図」を参照してください。

マルチフェーズ動作

LTC3124は、他の昇圧コンバータのような従来の1フェーズ・アーキテクチャではなく、2フェーズ・アーキテクチャを採用しています。2つの位相を等間隔(180°)でずらすことにより、出力リップル周波数が2倍になるだけでなく、出力コンデンサのリップル電流が大幅に減少します。このアーキテクチャには1個でなく2個のインダクタが必要ですが、下記のようにいくつかの重要な利点があります。

- ・ ピーク・インダクタ電流ははるかに小さくなるので、より小型で低価格のインダクタを使用できます。
- ・ 出力リップル電流が大幅に減少するので、出力容量の要件が最小限に抑えられます。
- ・ 高周波出力リップルを容易にフィルタ除去できるので、低ノイズのアプリケーションに適しています。
- ・ 入力リップル電流も減少するので、 V_{IN} のノイズが低下します。

ピーク・インダクタ電流は、1フェーズ昇圧コンバータに比べて約2分の1に減少します。これは次式で与えられます。

$$I_{LPEAK} \cong \frac{1}{2} \cdot \frac{I_O}{(1-D)} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

ここで、 I_O は平均負荷電流、 D はPWMのデューティ・サイクル、 ΔI_L はインダクタのリップル電流です。この関係を図1に示します。

2フェーズ動作では、 V_{IN} が V_{OUT} の1/2より大きい(デューティ・サイクルが50%未満)ときは、常にフェーズの1つが負荷に電流を供給します。さらにデューティ・サイクルが下がるにつれて、2つのフェーズがオーバーラップして負荷電流を供給するようになり、デューティ・サイクルがゼロに近づくにつれて2つのフェーズが同時に負荷電流を供給している部分が大きくなります。これにより、1フェーズ・コンバータに比べて、各インダクタの出力リップル電流とピーク電流の両方が大幅に減少します。このことは図2と図3の波形に示されています。

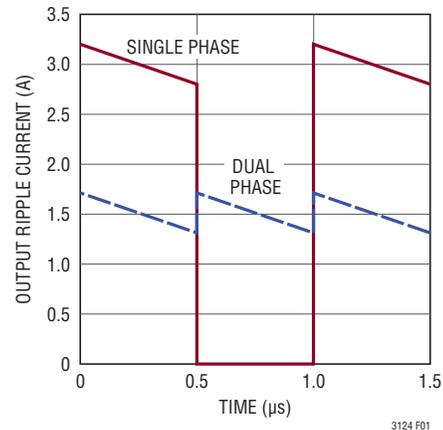


図1. 50%のデューティ・サイクルで動作している1.5A 負荷のアプリケーションでの1フェーズ昇圧コンバータと2フェーズ昇圧コンバータの出力リップル電流の比較

動作

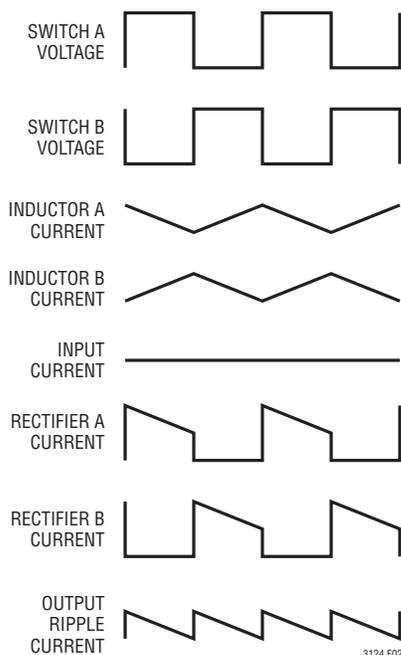


図2. 50% デューティ・サイクルでの2フェーズ動作の簡略化した電圧波形と電流波形

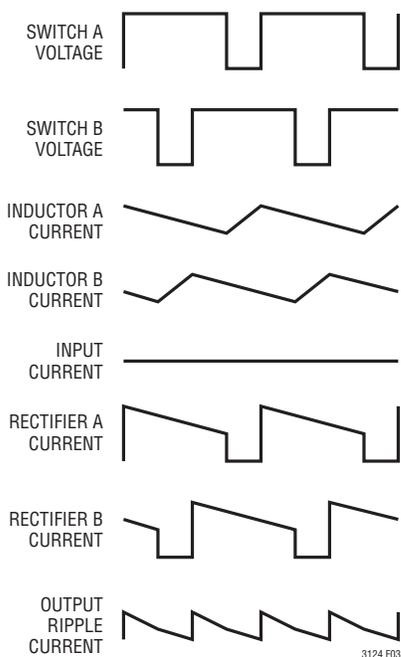


図3. 25% デューティ・サイクルでの2フェーズ動作の簡略化した電圧波形と電流波形

低電圧動作

LTC3124は、1.8Vという低い入力電圧でも起動できるように設計されています。 V_{OUT} が2.5Vを超えると、LTC3124は、 V_{IN} が0.5Vまで低下しても出力の安定化を維持します。この機能は、入力ソースから最大限のエネルギーを引き出せるようにすることで、動作時間を拡大します。利用を制限する要素は、低入力電圧時に出力へ十分な電力を供給するための電力源を使用できるかどうかと、94%にクランプされる最大デューティ・サイクルです。入力電圧が低い場合は、直列抵抗によるわずかな電圧降下も非常に重要な要素となり、コンバータの電力供給能力が大きく制限されます。

低ノイズの固定周波数動作

ソフトスタート

LTC3124には、ソフトスタート動作を実行する回路が組み込まれています。ソフトスタートは、エラーアンプのリファレンス電圧がゼロからのその公称値である1.2Vまで約10msで線形に上昇する動作を利用するもので、内部制御ループが V_{OUT} をゼロから最終設定値までドライブします。これによって、入力ソースからの突入電流が制限されます。そのため、ソフトスタートの継続時間が、出力コンデンサのサイズや出力安定化電圧に影響されることはあまりありません。ソフトスタートの閉ループ特性により、コンバータは、ソフトスタート時間中に生じる可能性がある負荷トランジェントに応答することができます。ソフトスタート時間は、 \overline{SD} のシャットダウン・コマンド、 V_{CC} のUVLOイベント($V_{CC} < 1.5V$)、 V_{OUT} の過電圧イベント($V_{OUT} \geq 16.5V$)、または過熱イベント(ダイ温度が $170^{\circ}C$ を超えるとサーマル・シャットダウンが実行される)によってリセットされます。これらのフォルト状態が解消されると、LTC3124は出力電圧のソフトスタートを開始します。

エラーアンプ

トランスコンダクタンス・エラーアンプの非反転入力は1.2Vの内部リファレンスに接続されており、反転入力FBピンに接続されています。図4に示すように、 V_{OUT} からSGNDに接続された外付けの抵抗分割器は、FBを介して2.5Vから15Vまでの出力電圧を設定します。

$$V_{OUT} = 1.2V \left(1 + \frac{R1}{R2} \right)$$

動作

R2の値を113kΩにしてV_{OUT}の抵抗分割器に約10μAのバイアス電流を流した場合は、次式が成り立ちます。

$$R1 = 94 \cdot (V_{OUT} - 1.2V),$$

V_{OUT}の単位はボルト、R1の単位はkΩ。

電力コンバータ制御ループ補償は、VCとSGND間に接続された簡単なRCネットワークによって設定されます。

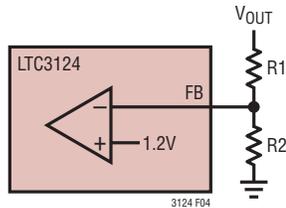


図4. 出力電圧の設定

内部電流制限

電流制限コンパレータは、そのピーク電流に達するとNチャンネルMOSFETスイッチをオフします。フェーズあたりのピーク・スイッチ電流は、V_{OUT}が約1.5V未満の場合を除き、入力電圧や出力電圧に関係なく3.5Aに制限され、結果として電流制限は公称ピーク値の約半分になります。

損失のない電流検出により、NチャンネルMOSFETスイッチのピーク電流信号を電圧に変換し、それをそれぞれの内部スロープ補償に加算します。さらに、PWM用のピーク電流制御コマンドを生成するために、この加算された信号がエラーアンプの出力と比較されます。

ゼロ電流コンパレータ

ゼロ電流コンパレータは出力へ供給されているインダクタ電流をモニタし、この電流が約50mAまで減少すると、同期整流器をオフします。これにより、インダクタ電流の極性が反転するのを防止して、軽負荷での効率を改善します。

発振器

内部発振器は、次の式に従い、RTピンからSGNDに接続された外付け抵抗によって、必要なスイッチング周波数の**2倍**の値にプログラムされます。

$$f_{osc} \text{ (MHz)} \cong \left(\frac{56}{R_T \text{ (k}\Omega)} \right) = 2 \cdot f \text{ (MHz)}$$

ここで、fは、1フェーズのスイッチング周波数です。

よって、 $R_T \text{ (k}\Omega) \cong 28/f \text{ (MHz)}$ となります。各種スイッチング周波数とそれに対応するR_T値については、表1を参照してください。

表1. スwitchング周波数とそれに対応するR_T

スイッチング周波数 (kHz)	R _T (kΩ)
100	316
200	154
300	100
500	57.6
800	34.8
1000	28
1200	22.6
2000	13
2200	11.5
3000	8.06

望みのスイッチング周波数が表1に記載されていない場合は、「標準的性能特性」セクションの「RTと周波数」のグラフを参照してください。

PWM/SYNCピンに望みのスイッチング周波数の**2倍**の周波数をもつパルス列を加えることにより、発振器を外部周波数に同期させることができます。この場合、同期のために外部から加えるパルス列の周波数より約25%低い周波数に発振器をプログラムするために、RTとSGNDの間に外付け抵抗を接続する必要があります。R_Tは次の式に従って選択します。

$$R_T(\text{SYNC}) \text{ (k}\Omega) \geq 1.25 \cdot R_T(\text{SWITCH}) \text{ (k}\Omega)$$

ここで、R_{T(SWITCH)}は所定のスイッチング周波数でのR_Tの値で、同期周波数の半分です。

シャットダウン

昇圧コンバータはSDを0.25V未満にすることでディスエーブルされ、SDを1.6Vより高くすることでイネーブルされます。SDは、絶対最大定格値よりも小さい値に制限されていれば、V_{IN}またはV_{OUT}より高い値にドライブすることができます。

サーマル・シャットダウン

LTC3124は、ダイの温度が170°C(標準)を超えるとサーマル・シャットダウン(TSD)されます。この場合はダイ温度が約7°C低下するまですべてのスイッチがオフされ、温度が7°C低下した時点でデバイスがソフトスタートを再開して、スイッチングが再度イネーブルされます。

動作

昇圧アンチリングング制御

$V_{OUT} \geq V_{IN} + 2V$ の場合、アンチリングング制御回路は不連続電流モード動作時に V_{IN} に接続された各インダクタの両端に抵抗を接続し、SW ピンの高周波リングングを減衰させます。インダクタと $C_{SW(A/B)}$ (各 SW ピンの容量) で形成される共振回路のリングングのエネルギーは小さいものですが、リングングを減衰させないと EMI 放射を生じることがあります。

V_{CC}レギュレータ

動作条件に応じて、内部低ドロップアウト・レギュレータが V_{IN} または V_{OUT} から、4.25V (公称) の V_{CC} レールを生成します。最初 V_{IN} が約 3.5V より高い場合 V_{CC} は V_{IN} から供給され、 V_{IN} が約 3V に低下するまで V_{CC} は V_{IN} から供給され続けます。それ以外の場合は、 V_{CC} は V_{IN} と V_{OUT} のいずれか高い方から供給されます。 V_{CC} レールは、LTC3124 の内部制御回路とパワー MOSFET のゲート・ドライバに電力を供給します。 V_{CC} レギュレータは、静止電流を低減するためにシャットダウン時にディスエーブルされ、 \overline{SD} ピンをその入力“H”レベルしきい値より高い値に強制することによりイネーブルされます。 V_{CC} と $SGND$ の間には、4.7 μ F 以上のコンデンサを接続する必要があります。

過電圧ロックアウト

V_{OUT} が約 16.5V を超えると過電圧状態が発生し、スイッチングがディスエーブルされて、内部ソフトスタートがリセットされます。 V_{OUT} が約 16V を下回ると、ソフトスタートが開始されてスイッチングを再開することができます。出力容量 C_{OUT} と出力負荷抵抗 R_{OUT} の時定数が、約 10ms のソフトスタート時間に近いか大きくなるくらい、昇圧コンバータ出力の負荷が軽い場合、スイッチング再開前か再開直後にソフトスタート過程が終了する場合があります。過電圧イベント後の閉ループ・ソフトスタートの突入電流が、制限されなくなります。

短絡保護

LTC3124 の出力切断機能により、設定された最大電流制限を維持しながら、出力短絡保護を行うことができます。過負荷状態や短絡状態での電力損失を小さくするために、ピーク・スイッチ電流制限値は約 2A に抑えられています。 V_{OUT} が約 1.5V を超えると、電流制限値は公称値の 3.5A/フェーズにリセットされます。

出力切断

LTC3124 の出力切断機能は、内部 P チャネル MOSFET 整流器のボディ・ダイオードが導通するのを防止します。この機能によってシャットダウン時に V_{OUT} を 0V まで放電し、入力ソースから電流が流れないようにすることができます。また、起動時に突入電流が制限されるので、入力電源から見たサージ電流が最小限に抑えられます。出力切断のメリットを生かすには、SWA ピンおよび SWB ピンと V_{OUT} ピンの間に外付けのショットキ・ダイオードを接続しないようにしなければなりません。出力切断機能により、 V_{IN} に接続された電源に逆給電することなく V_{OUT} を“H”にすることも可能です。

V_{IN} > V_{out} 時の動作

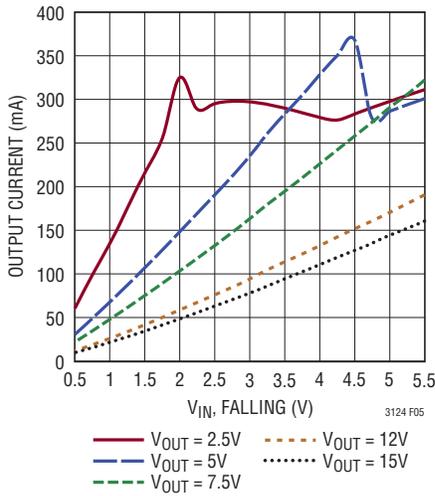
LTC3124 昇圧コンバータは、入力電圧が望みの出力電圧より高くても、引き続き電圧レギュレーションを維持します。このモードでは効率が低下し、出力電流能力も低下します。詳細については「標準的性能特性」を参照してください。

Burst Mode 動作

PWM/SYNC ピンを“L”に維持すると、昇圧コンバータは負荷電流に関係なく Burst Mode で動作します。通常、この動作モードは軽負荷時の効率を改善するためと、無負荷時のスタンバイ電流を低減するために使用されます。Burst Mode 動作における出力電流 (I_{OUT}) 能力は PWM モードに比べてかなり低く、図 5 に示すように V_{IN} および V_{OUT} に従って変化します。このピンのロジック入力しきい値は V_{CC} を基準に決められ、“L”は V_{CC} の 10% 未満、“H”は V_{CC} の 90% より大きい値に設定されます。LTC3124 は、ソフトスタート時に Burst Mode 動作が指示されたとしても、固定周波数の PWM モードで動作します。

Burst Mode 動作時は LTC3124 のフェーズ A のみが動作し、フェーズ B はディスエーブルされています。フェーズ A のインダクタ電流は、N チャネル MOSFET スイッチをオンすることによって、まず約 700mA まで増大します。この時点で N チャネル・スイッチがオフし、P チャネル同期スイッチがオンして、出力に電流が供給されます。インダクタ電流がほぼゼロまで低下すると、サイクルが繰り返されます。Burst Mode 動作時は、公称レギュレーション値に達するまで出力にエネルギーが供給されます。公称レギュレーション値に達すると、LTC3124 は静止電流が非常に少ないスリープ・モードに移行します。スリープ・モードでは出力スイッチがオフし、LTC3124 はわずか 25 μ A の静止電流しか消費しません。出力電圧が約 1% 垂下すると、スイッチングが再開されます。これによってスイッチング損失

動作

図5. Burst Mode の出力電流と V_{IN}

と静止電流損失が最小限に抑えられ、負荷が非常に軽い場合の効率を最大限まで高めることができます。Burst Mode 動作時の出力電圧リップルは、ピーク・トゥ・ピークで標準 1% ~ 2% です。出力容量を追加するか (22 μ F 以上)、V_{OUT} と FB の間に小さいフィードフォワード・コンデンサ (10pF ~ 50pF) を追加すれば、出力リップルをさらに減らすことができます。

アプリケーション情報

PCB レイアウトに関する検討事項

LTC3124 は 4.5A の大きな電流を高い周波数でスイッチングします。ノイズのない安定した効率の良いアプリケーション回路にするには、PCB のレイアウトに特に注意する必要があります。主要な検討事項の概要を示すために、LTC3124 の 4 層 PCB デモ・ボードのレイアウト (回路図はクイック・スタート・ガイドで入手可能) を図 6 に示します。主なガイドラインを以下にまとめます。

- 動作電圧および電流の全範囲にわたって安定した性能を保証するため、LTC3124 には 4 層基板を強く推奨します。専用の切れ目のないグランド・プレーンを、V_{IN}、V_{OUTA}、V_{OUTB}、SWA および SWB のトレースの直下に配置してミラー・プレーンを与え、dI/dt が高いエッジや dV/dt が高いエッジによるノイズ・ループを最小にします (図 6 の第 2 層を参照)。
- 全ての循環する高電流経路をできるだけ短くします。コンデンサのグランドは、できるだけ短い配線でビアを使ってグランド・プレーンに接続します。V_{IN} のバイパス・コンデンサはできるだけデバイスの近くに配置し、グランドへの経路をできるだけ短くします (図 6 のトップ層を参照)。
- PGNDA ピン、PGNDB ピン、および露出パッドは LTC3124 の電力グランド接続です。多数のビアでバックパッドを直接グランド・プレーンに接続します。さらに、バックパッドに接続されるメタルを最大にすると熱環境が改善され、デバイスの電力処理能力も改善されます。
- 大電流部品とそれらの接続は全て完全なグランド・プレーン上に配置し、ループの断面積を最小にします。これにより、EMI が最小限に抑えられ、誘導性の電圧降下が減ります。
- 全ての大電流部品への接続をできるだけ幅広くして直列抵抗を減らします。これにより、効率が改善され、昇圧コンバータの出力電流能力が最大化されます。
- 大きな循環電流がコンバータの出力電圧検出、補償、および設定されたスイッチング周波数を妨げないように、抵抗分割器、補償部品、RT のグランドは、デバイスの近くに電力接続から離して配置したビアを使ってグランド・プレーンに戻します。

アプリケーション情報

7. 抵抗分割器からFBピンへの接続と補償部品からVCピンへの接続はできるだけ短くし、スイッチ・ピンの接続から離します。
8. 利用可能であれば内部の銅層で交差接続を行います。交差接続をグランド・プレーン上に配置する必要がある場合は、グランド・プレーン上のトレースをできるだけ短くして、グランド・プレーンへの影響を最小限に抑えます(図6の第3層を参照)。

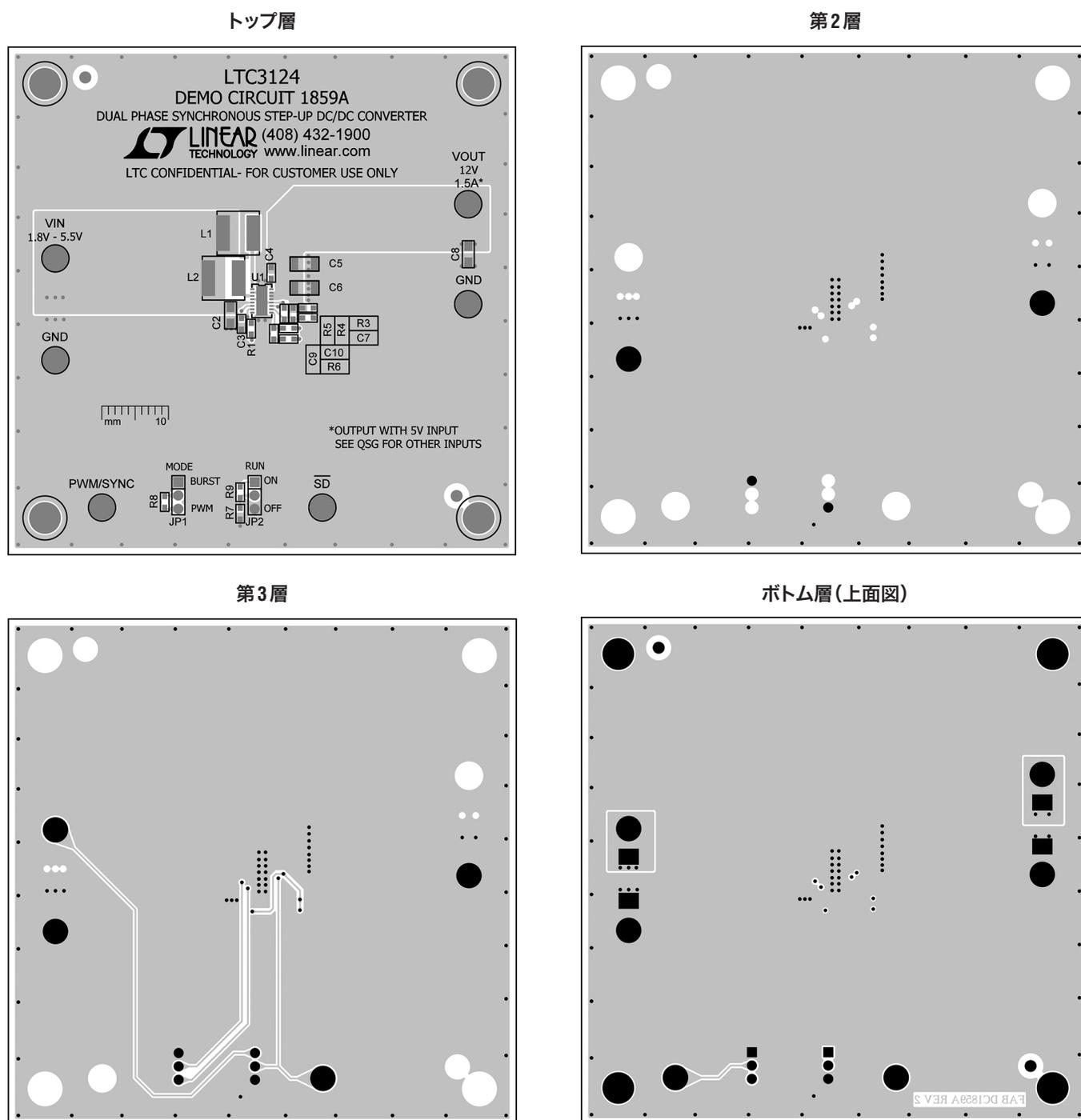


図6. プリント回路基板レイアウトの例

アプリケーション情報

ショットキ・ダイオード

絶対に必要なわけではありませんが、両方のSWピンとV_{OUT}の間にショットキ・ダイオードを追加すると、コンバータの効率を最大4%向上させることができます。ただし、この場合はLTC3124の出力切断機能と短絡保護機能を使用できなくなります。

部品の選択

インダクタの選択

LTC3124は高速(最大3MHz)スイッチング周波数を設定できるので、小型のインダクタを利用できます。大きな値のインダクタンスを使用すれば、インダクタ・リップル電流が減少して、出力電流能力がわずかに向上します。安定したコンバータを設計するために、インダクタンス値の範囲は目標とする内部スロープ補償の大きさによって制限され、スイッチング周波数に反比例します。LTC3124用のインダクタの選択には、以下の制約があります。

$$\frac{10}{f} \mu\text{H} > L > \frac{3}{f} \mu\text{H}$$

インダクタのピーク・トゥ・ピークのリップル電流は次式で与えられます。

$$\text{Ripple(A)} = \frac{V_{\text{IN}} \cdot (V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})}{f \cdot L \cdot V_{\text{OUT}}}$$

ここで、

L = インダクタ値(単位: μH)

f = 1フェーズのスイッチング周波数(単位: MHz)

インダクタのリップル電流はインダクタ値が最小のときに最大となります。上記の式でインダクタ値に3/fを代入すると、次のようになります。

$$\text{Ripple}_{\text{MAX}}(\text{A}) = \frac{V_{\text{IN}} \cdot (V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})}{3 \cdot V_{\text{OUT}}}$$

インダクタ・リップル電流の適切な動作範囲は一般に最大インダクタ電流の10%~40%です。高周波用フェライト・コアのインダクタ材料を使用すると、安価な鉄粉タイプを使用した場合に比較して、周波数に依存した電力損失を減らして効率を向上させることができます。I²R電力損失を減らすために、インダクタはDCR(巻線の直列抵抗)が小さく、飽和せずにピーク・インダクタ電流を流すことができるものにします。一般に、

モールド型チョークコイルやほとんどのチップ・インダクタは、LTC3124に流れる3A~4Aのピーク・インダクタ電流に対応できるだけの十分なコア面積を備えていません。放射ノイズを抑えるには、シールドされたインダクタを使用します。

推奨部品とその供給元については、表2を参照してください。

表2. 推奨インダクタ

製品番号	値(μH)	DCR(mΩ)	I _{SAT} (A)	サイズ(mm) W×L×H
Coilcraft XFL4020-102ME	1	12	5.4	4.3×4.3×2.1
Coilcraft MSS7341T-332NL	3.3	18	3.7	7.3×7.3×4.1
Coilcraft XAL5030-332ME	3.3	23	8.7	5.3×5.3×3.1
Coilcraft XAL5030-472ME	4.7	36	6.7	5.3×5.3×3.1
Coilcraft XAL5050-562ME	5.6	26	6.3	5.3×5.3×5.1
Coilcraft XAL6060-223ME	22	61	5.6	6.3×6.3×6.1
Coilcraft MSS1260T-333ML	33	57	4.34	12.3×12.3×6.2
Coiltronics SD53-1R1-R	1.1	20	4.8	5.2×5.2×3
Coiltronics DR74-4R7-R	4.7	25	4.37	7.6×7.6×4.35
Coiltronics DR125-330-R	33	51	3.84	12.5×12.5×6
Coiltronics DR127-470-R	47	72	5.28	12.5×12.5×8
Sumida CDR7D28MNNP-1R2NC	1.2	21	5.9	7.6×7.6×3
Sumida CDMC6D28NP-3R3MC	3.3	31	5	7.25×6.7×3
Taiyo-Yuden NR5040T3R3N	3.3	35	3.8	5×5×4
TDK LTF5022T-1R2N4R2-LC	1.2	25	4.3	5×5.2×2.2
TDK SPM6530T-3R3M	3.3	30	6.8	7.1×6.5×3
TDK VLP8040T-4R7M	4.7	25	4.4	8×7.7×4
Würth WE-LHMI 74437324010	1	27	9	4.45×4.06×1.8
Würth WE-PD 7447789002	2.2	20	4.8	7.3×7.3×3.2
Würth WE-PD 744779002	2.2	20	6	7.3×7.3×4.5
Würth WE-PD 7447789003	3.3	30	4.2	7.3×7.3×3.2
Würth WE-PD 7447789004	4.7	35	3.9	7.3×7.3×3.2
Würth WE-HCI 7443251000	10	16	8.5	10×10×5
Würth WE-PD 744770122	22	43	5	12×12×8
Würth WE-PD 744770133	33	64	3.6	12×12×8
Würth WE-PD 7447709470	47	60	4.5	12×12×10

出力コンデンサと入力コンデンサの選択

出力電圧リップルを最小限に抑えるために、低ESR(等価直列抵抗)のコンデンサを使用します。積層セラミック・コンデンサはESRが極めて小さく、実装面積の小さいものが入手できるので最適です。X5RやX7R誘電体コンデンサは広い電圧範囲と温度範囲にわたって容量が変わらないので、これらのコンデンサも推奨されます。Y5Vタイプは使用しないでください。セラミック・コンデンサが推奨されますが、低ESRのタンタル・コンデンサを使用することもできます。

アプリケーション情報

出力コンデンサは、ピーク・インダクタ電流の大きさとリップル電圧仕様に基づいて選択します。出力電圧リップルには、コンデンサのESR（等価直列抵抗）と、サイクルごとにコンデンサに保存される電荷の両方が関係します。

電荷によるピーク・トゥ・ピーク・リップルは、ほぼ次の式で与えられる値になります。

$$V_{\text{RIPPLE(CHARGE)}}(V) \approx \frac{I_P \cdot V_{\text{IN}}}{C_{\text{OUT}} \cdot V_{\text{OUT}} \cdot f \cdot 2}$$

ここで、

I_P = ピーク・インダクタ電流

f = 1フェーズのスイッチング周波数

通常、ほとんどの電力コンバータにおいて、リップルに最も大きく影響する要素は C_{OUT} のESRです。コンデンサのESRによるピーク・トゥ・ピーク・リップルは次の式で与えられます。

$$V_{\text{RIPPLE(ESR)}}(V) = I_{\text{LOAD}} \cdot R_{\text{ESR}} \cdot \frac{V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

ここで、 R_{ESR} はコンデンサの等価直列抵抗です。

入力フィルタ・コンデンサは入力ソースからのピーク電流を減らし、入力スイッチング・ノイズも減らします。最小10 μF の容量を持つ低ESRのバイパス・コンデンサを、できるだけ V_{IN} ピンの近くに取り付けてください。

出力リップルを低く抑えるには、ESRを小さくして容量を大きくする必要があります。容量を大きくして実効ESRを低くするために、複数のコンデンサを並列で使用することもできます。スイッチング・コンバータのアプリケーションには、小型、低ESR、および低リーク電流であることから、多くの場合セラミック・コンデンサが使用されます。ただし、セラミック・コンデンサの多くは、DCバイアス電圧が上昇するにつれ、容量が定格値から大きく減少します。小型表面実装コンデンサをその定格電圧近くで動作させると、容量がその定格値から50%以上低下することも珍しくありません。そのため、場合によっては、最大動作電圧で意図する容量を確保することができるよう、1206ではなく1812を使用するといったように、より大きな容量やケースサイズのコンデンサを使用する必要があります。選択にあたっては、メーカーの容量とDCバイアス電圧の関係を示すグラフを参照してください。LTC3124を使用するアプリケーションに適したコンデンサの例を表3に示します。

表3. 代表的な出力コンデンサ

メーカー、製品番号	値(μF)	電圧(V)	サイズ LxWxH(mm) タイプ, ESR(m Ω)
AVX, 1206YD226KAT2A	22	16	3.2x1.6x1.78 X5R Ceramic
AVX, 1210YC226KAT2A	22	16	3.2x2.5x2.79 X7R Ceramic
Murata, GRM31CR61C226ME15L	22	16	3.2x1.6x1.8 X5R Ceramic
Murata, GRM32ER71C226KE18K	22	16	3.2x2.5x2.7 X7R Ceramic
Murata, GRM43ER61C226KE01L	22	16	4.5x3.2x2.7 X5R Ceramic
Murata, GRM32EB31C476ME15K	47	16	3.2x2.5x2.5 X5R Ceramic
Panasonic, ECJ-4YB1C226M	22	16	3.2x2.5x2.7 X5R Ceramic
Taiyo Yuden, EMK316BJ226ML-T	22	16	3.2x1.6x1.8 X5R Ceramic
Taiyo Yuden, EMK325B7226MM-TR	22	16	3.2x2.5x2.7 X7R Ceramic
Taiyo Yuden, EMK432BJ226KM-T	22	16	4.5x3.2x2.7 X5R Ceramic
TDK, C5750X7R1C476M	47	16	5.7x5x2.5 X7R Ceramic
TDK, C4532X5R0J107M	100	6.3	4.5x3.2x2.8 X5R Ceramic
Nichicon, UBC1C101MNS1GS	100	16	8.3x8.3x11.5 Aluminum Polymer
Sanyo, 25TQC22MV	22	25	7.3x4.3x1.9 POSCAP, 45m Ω
Sanyo, 16TQC47MW	47	16	7.3x4.3x3.1 POSCAP, 40m Ω
Sanyo, 16TQC100M	100	16	7.3x4.3x3.1 POSCAP, 50m Ω
Sanyo, 25SVPF47M	47	25	6.6x6.6x5.9 OS-CON, 30m Ω
AVX, BestCap Series BZ125A105ZLB	1F	5.5	48x30x6.1 35m Ω , 4 Lead
Cap-XX GS230F	1.2F	4.5	39x17x3.8, 28m Ω
Tecate Powerburst TPL-100/22X45	100F	2.7	D = 22, H = 45 15m Ω
Cooper KR-5R5C155-R	1.5F	5.5	D = 21.5, H = 7.5 30m Ω
Cooper HB1860-2R5117-R	110F	2.5	D = 18.5, H = 60 20m Ω
Maxwell BCAP0050-P270	50F	2.5	D = 18, H = 40 20 m Ω

アプリケーション情報

超薄型の大容量コンデンサを必要とするアプリケーション向けには、Cap-XX 製GS、GS2、およびGWシリーズ、AVX 製BestCapシリーズ、およびCooper 製PowerStor KRシリーズ・コンデンサが、さまざまな薄型パッケージで大容量と低ESRを実現します。

動作周波数の選択

コンバータの動作周波数を選択する際の検討事項がいくつかあります。通常、まず考慮すべきことは、いかなるスペクトル・ノイズも許容できないような敏感な周波数帯を避けることです。たとえば、RF通信機能を搭載する製品では、455kHzのIF周波数はあらゆるノイズの影響を受ける可能性があるため、600kHzを超すスイッチングが望まれます。また、ある通信方式では1.1MHzが敏感なため、この場合は1.5MHzのスイッチング・コンバータ周波数を採用することができます。2つ目の検討事項はコンバータの物理的サイズです。一般的には、動作周波数が高くなるにつれてインダクタとフィルタ・コンデンサの値を小さくすることができるので、外付け部品のサイズも小さくなります。ゲート電荷によるスイッチング損失は周波数に比例して増加するので、通常はソリューションのサイズを小さくすると効率が低下します。

検討すべきもう1つの事項は、そのアプリケーションがパルススキップを許容できるかどうかという点です。昇圧コンバータがパルススキップすると、コンバータの最小オン時間がデューティ・サイクルに対応できなくなるので、出力リップルに低周波成分が発生します。物理的サイズが主な基準となる多くのアプリケーションでは、コンバータをこのモードで動作させることが可能です。このモードに入らない方が望ましいアプリケーションでは、最大動作周波数は次式で与えられます。

$$f_{\text{MAX_NOSKIP}} \leq \frac{V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}}}{V_{\text{OUT}} \cdot t_{\text{ON(MIN)}}} \text{ Hz}$$

ここで、 $t_{\text{ON(MIN)}}$ = 最小オン時間で、標準で約100nsです。

熱に関する検討事項

LTC3124が最大電力を供給できるようにするには、パッケージ内部で発生した熱を放散できるだけの十分な熱経路を確保することが不可欠です。これは、デバイス底部にある大きなサーマル・パッドをうまく活用することで実現できます。プリント回路基板のビアを多数使って、できるだけ面積の大きな銅プレーンにデバイスの熱を逃がすことを推奨します。接合部温度が約170°Cを超えるとデバイスに内蔵されたサーマル・シャットダウン回路が作動し、接合部温度が約7°C低下するまであらゆるスイッチングが停止します。

帰還ループの補償

LTC3124は、適応型スロープ補償による電流モード制御を使用しています。電圧モード制御ではインダクタと出力コンデンサによる2次フィルタが使われますが、電流モード制御ではこれが不要になるので、電力ループが簡略化されて単一ポールのフィルタ応答になります。この高速電流制御ループにより、外付けインダクタと組み合わされたデバイスの電力段は、トランスコンダクタンス・アンプ g_{mp} と電流制御された電流源によってモデル化することができます。昇圧コンバータの主要な等価小信号要素を図7に示します。

図7に示すシステムのDC小信号ループ利得は、次式で与えられます。

$$G_{\text{BOOST}} = G_{\text{EA}} \cdot G_{\text{MP}} \cdot G_{\text{POWER}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

ここで、 G_{EA} はエラーアンプのDC利得、 G_{MP} は変調器利得、 G_{POWER} は V_{OUT} 利得へのインダクタ電流です。

$$G_{\text{EA}} = g_{\text{ma}} \cdot R_0 \approx 1000\text{V/V}$$

(調整不能、 $g_{\text{ma}} \approx 100\mu\text{S}$ 、 $R_0 \approx 10\text{M}\Omega$)

$$G_{\text{MP}} = 2 \cdot g_{\text{mp}}; g_{\text{mp}} = \frac{\Delta I_L}{\Delta V_C} \approx 3.4\text{S (Not Adjustable)}$$

$$G_{\text{POWER}} = \frac{\Delta V_{\text{OUT}}}{\Delta I_L} = \frac{\eta \cdot V_{\text{IN}}}{2 \cdot I_{\text{OUT}}} = \frac{\eta \cdot V_{\text{IN}} \cdot R_L}{2 \cdot V_{\text{OUT}}}$$

アプリケーション情報

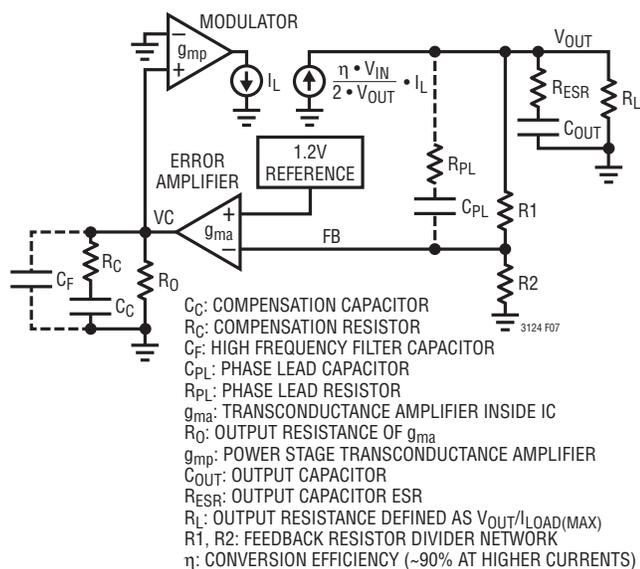


図7. 昇圧コンバータの等価モデル

上の2つの式をまとめると次式が得られます。

$$G_{DC} = G_{MP} \cdot G_{POWER} \approx \frac{3.4 \cdot \eta \cdot V_{IN} \cdot R_L}{V_{OUT}} \text{ V/V}$$

コンバータ効率 η は、標準的性能特性のグラフに示すように、 I_{OUT} とスイッチング周波数 f_{SWITCH} に応じて変化します。

$$\text{Output Pole: } P1 = \frac{2}{2\pi \cdot R_L \cdot C_{OUT}} \text{ Hz}$$

Error Amplifier Pole:

$$P2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_O \cdot (C_C + C_F)} \text{ Hz; } C_F < \frac{C_C}{10}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi \cdot R_O \cdot C_C} \text{ Hz; Extremely Close to DC}$$

$$\text{Error Amplifier Zero: } Z1 = \frac{1}{2\pi \cdot R_C \cdot C_C} \text{ Hz}$$

$$\text{ESR Zero: } Z2 = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{OUT}} \text{ Hz}$$

$$\text{RHP Zero: } Z3 = \frac{V_{IN}^2 \cdot 2R_L}{2\pi \cdot V_{OUT}^2 \cdot L} \text{ Hz}$$

$$\text{High Frequency Pole: } P3 > \frac{f_{OSC}}{3} \text{ Hz}$$

$$\text{Phase Lead Zero: } Z4 = \frac{1}{2\pi \cdot (R1 + R_{PL}) \cdot C_{PL}} \text{ Hz}$$

$$\text{Phase Lead Pole: } P4 = \frac{1}{2\pi \cdot \left(\frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} + R_{PL} \right) \cdot C_{PL}} \text{ Hz}$$

Error Amplifier Filter Pole:

$$P5 = \frac{1}{2\pi \cdot R_C \cdot \frac{C_C \cdot C_F}{C_C + C_F}} \text{ Hz, } C_F < \frac{C_C}{10}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi \cdot R_C \cdot C_F} \text{ Hz}$$

電流モードのゼロ ($Z3$) は右半平面のゼロで、これは帰還制御の設計では問題になることがありますが、外付け部品を適切に選択して対処することができます。また、右半平面 (RHP) のゼロが最小になるのは、与えられた出力電圧に対して入力電圧が最小で出力電流が最大のときです。コンバータの開ループ利得が1に減少する周波数はクロスオーバー周波数 (f_c) と呼ばれますが、原則として、この周波数は右半平面のゼロ ($Z3$) の1/6より小さく、また、スイッチング周波数 f_{SWITCH} の1/8より小さく設定する必要があります。 f_c の選択が完了すれば、電力段のボード線図を使用するか、あるいは、周波数が f_c よりも低い場合に $P1$ は電力段の利得を支配し、 f_c は $P2$ よりもはるかに高くなるという一般的に有効な2つの仮定を使用して、補償部品の値を計算することができます。まず、 f_c における電力利得 G_{fc} を V/V で計算します。この範囲では出力ポール $P1$ が G_{fc} を支配すると仮定すると、これは次式で与えられます。

$$G_{fc} \approx \frac{G_{DC}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_c}{P1} \right)^2}} \text{ V/V}$$

アプリケーション情報

さらに、どれだけの位相マージン (Φ_m) が必要かを決定します。位相マージンを大きくすると安定性が高まり、位相マージンを小さくするとトランジェント応答が速くなります。一般に Φ_m は約 60° が最適な値で、トランジェント応答時間を最小に抑えながら、部品の変動に対応できるだけの十分なマージンを取ることができます。 Φ_1 は Z1、P2、および P5 の位相ブーストで、 Φ_2 は Z4 と P4 の位相ブーストです。 Φ_1 と Φ_2 は次式に基づいて選択します。

$$\Phi_1 + \Phi_2 = \Phi_m + \tan^{-1} \left(\frac{f_c}{Z3} \right) \text{ and}$$

$$\Phi_1 \leq 74^\circ; \Phi_2 \leq \left(2 \cdot \tan^{-1} \sqrt{\frac{V_{OUT}}{1.2V}} \right) - 90^\circ$$

ここで、 V_{OUT} の単位は V、 f_c と Z3 の単位は kHz です。

Z1、P5、Z4、および P4 は次式により設定します。

$$Z1 = \frac{f_c}{\sqrt{a_1}}, P5 = f_c \sqrt{a_1}, Z4 = \frac{f_c}{\sqrt{a_2}}, P4 = f_c \sqrt{a_2}$$

これにより、 Φ_1 と Φ_2 を使って a_1 と a_2 を決定することができます。

$$a_1 = \tan^2 \left(\frac{\Phi_1 + 90^\circ}{2} \right), a_2 = \tan^2 \left(\frac{\Phi_2 + 90^\circ}{2} \right)$$

この補償では、次の C_C の式を使うことによって、 f_c におけるコンバータ利得 G_{BOOST} を 1 に強制します。

$$C_C = \frac{10^3 \cdot g_{ma} \cdot R2 \cdot G_{fc} (a_1 - 1) \sqrt{a_2}}{2\pi \cdot f_c \cdot (R1 + R2) \sqrt{a_1}} \text{ pF}$$

(g_{ma} in μS , f_c in kHz, G_{fc} in V/V)

C_C の値が分かれば、次式によって R_C と C_F が決定されます。

$$R_C = \frac{10^6 \cdot \sqrt{a_1}}{2\pi \cdot f_c \cdot C_C} \text{ k}\Omega \text{ (} f_c \text{ in kHz, } C_C \text{ in pF)}$$

$$C_F = \frac{C_C}{a_1 - 1}$$

コンバータのトランジェント応答を改善するには、コンデンサと抵抗で構成された小さいフィードフォワード直列ネットワークを、(V_{OUT} から FB の) 帰還抵抗分割器の上側の抵抗の両端に接続して使用します。これにより、コンバータの伝達関数に位相進みのゼロとポールが追加されます。これらの位相進み成分の値は次式で与えられます。

$$R_{PL} = \frac{R1 - a_2 \cdot \left(\frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \right)}{a_2 - 1} \text{ k}\Omega \text{ and}$$

$$C_{PL} = \frac{10^6 (a_2 - 1)(R1 + R2)}{2\pi \cdot f_c \cdot R1^2 \sqrt{a_2}} \text{ pF}$$

ここで、R1、R2、および R_{PL} は $\text{k}\Omega$ 単位、 f_c は kHz 単位です。

$\Phi_2 = 0^\circ$ とすると $a_2 = 1$ に強制され、コンバータの補償はタイプ II となるので、フィードフォワードは行われません。 R_{PL} はオープン (インピーダンス無限大)、 $C_{PL} = 0\text{pF}$ となります。フィードフォワードは、 $a_2 = 0.833 \cdot V_{OUT}$ (最大値) の時に最大となります。この補償方法では、 $R_{PL} = 0$ で C_{PL} が最大値となります。

補償値を計算したら、計算を確認し必要に応じて値を修正するために、コンバータのボード線図を入手することを推奨します。

図 8 の回路を一例として使って、図 9 に示すボード線図を描くのに使用されたパラメータを表 4 に示します。

表 4. ボード線図のパラメータ

パラメータ	値	単位	注釈
V_{IN}	5	V	アプリケーションによる
V_{OUT}	12	V	アプリケーションによる
R_L	8	Ω	アプリケーションによる
バイアスなしでの C_{OUT}	22x2	μF	アプリケーションによる
12V バイアスでの C_{OUT}	14x2	μF	アプリケーションによる
RESR	2.5	m Ω	アプリケーションによる
LA, LB	4.7	μH	アプリケーションによる
f_{SWITCH}	1	MHz	調整可能
R1	1020	k Ω	調整可能
R2	113	k Ω	調整可能
g_{ma}	100	μS	固定
R_O	10	M Ω	固定
g_{mp}	3.4	S	固定
η	90	%	アプリケーションによる
R_C	84.5	k Ω	調整可能
C_C	680	pF	調整可能
C_F	56	pF	調整可能
R_{PL}	開放	k Ω	オプション
C_{PL}	0	pF	オプション

アプリケーション情報

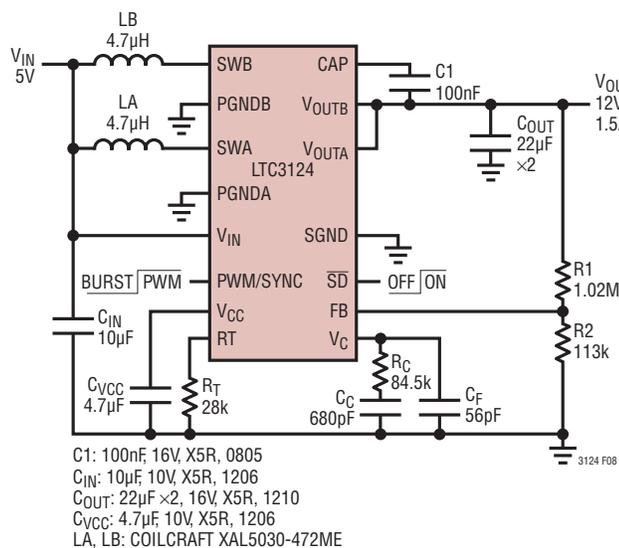
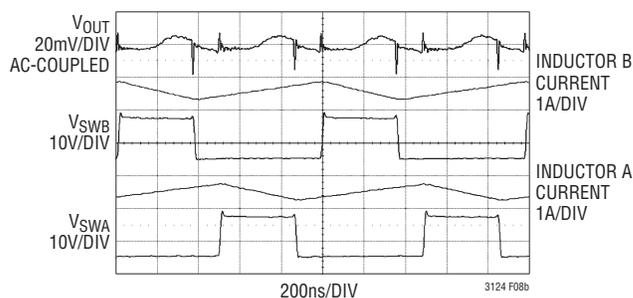


図8. 1MHz、5V 入力から12V/1.5A 出力の昇圧コンバータ

1.5A 負荷でのスイッチング波形



700mA から1.5A への負荷ステップでのトランジェント応答

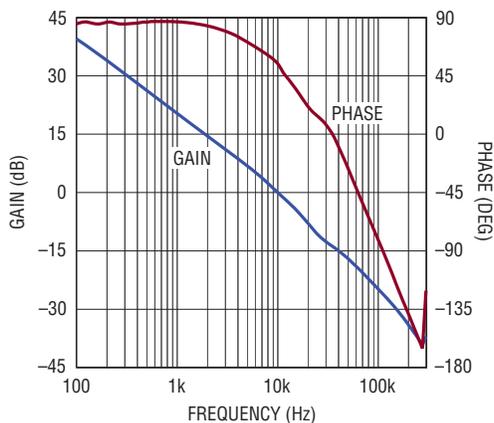
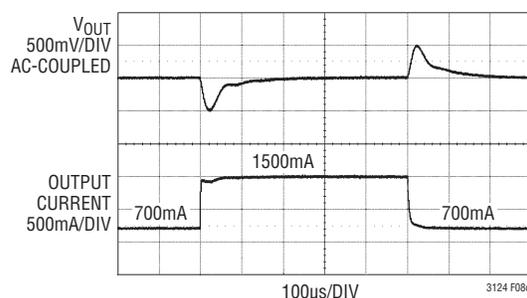


図9. 例に示すコンバータのボード線図

アプリケーション情報

図9から、利得が0dBに達するときの位相は約60°なので、コンバータの位相マージンは約60°になります。クロスオーバー周波数は約10kHzで、これはRHPのゼロである94kHzの1/6以下の値なので、適切な位相マージンが得られます。

図10の回路は、図8と同じアプリケーションにタイプIIIの補償を行うものです。これはC_{PL}とR_{PL}を追加し、C_C、C_F、およびR_Cに調整を加えることによって行います。図11のボード線図を作成するために使用したパラメータを表5に示します。

図11でも位相マージンが約60°に最適化されており、クロスオーバー周波数も約10kHzのままです。C_{PL}とR_{PL}を追加したことで、Burst Mode動作においてある程度のフィードフォワード信号が生成され、結果として出力電圧リップルが低下します。

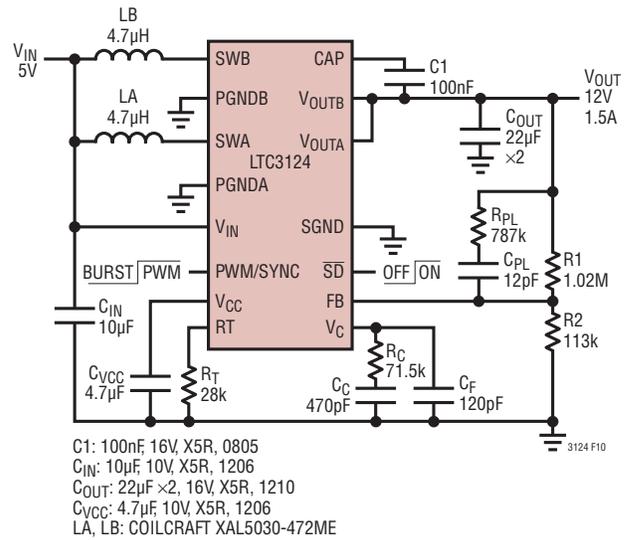


図10. 位相進み付き昇圧コンバータ

表5. ボード線図のパラメータ

パラメータ	値	単位	注釈
V _{IN}	5	V	アプリケーションによる
V _{OUT}	12	V	アプリケーションによる
R _L	8	Ω	アプリケーションによる
バイアスなしでの C _{OUT}	22x2	µF	アプリケーションによる
12V バイアスでの C _{OUT}	14x2	µF	アプリケーションによる
R _{ESR}	2.5	mΩ	アプリケーションによる
LA, LB	4.7	µH	アプリケーションによる
f _{SWITCH}	1	MHz	調整可能
R1	113	kΩ	調整可能
R2	1020	kΩ	調整可能
g _{ma}	100	µS	固定
R _O	10	MΩ	固定
g _{mp}	3.4	S	固定
η	90	%	アプリケーションによる
R _C	71.5	kΩ	調整可能
C _C	470	pF	調整可能
C _F	120	pF	調整可能
R _{PL}	787	kΩ	調整可能
C _{PL}	12	pF	調整可能

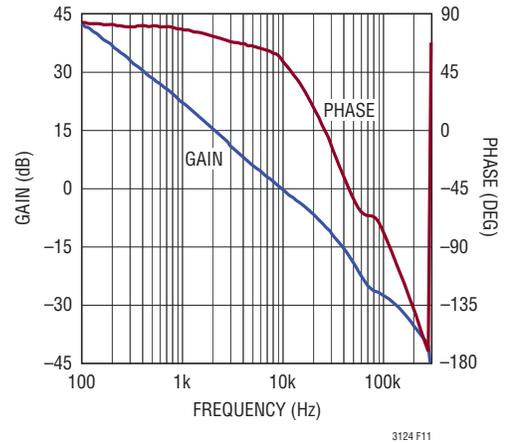
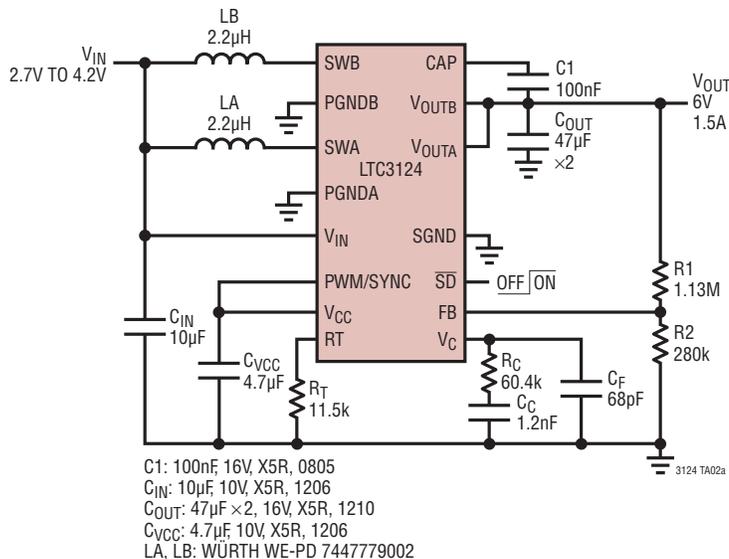


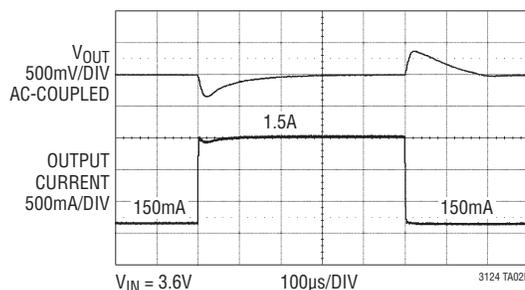
図11. 位相進みを示すボード線図

標準的応用例

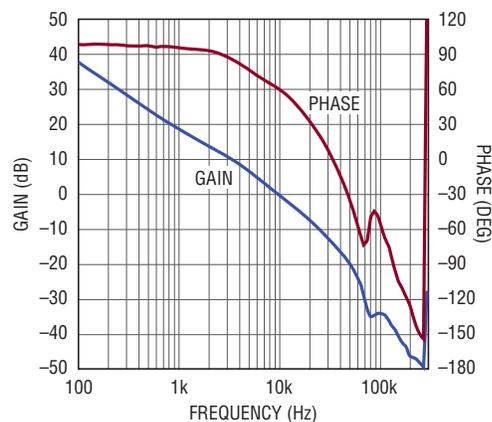
RFトランスミッタ向け、1セル・リチウム・バッテリー給電、
6V、9W出力の2.2MHz同期整流式
昇圧コンバータ



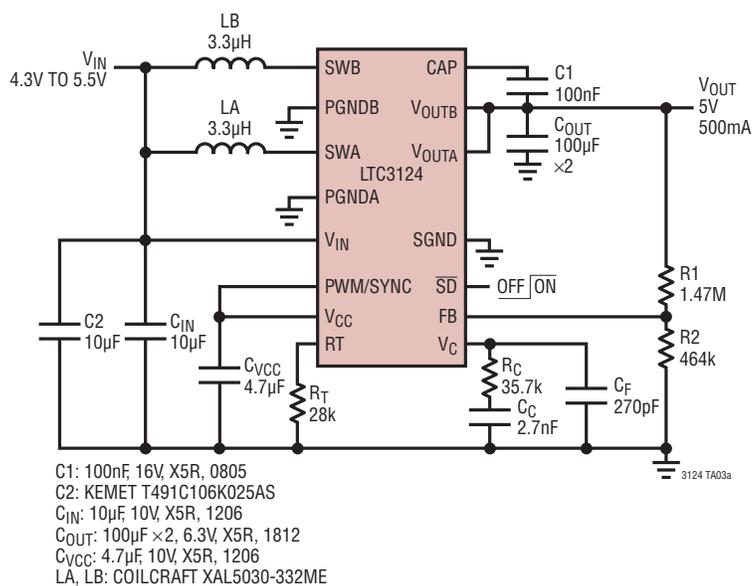
負荷ステップ



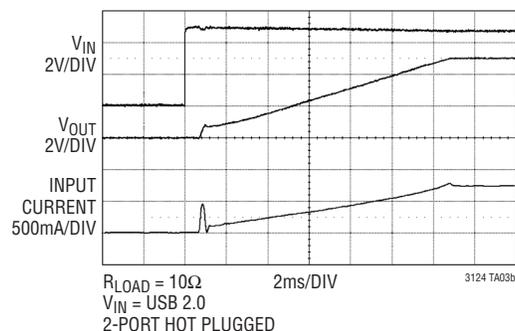
ボード線図



2ポートUSB給電、5V/500mA出力の1MHz同期整流式昇圧コンバータ

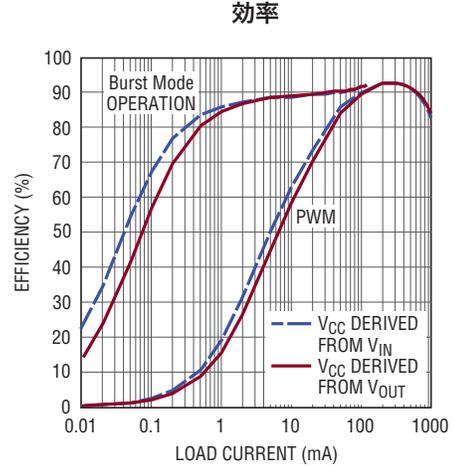
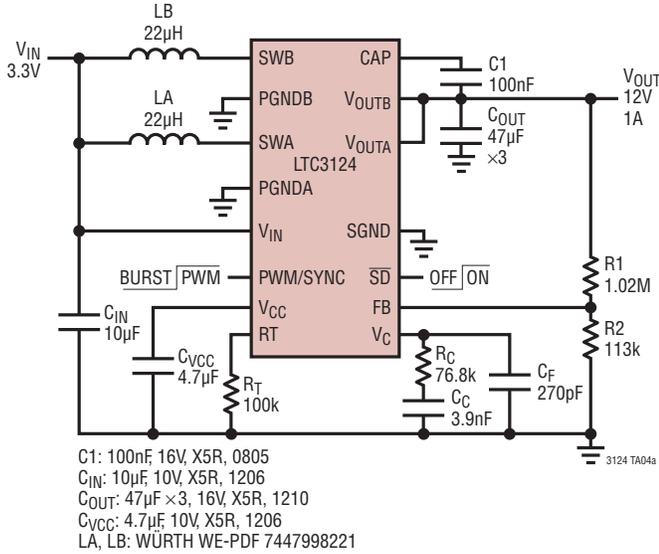


活線挿入された2ポート USB 2.0

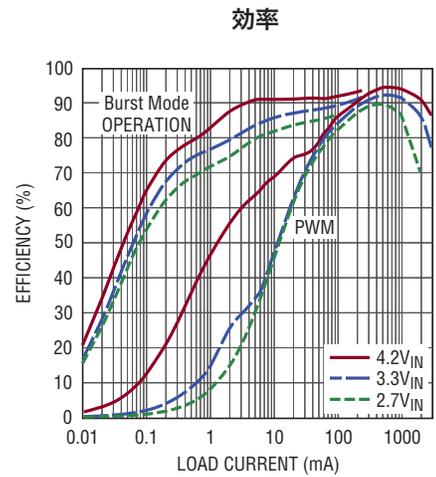
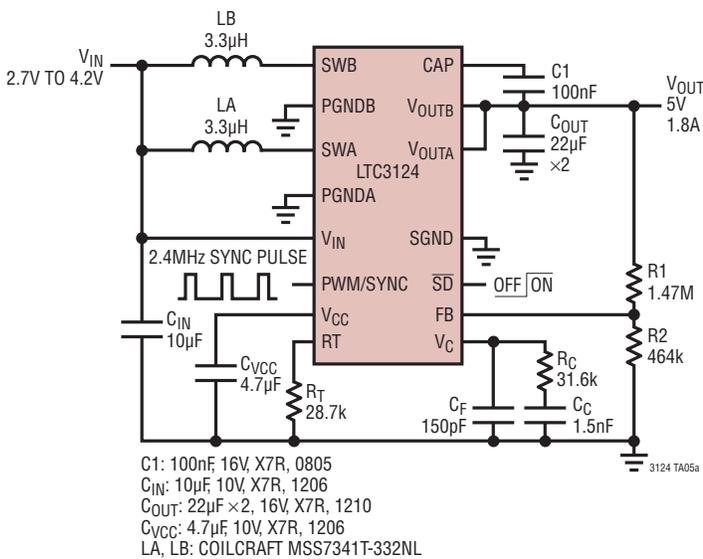


標準的応用例

3.3V入力、12V/1A出力の出力切断機能付き
300kHz 同期整流式昇圧コンバータ

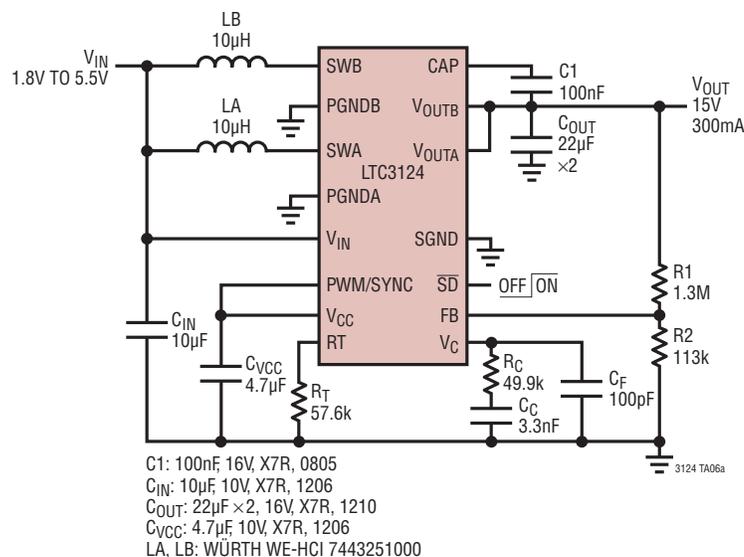


RFPA 電源向け、1セル・リチウム・バッテリー給電、
5V/1.8A出力、同期1.2MHzスイッチングの昇圧コンバータ

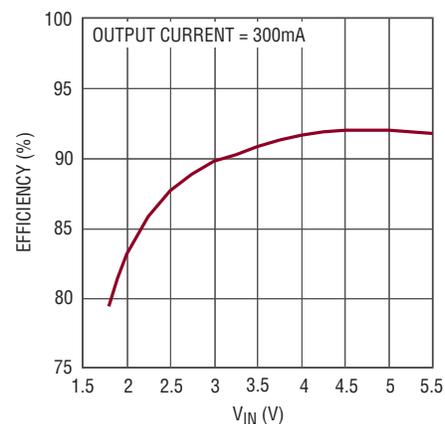


標準的応用例

1.8V~5.5V入力、15V/300mA出力の
出力切断機能付き500kHz同期整流式昇圧コンバータ

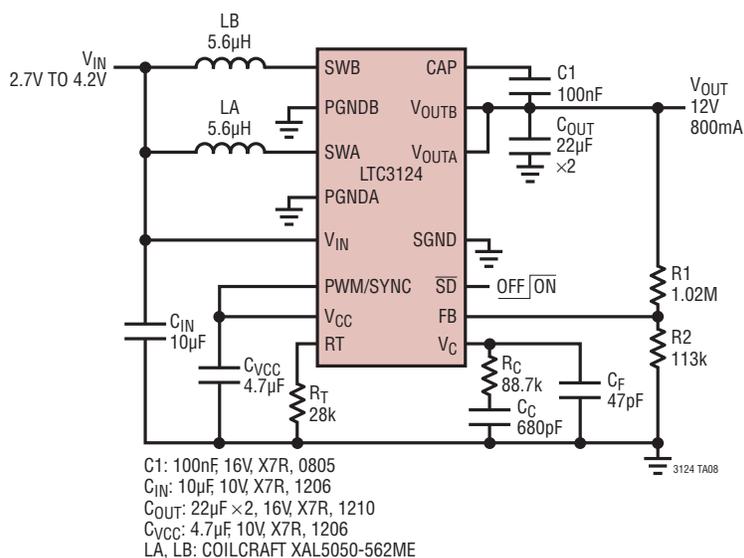


効率



3124 TA06b

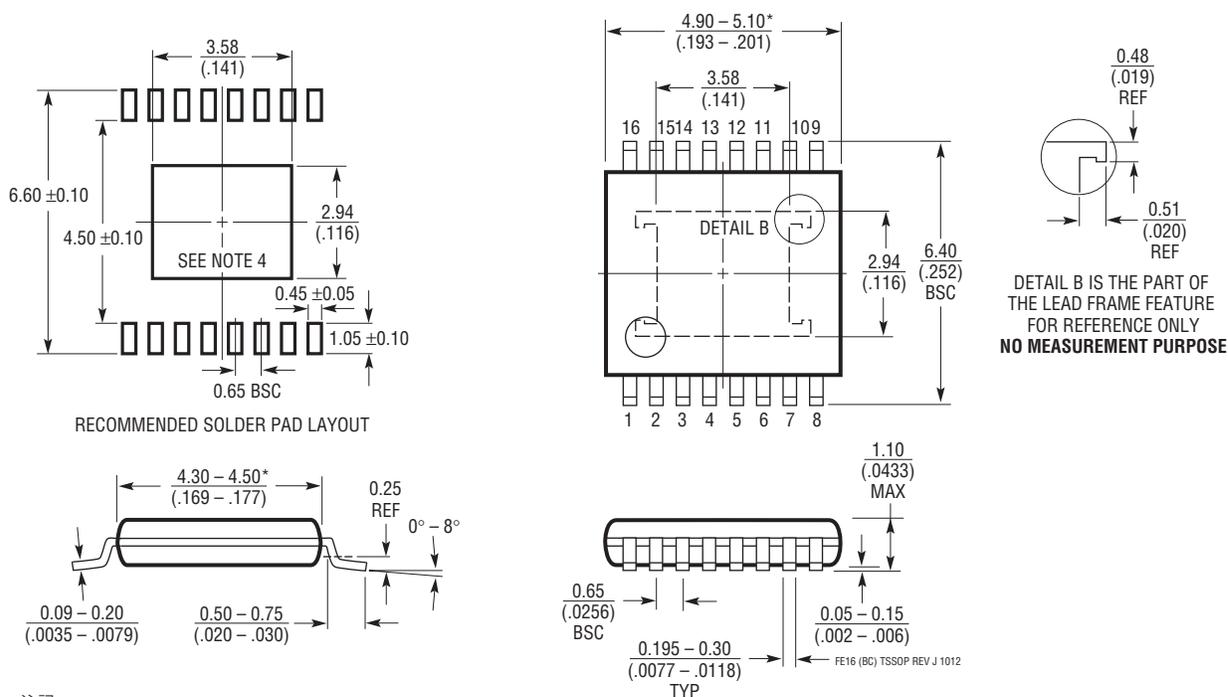
1セル・リチウム・バッテリー給電、
12V/800mA出力の出力切断機能付き1MHz同期整流式昇圧コンバータ



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。

FE Package
16-Lead Plastic TSSOP (4.4mm)
 (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev J)
Exposed Pad Variation BC



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

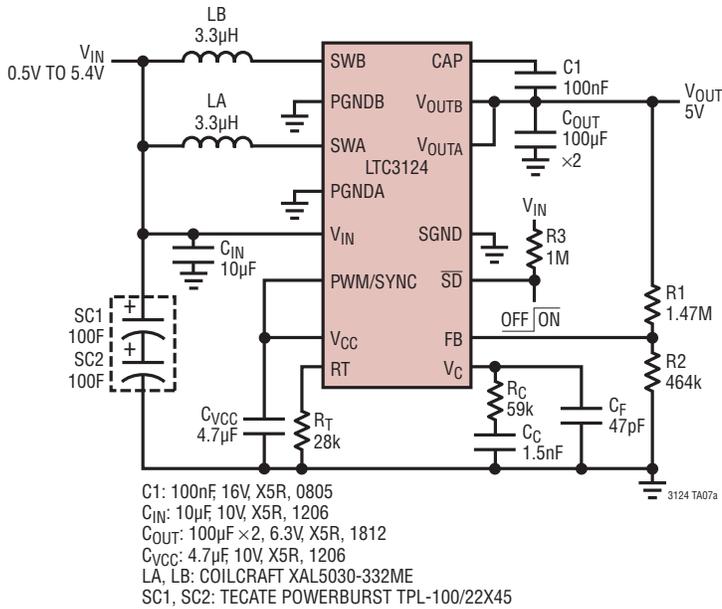
4. 露出パッド接着のための推奨最小 PCB メタルサイズ

* 寸法にはモールドのバリを含まない
 モールドのバリは各サイドで 0.150mm (0.006") を超えないこと

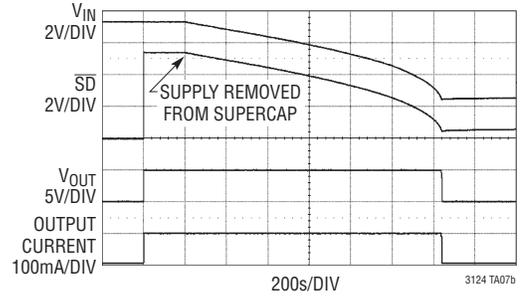
LTC3124

標準的応用例

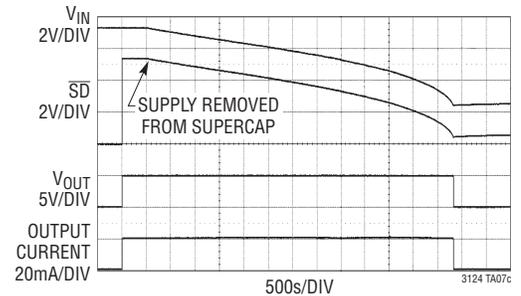
0.5V～5.4Vのデュアル・スーパーキャパシタ・バックアップ電源



PWMの停止曲線



Burst Modeの停止曲線



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3459	出力切断機能と Burst Mode 動作機能を備えた 70mA I _{SW} 、10V マイクロパワー同期整流式昇圧コンバータ	V _{IN} : 1.5V ~ 5.5V、V _{OUT(MAX)} = 10V、I _Q = 10µA、I _{SD} < 1µA、ThinSOT パッケージ
LTC3528	出力切断機能と Burst Mode 動作機能を備えた 1A I _{SW} 、1MHz 同期整流式昇圧 DC/DC コンバータ	94% の効率、V _{IN} : 700mV ~ 5.25V、V _{OUT(MAX)} = 5.25V、I _Q = 12µA、I _{SD} < 1µA、2mm x 3mm DFN パッケージ
LTC3539	出力切断機能と Burst Mode 動作機能を備えた 2A I _{SW} 、1MHz/2MHz 同期整流式昇圧 DC/DC コンバータ	94% の効率、V _{IN} : 700mV ~ 5.25V、V _{OUT(MAX)} = 5.25V、I _Q = 10µA、I _{SD} < 1µA、2mm x 3mm DFN パッケージ
LTC3421	出力切断機能を備えた 3A I _{SW} 、3MHz 同期整流式昇圧 DC/DC コンバータ	95% の効率、V _{IN} : 0.5V ~ 4.5V、V _{OUT(MAX)} = 5.25V、I _Q = 12µA、I _{SD} < 1µA、QFN24 パッケージ
LTC3428	4A I _{SW} 、2MHz (1MHz スイッチング)、2フェーズ昇圧 DC/DC コンバータ	92% の効率、V _{IN} : 1.6V ~ 4.5V、V _{OUT(MAX)} = 5.25V、I _{SD} < 1µA、3mm x 3mm DFN パッケージ
LTC3425	出力切断機能を備えた、低リップル、4フェーズの 5A I _{SW} 、8MHz 同期整流式昇圧 DC/DC コンバータ	95% の効率、V _{IN} : 0.5V ~ 4.5V、V _{OUT(MAX)} = 5.25V、I _Q = 12µA、I _{SD} < 1µA、QFN32 パッケージ
LTC3122	出力切断機能と Burst Mode 動作機能を備えた 2.5A I _{SW} 、3MHz 同期整流式昇圧 DC/DC コンバータ	95% の効率、V _{IN} : 1.8V ~ 5.5V (起動後 500mV)、V _{OUT(MAX)} = 15V、I _Q = 25µA、I _{SD} < 1µA、3mm x 4mm DFN および MSOP パッケージ
LTC3112	出力切断機能と Burst Mode 動作機能を備えた 15V、2.5A、750kHz 同期整流式昇降圧 DC/DC コンバータ	95% の効率、V _{IN} : 2.7V ~ 15V、V _{OUT(MAX)} = 14V、I _Q = 50µA、I _{SD} < 1µA、4mm x 5mm DFN および TSSOP パッケージ
LTC3114-1	出力切断機能、出力電流制限機能、Burst Mode 動作機能を備えた 40V、1A、2MHz 同期整流式昇降圧 DC/DC コンバータ	95% の効率、V _{IN} : 2.2V ~ 40V、V _{OUT(MAX)} = 40V、I _Q = 30µA、I _{SD} = 3µA、3mm x 5mm DFN および TSSOP パッケージ
LTC3115-1	出力切断機能と Burst Mode 動作機能を備えた 40V、2A、2MHz 同期整流式昇降圧 DC/DC コンバータ	95% の効率、V _{IN} : 2.7V ~ 40V、V _{OUT(MAX)} = 40V、I _Q = 30µA、I _{SD} = 3µA、4mm x 5mm DFN および TSSOP パッケージ