

1A昇降圧DC/DCコンバータ およびデュアル600mA 降圧DC/DCコンバータ

特長

- 3個の高効率DC/DCコンバータ:
昇降圧 ($V_{OUT}: 1.8V \sim 5.25V, I_{OUT}: 1A$)
デュアル降圧 ($V_{OUT}: 0.6V \sim V_{IN}, I_{OUT}: 600mA$)
- 入力電圧範囲: $1.8V \sim 5.5V$
- ピンで選択可能なBurst Mode[®]動作
- Burst Mode動作時の全静止電流: $30\mu A$
- 個別のパワーグッド・インジケータ出力
- ソフトスタート内蔵
- 熱保護および過電流保護
- シャットダウン時の消費電流: $2\mu A$ 未満
- 小型4mm×4mm QFNパッケージと
熱特性が改善されたTSSOPパッケージ

アプリケーション

- バーコード・リーダー
- 医療用機器
- ハンディ端末
- PDA、ハンドヘルドPC
- GPSレシーバ

LT, LT, LTC, LTM, Linear Technology, Burst ModeおよびLinearのロゴはリアテクノロジー社の登録商標です。PowerPathはリ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。6404251, 6166527を含む米国特許によって保護されています。

概要

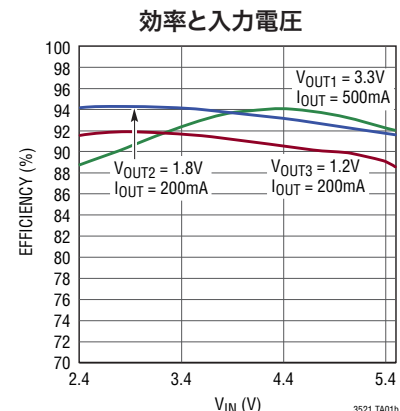
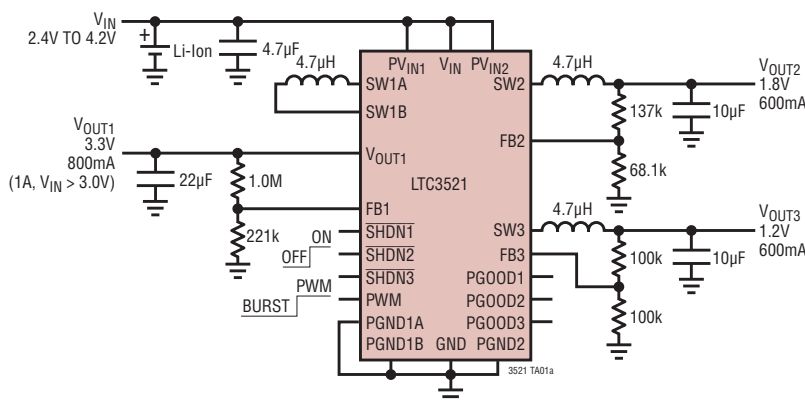
LTC[®]3521は、1A昇降圧DC/DCコンバータと2つの600mA同期整流式降圧DC/DCコンバータを一体化したデバイスです。1.1MHzのスイッチング周波数により、ソリューションの実装面積を最小限に抑えつつ、高効率を維持します。3つのコンバータはいずれもソフトスタートと内部補償機能を備えているので、ソリューションの実装面積を最小限に抑え、設計プロセスを簡素化します。

降圧コンバータは電流モードで制御され、内蔵の同期整流器を利用して効率を改善します。降圧コンバータはデューティ・サイクル100%の動作をサポートして、バッテリーの寿命を延ばします。PWMピンを“L”に保つと、降圧コンバータは重負荷ではBurst Mode動作からPWMモードに自動的に移行します。PWMピンを“H”に保つと、降圧コンバータは低ノイズ、1.1MHzのPWMモードを維持します。

昇降圧コンバータは連続導通動作を行うので、効率を最大限に高めてノイズを最小限に抑えます。軽負荷では、昇降圧コンバータをBurst Modeで動作できるので、効率を改善して無負荷時のスタンバイ電流を低減することができます。

LTC3521のすべてのコンバータは、 $2\mu A$ 未満のシャットダウン・モード、過熱保護シャットダウン、および電流制限保護機能を備えています。LTC3521は、24ピンの $0.75mm \times 4mm \times 4mm$ QFNパッケージ、および熱特性が改善された20ピンTSSOPパッケージで供給されます。

標準的応用例



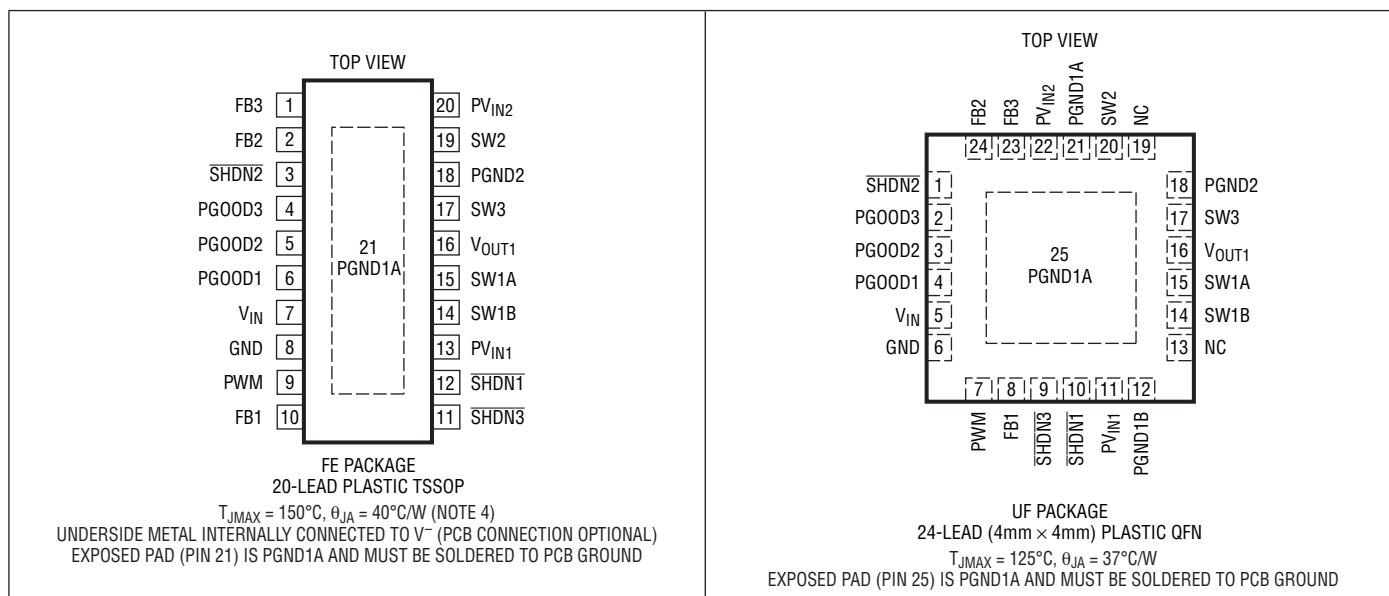
LTC3521

絶対最大定格 (Note 1)

PV_{IN1}、PV_{IN2}、V_{IN}の電圧 -0.3V~6V
 SW1A、SW1B、SW2、SW3の電圧
 DC -0.3V~6V
 パルス < 100ns -1V~7V

その他のピンの電圧 -0.3V~6V
 動作接合部温度範囲 (Note 2、5) -40°C~125°C
 保存温度範囲 -65°C~150°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
LTC3521EFE#PBF	LTC3521EFE#TRPBF	LTC3521FE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3521IFE#PBF	LTC3521IFE#TRPBF	LTC3521FE	20-Lead Plastic TSSOP	-40°C to 125°C
LTC3521EUF#PBF	LTC3521EUF#TRPBF	3521	24-Lead (4mm × 4mm) Plastic QFN	-40°C to 125°C
LTC3521IUF#PBF	LTC3521IUF#TRPBF	3521	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。

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での規格値を意味する。それ以外は $T_J = 25^\circ\text{C}$ での値 (Note 2)。注記がない限り、 V_{IN} 、 PV_{IN1} 、 $PV_{IN2} = 3.6\text{V}$ 、 $V_{OUT1} = 3.3\text{V}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Input Voltage		●	1.8		5.5	V
Quiescent Current—Shutdown	$V_{SHDN1} = V_{SHDN2} = V_{SHDN3} = 0\text{V}$ (Note 6)	●		0.01	2	μA
Burst Mode Quiescent Current	$V_{FB1} = 0.66\text{V}$, $V_{FB2} = 0.66\text{V}$, $V_{FB3} = 0.66\text{V}$, $V_{PWM} = 0\text{V}$			30		μA
Oscillator Frequency		●	0.85	1.1	1.35	MHz
$\overline{\text{SHDN1}}$, $\overline{\text{SHDN2}}$, $\overline{\text{SHDN3}}$, PWM Input High Voltage		●	1.4			V
$\overline{\text{SHDN1}}$, $\overline{\text{SHDN2}}$, $\overline{\text{SHDN3}}$, PWM Input Low Voltage		●			0.4	V
Power Good Outputs Low Voltage	$I_{PGOOD1} = I_{PGOOD2} = I_{PGOOD3} = 1\text{mA}$			0.1	0.2	V
Power Good Outputs Leakage Current	$V_{PGOOD1} = V_{PGOOD2} = V_{PGOOD3} = 5.5\text{V}$			0.1	10	μA

Buck Converters

PMOS Switch Resistance				0.205		Ω
NMOS Switch Resistance				0.170		Ω
NMOS Switch Leakage Current	$V_{SW2} = V_{SW3} = 5.5\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$			0.1	5	μA
PMOS Switch Leakage Current	$V_{SW2} = V_{SW3} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$			0.1	10	μA
Feedback Voltage	(Note 4)	●	0.585	0.6	0.612	V
Feedback Input Current	$V_{FB2} = V_{FB3} = 0.6\text{V}$			1	50	nA
PMOS Current Limit	(Note 3)	●	750	1050		mA
Maximum Duty Cycle	$V_{FB2} = V_{FB3} = 0.55\text{V}$	●	100			%
Minimum Duty Cycle	$V_{FB2} = V_{FB3} = 0.66\text{V}$	●			0	%
PGOOD Threshold	$V_{FB2,3}$ Falling		-12	-9	-6	%
Power Good Hysteresis	$V_{FB2,3}$ Returning Good			2		%

Buck-Boost Converter

Output Voltage		●	1.8		5.25	V
PMOS Switch Resistance				0.110		Ω
NMOS Switch Resistance				0.085		Ω
NMOS Switch Leakage Current	$V_{SW1A} = V_{SW1B} = 5.5\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$			0.1	5	μA
PMOS Switch Leakage Current	$V_{SW1A} = V_{SW1B} = 0\text{V}$, $V_{IN} = 5.5\text{V}$			0.1	10	μA
Feedback Voltage	(Note 4)	●	0.585	0.6	0.612	V
Feedback Input Current	$V_{FB1} = 0.6\text{V}$			1	50	nA
Average Current Limit	(Note 3)	●	1.65	2.1		A
Reverse Current Limit	(Note 3)			375		mA
Maximum Duty Cycle	$V_{FB1} = 0.55\text{V}$	●	85	94		%
Minimum Duty Cycle	$V_{FB1} = 0.66\text{V}$	●			0	%
PGOOD Threshold	V_{FB1} Falling		-12	-9	-6	%
Power Good Hysteresis	V_{FB1} Returning Good			3		%

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: LTC3521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。LTC3521Eは $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ の温度範囲で性能仕様に適合することが保証されている。 $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の動作接合部温度範囲での仕様は設計、特性評価および統計学的なプロセス・コントロールとの相関で確認されている。LTC3521は $-40^\circ\text{C} \sim 125^\circ\text{C}$ の全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インピーダンス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。

電気的特性

Note 3: 電流測定はLTC3521がスイッチングしていないときに行われる。動作時の電流制限値はコンパレータの伝播遅延によりいくらか高くなる。

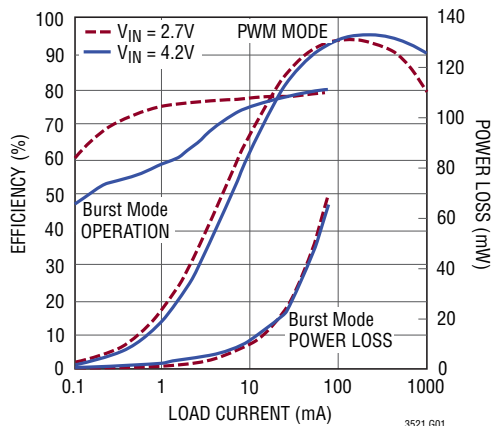
Note 4: LTC3521は各FBピンを各エラーアンプの出力に接続する独自のテスト・モードでテストされる。

Note 5: このデバイスには短時間の過負荷状態のあいだデバイスを保護するための過温度保護が備わっている。過温度保護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。

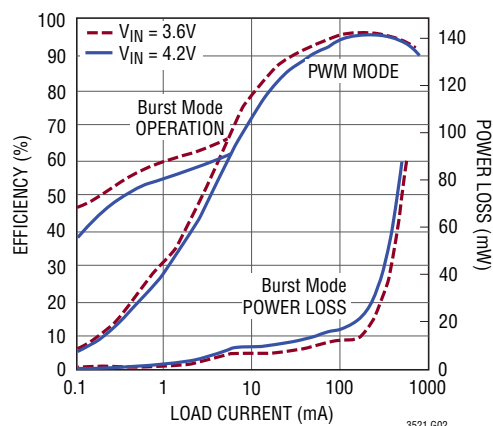
Note 6: シャットダウン電流は V_{IN} ピンで測定され、PMOSスイッチのリーク電流を含まない。

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

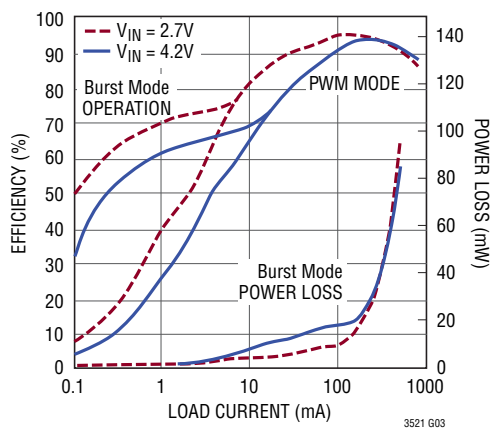
昇降圧コンバータの効率と負荷電流
(リチウムイオンから3.3V)



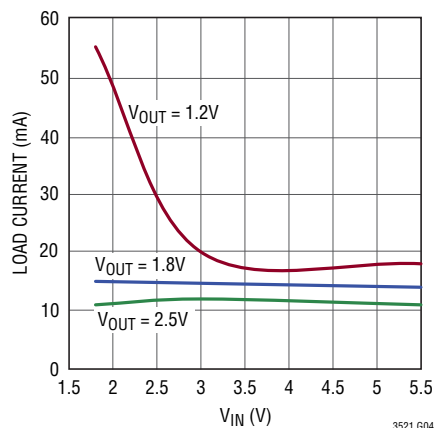
降圧コンバータの効率と負荷電流
(リチウムイオンから2.5V)



降圧コンバータの効率と負荷電流
(リチウムイオンから1.8V)

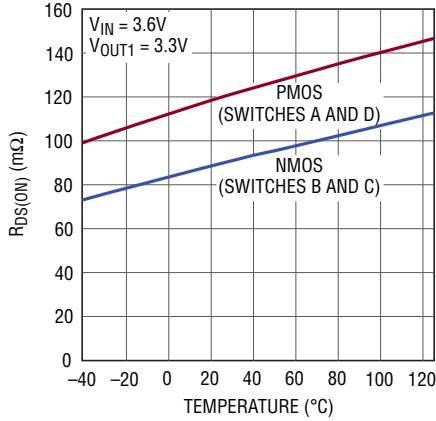


降圧コンバータのBurst Modeの
電流スレッシュホールドと入力電圧



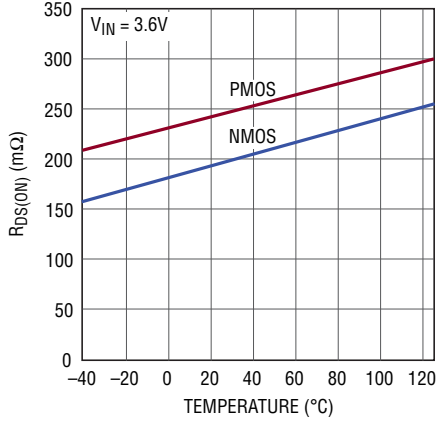
標準的性能特性 注記がない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。

昇降圧コンバータの
スイッチの $R_{DS(ON)}$ と温度



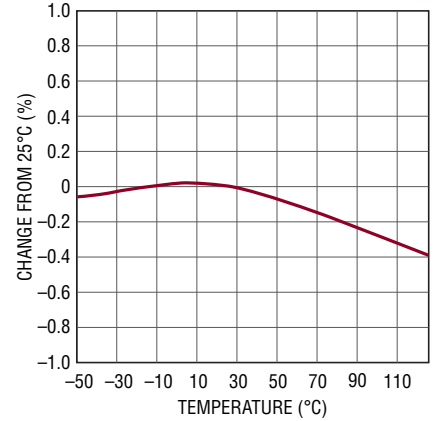
3521 G05

降圧コンバータの
スイッチの $R_{DS(ON)}$ と温度



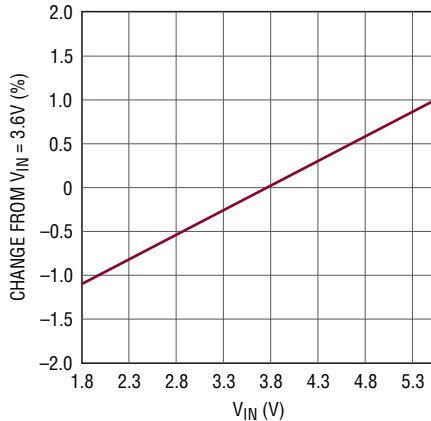
3521 G06

スイッチング周波数と温度



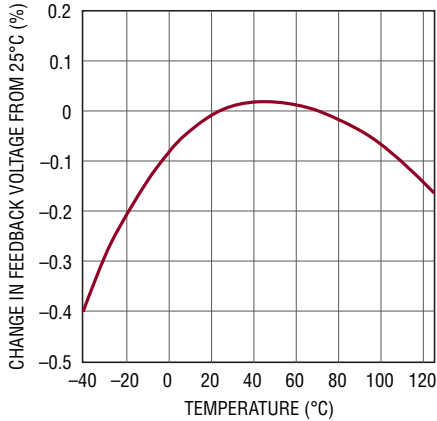
3521 G07

スイッチング周波数と入力電圧



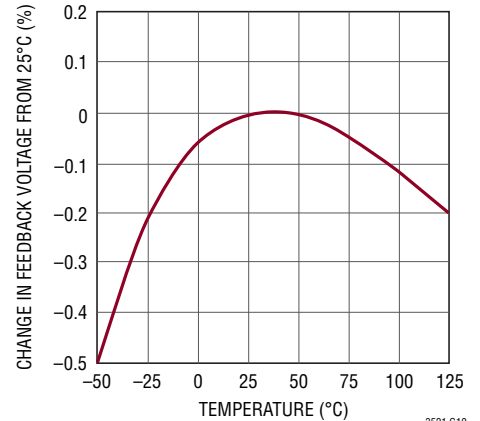
3521 G08

昇降圧コンバータの
帰還電圧と温度



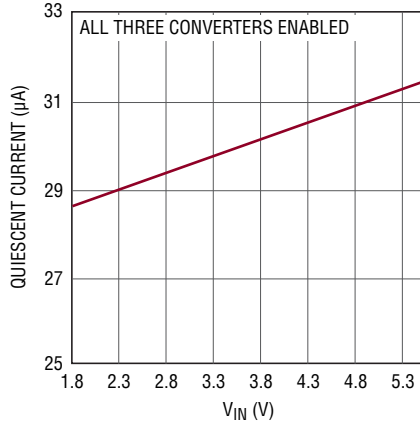
3521 G09

降圧コンバータの帰還電圧と温度



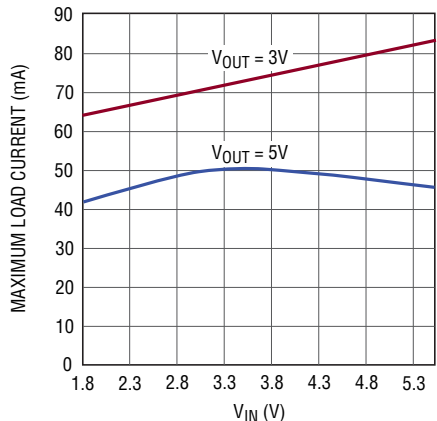
3521 G10

Burst Mode動作時の
消費電流と入力電圧



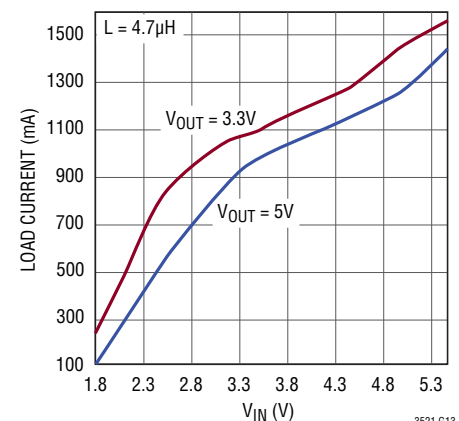
3521 G11

昇降圧コンバータの最大負荷電流と
入力電圧 (Burst Mode動作時)



3521 G12

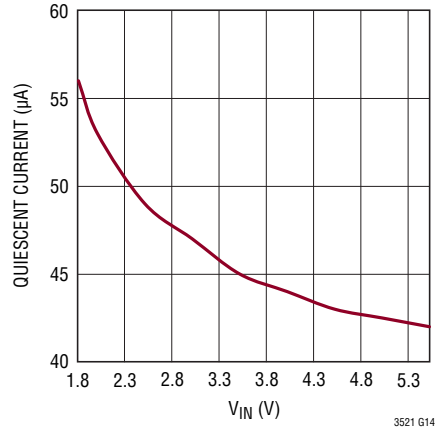
昇降圧コンバータの最大負荷電流と
入力電圧 (PWMモード時)



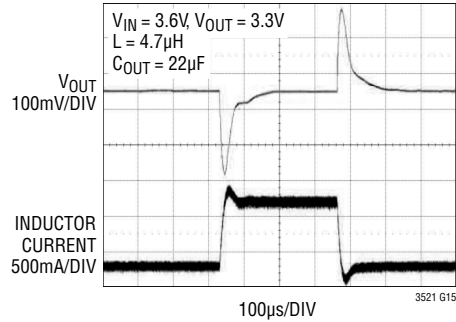
3521 G13

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

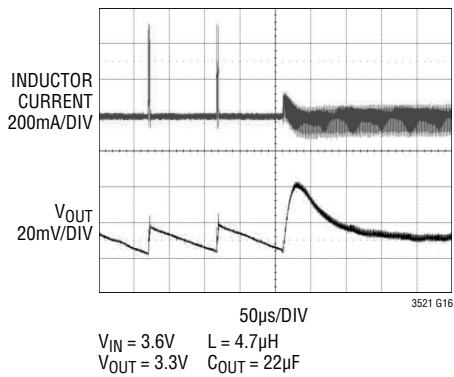
無負荷での消費電流と入力電圧



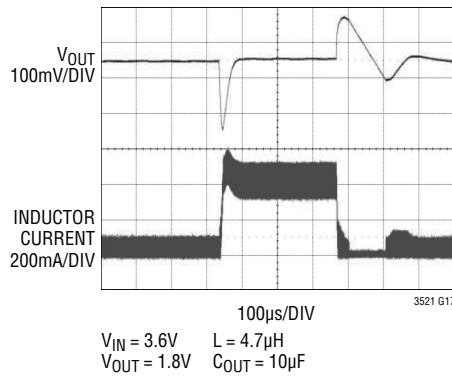
昇降圧コンバータの0mAから750mAへの負荷ステップ



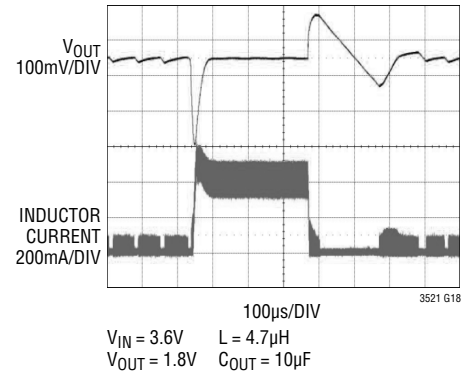
昇降圧コンバータのBurst Mode動作からPWMモードへの移行



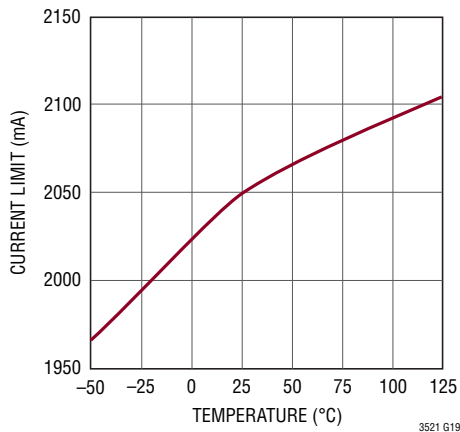
降圧コンバータの10mAから400mAへの負荷ステップ (PWMモード時)



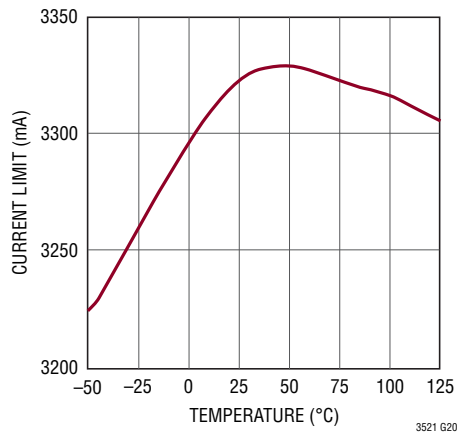
降圧コンバータの10mAから400mAへの負荷ステップ (Burst Mode動作時)



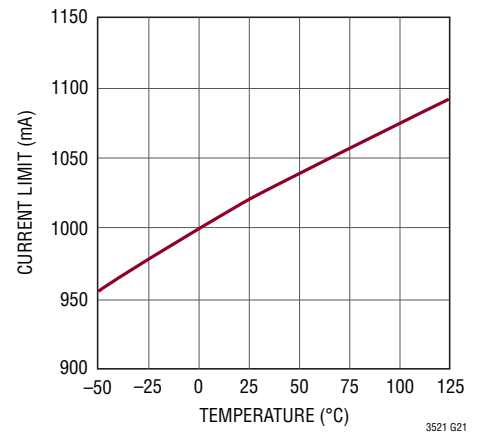
昇降圧コンバータの電流制限と温度



昇降圧コンバータのピーク電流制限と温度



降圧コンバータの電流制限と温度



ピン機能 (FE/UFパッケージ)

FB3 (ピン1/ピン23): 降圧コンバータの V_{OUT3} 出力電圧に接続された抵抗分割器から得られる降圧コンバータの帰還電圧。降圧コンバータの出力電圧は次式で与えられます。ここで、 $R1$ はFB3とグランド間の抵抗、 $R2$ はFB3と降圧コンバータ出力電圧間の抵抗です。

$$V_{OUT3} = 0.6V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

FB2 (ピン2/ピン24): 降圧コンバータの V_{OUT2} 出力電圧に接続された抵抗分割器から得られる降圧コンバータの帰還電圧。降圧コンバータの出力電圧は次式で与えられます。ここで、 $R1$ はFB2とグランド間の抵抗、 $R2$ はFB2と降圧コンバータ出力電圧間の抵抗です。

$$V_{OUT2} = 0.6V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

SHDN2 (ピン3/ピン1): このピンを1.4Vより上に強制すると、SW2の降圧コンバータ出力をイネーブルします。このピンを0.4Vより低い電圧に強制すると、降圧コンバータをディスエーブルします。このピンをフロート状態にしておくことはできません。

PGOOD3 (ピン4/ピン2): このピンはオープン・ドレイン出力です。 V_{OUT3} 降圧出力電圧がレギュレーション状態でなくなるか、デバイスが過温度シャットダウンするか、デバイスが低電圧ロックアウト状態になるか、またはSHDN3ピンが“L”になると“L”になります。

PGOOD2 (ピン5/ピン3): このピンはオープン・ドレイン出力です。 V_{OUT2} 降圧出力電圧がレギュレーション状態でなくなるか、デバイスが過温度シャットダウンするか、デバイスが低電圧ロックアウト状態になるか、またはSHDN2ピンが“L”になると“L”になります。

PGOOD1 (ピン6/ピン4): このピンはオープン・ドレイン出力です。 V_{OUT1} 昇降圧出力電圧がレギュレーション状態でなくなるか、デバイスが過温度シャットダウンするか、デバイスが低電圧ロックアウト状態になるか、昇降圧コンバータが電流制限状態になるか、またはSHDN1ピンが“L”になると“L”になります。PWMモードにおけるこのピンの機能の詳細については、このデータシートの「動作」のセクションを参照してください。

VIN (ピン7/ピン5): LTC3521の内部回路に電力を供給するために使用する低電流電源接続ピン。このピンは、4.7 μ F以上のセラミック・コンデンサでバイパスします。バイパス・コンデンサはできるだけピンに近い位置に配置して、グランドへのリターンパスを短くします。 V_{IN} 、 PV_{IN1} 、 PV_{IN2} の各ピンはアプリケーション回路と一緒に接続する必要があります。

GND (ピン8/ピン6): 小信号グランド。このピンはLTC3521の内部回路のグランド・リファレンスとして使われます。

PWM (ピン9/ピン7): 3つのコンバータすべてのBurst Mode動作とPWMモードの選択に使われるロジック入力。このピンをフロート状態にしておくことはできません。

PWM = “L”: 3つのコンバータすべてでBurst Mode動作がイネーブルされます。降圧コンバータは、軽負荷電流ではBurst Modeで動作しますが、高負荷電流では自動的にPWMモードに移行します。降圧コンバータは、このモードで最大出力電流(600mA)を供給できます。昇降圧コンバータは可変周波数モードで動作し、少ない負荷電流(標準50mA)しか供給できません。

PWM = “H”: 3つのコンバータすべてがPWMモード動作に強制されます。降圧コンバータは、その最小オン時間に達するまで固定周波数動作を維持します。昇降圧コンバータはすべての負荷電流でPWMモードを維持します。

FB1 (ピン10/ピン8): 昇降圧出力電圧に接続された抵抗分割器から得られる昇降圧コンバータの帰還電圧。昇降圧出力電圧は次式で与えられます。ここで、 $R1$ はFB1とグランド間の抵抗、 $R2$ はFB1と昇降圧出力電圧間の抵抗です。

$$V_{OUT1} = 0.6V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

SHDN3 (ピン11/ピン9): このピンを1.4Vより上に強制すると、SW3の降圧コンバータ出力をイネーブルします。このピンを0.4Vより低い電圧に強制すると、降圧コンバータをディスエーブルします。このピンをフロート状態にしておくことはできません。

SHDN1 (ピン12/ピン10): このピンを1.4Vより高い電圧に強制すると、昇降圧コンバータをイネーブルします。このピンを0.4Vより低い電圧に強制すると、昇降圧コンバータをディスエーブルします。このピンをフロート状態にしておくことはできません。

ピン機能 (FE/UFパッケージ)

PVIN1 (ピン13/ピン11):昇降圧コンバータのスイッチAに電力を供給するのに使われる高電流電源接続ピン。このピンは、4.7 μ F以上のセラミック・コンデンサでバイパスします。バイパス・コンデンサはできるだけピンに近い位置に配置して、グランドへのリターンパスを短くします。VIN、PVIN1、PVIN2の各ピンはアプリケーション回路で一緒に接続する必要があります。

NC (ピン13、UFパッケージのみ):接続されていません。

SW1B (ピン14/ピン14):昇降圧コンバータのスイッチ・ノード。このピンは昇降圧コンバータ用インダクタの片側に接続する必要があります。

SW1A (ピン15/ピン15):昇降圧コンバータのスイッチ・ノード。このピンは昇降圧コンバータ用インダクタの片側に接続する必要があります。

VOUT1 (ピン16/ピン16):昇降圧コンバータの出力電圧ノード。このピンは低ESRのセラミック・コンデンサに接続します。コンデンサはできるだけピンに近い位置に配置して、グランドへのリターンパスを短くします。

SW3 (ピン17/ピン17):降圧コンバータのスイッチ・ノード。このピンはVOUT3に接続されたインダクタの反対側に接続する必要があります。

PGND2 (ピン18/ピン18):両方の降圧コンバータの高電流グランド接続ピン。このピンをグランドに接続するPCBトレースはできるだけ短く、幅を広くします。

SW2 (ピン19/ピン20):降圧コンバータのスイッチ・ノード。このピンはVOUT2に接続されたインダクタの反対側に接続する必要があります。

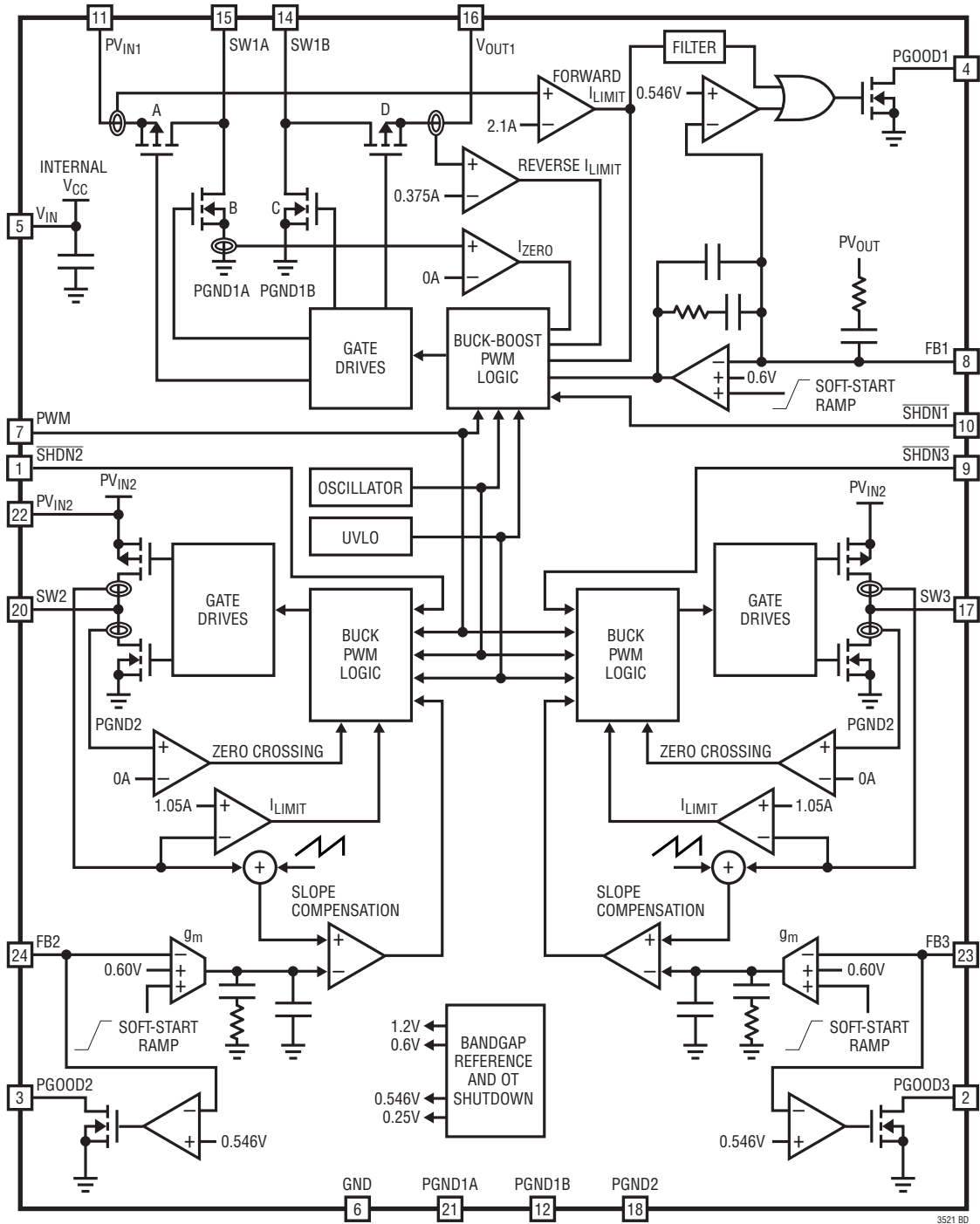
NC (ピン19、UFパッケージのみ):接続されていません。

PVIN2 (ピン20/ピン22):降圧コンバータのパワー・スイッチに電力を供給するのに使われる高電流電源接続ピン。このピンは、10 μ F以上のセラミック・コンデンサでバイパスします。バイパス・コンデンサはできるだけピンに近い位置に配置して、グランドへのリターンパスを短くします。VIN、PVIN1、PVIN2の各ピンはアプリケーション回路で一緒に接続する必要があります。

PGND1A (露出パッド・ピン21/ピン21、露出パッド・ピン25):昇降圧スイッチBの高電流グランド接続ピン。このピンをグランドに接続するPCBトレースはできるだけ短く、幅を広くします。

PGND1B (ピン12、UFパッケージのみ):昇降圧スイッチCの高電流グランド接続ピン。このピンをグランドに接続するPCBトレースはできるだけ短く、幅を広くします。

ブロック図 (UFパッケージ)



3521 BD

動作

LTC3521は2つの同期整流式降圧DC/DCコンバータと1つの4スイッチ昇降圧DC/DCコンバータを一体化したデバイスで、4mm×4mm QFNパッケージまたは熱特性が改善された20ピンTSSOPパッケージで供給されます。昇降圧コンバータは、入力電圧に対して出力電圧を高く、低くまたは等しく安定化することができる独自のスイッチング・アルゴリズムを使用しています。降圧コンバータは高効率の低電圧出力を供給し、100%のデューティ・サイクル動作が可能なので、バッテリー寿命を延ばします。Burst Mode動作では、LTC3521の総消費電流が30 μ Aまで減少します。3つのコンバータはすべて同じ内部1.1MHz発振器に同期します。

降圧コンバータの動作

PWMモード動作

PWMピンが“H”に保たれているとき、LTC3521の降圧コンバータは固定周波数電流モード制御アーキテクチャを使います。メイン(PチャンネルMOSFET)スイッチと同期整流器(NチャンネルMOSFET)スイッチの両方が内蔵されています。Pチャンネル・スイッチが各発振サイクルの開始点でオンし、スロープ補償ランプが重畳された電流波形がエラーアンプの出力を超えるまで、オン状態を保ちます。この時点で、同期整流器がオンし、インダクタ電流がゼロまで下がるか、または次のスイッチング・サイクルが開始されるまでオン状態を保ちます。その結果、降圧コンバータは軽負荷では不連続なインダクタ電流で動作し、効率を改善します。極端に軽い負荷では、メイン・スイッチの最小オン時間に到達し、降圧コンバータは安定を維持するため複数サイクルにわたってオフし始めます。

Burst Mode動作

PWMピンを“L”に強制すると、降圧コンバータは高負荷電流でのPWM動作と軽負荷電流でのBurst Mode動作の間を自動的に移行します。Burst Modeへの移行はピーク・インダクタ電流により決定されます。したがって、Burst Mode動作に移行する際の負荷電流は、入力電圧、出力電圧、およびインダクタ値に依存します。Burst Modeへ移行するスレッシュホールドの標準的なグラフが、このデータシートの「標準的性能特性」に示されています。ドロップアウトおよびドロップアウトに近い状態では、Burst Mode動作はディスエーブルされます。

ドロップアウト動作

入力電圧が出力のレギュレーション電圧に近い値まで低下すると、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、メイン・スイッチは100%デューティ・サイクル動作に達するまで1サイクルを超えてオンするよう強制され、100%に達するとメイン・スイッチが連続してオンします。このドロップアウト状態では、出力電圧は、メイン・スイッチからインダクタの直列抵抗までの電圧降下を入力電圧から差し引いた電圧になります。

スロープ補償

電流モード制御では、高デューティ・サイクル動作でのインダクタ電流の低調波発振を防ぐために、スロープ補償を使用する必要があります。これは電流センス信号に補償ランプを追加することによりLTC3521の内部で実現されます。電流モードのICによっては、電流制限はエラーアンプの電圧を一定の最大値にクランプすることにより行われます。この場合、大きな降圧比で出力電流能力が低下します。対照的に、LTC3521はスロープ補償ランプが追加される前に電流制限を行うので、デューティ・サイクルに左右されないピーク・インダクタ電流制限を実現します。

短絡保護

出力がグラウンドに短絡するとエラーアンプが“H”に飽和し、PチャンネルMOSFETスイッチが各サイクルの開始点でオンして、電流制限がトリップするまでオン状態に留まります。この最小オン時間の間、インダクタ電流は急速に増加し、ハードな出力短絡によって生じる非常に小さな逆電圧のため、周期の残りの時間で非常にゆっくり減少します。この状況でインダクタ電流の暴走の可能性をなくすため、降圧用FBピンの電圧が0.25Vを下回ると降圧コンバータのスイッチング周波数が250kHzに低下します。降圧コンバータのソフトスタート回路は降圧用FBピンが0.25Vを下回るとリセットされるので、出力電圧の短絡状態が解消されるとスムーズに再起動します。さらに、降圧FBピンの電圧が0.25Vを下回ると、PMOSの電流制限が1050mAから700mAに減少します。

動作

ソフトスタート

降圧コンバータは公称継続時間が800 μ sの内部電圧モード・ソフトスタート回路を備えています。コンバータはソフトスタートの間レギュレーション状態に留まるので、この間に生じる出力負荷過渡にตอบสนองします。さらに、出力電圧の立ち上がり時間は出力コンデンサのサイズや負荷電流にはわずかしが依存しません。

エラーアンプと補償

LTC3521降圧コンバータは内部トランスコンダクタンス・エラーアンプを利用しています。帰還ループの補償は内部でおこなわれるので、アプリケーションのサイズが小さくなり、設計過程が単純になります。補償ネットワークは、広い範囲の出力コンデンサの使用を可能にし、同時に負荷過渡に対する高速応答を保證するよう設計されています。

PGOODコンパレータ

PGOOD2ピンとPGOOD3ピンはオープン・ドレイン出力で、降圧コンバータの状態を表示します。降圧出力電圧がレギュレーション電圧を9%下回ると、それぞれのPGOODオープン・ドレイン出力は“L”になります。プルダウンがオフするには出力電圧が下降時スレッシュホールドの2%上に上昇する必要があります。さらに、負荷ステップでの過渡電圧による誤ったトリップを防ぐため、フラグには標準60 μ sのデグリッチ遅延があります。過温度シャットダウン時、低電圧ロックアウト時、またはそれぞれの降圧コンバータの $\overline{\text{SHDN}}$ ピンが“L”になっている間はそれぞれのPGOOD出力も“L”になり、これらのフォールト状態を表示します。

昇降圧コンバータの動作

PWMモードの動作

PWMピンが“H”に保たれていると、LTC3521昇降圧コンバータは電圧モード制御付き固定周波数PWMモードで動作します。独自のスイッチング・アルゴリズムにより、コンバータは、インダクタ電流やループ特性が不連続になることなく降圧、昇降圧および昇圧の各モードの間で切り替わることができます。昇降圧コンバータのスイッチ・トポロジーを図1に示します。

入力電圧が出力電圧を大幅に上回っていると、昇降圧コンバータは降圧モードで動作します。スイッチDは連続してオンし、スイッチCはオフしたままです。スイッチAとBはパルス幅変調され、必要なデューティ・サイクルを発生して出力のレギュレーション電圧を維持します。入力電圧が低下すると、スイッチAはスイッチング・サイクルの大部分でオンを維持します。デューティ・サイクルが約85%に達すると、スイッチ・ペアACがスイッチング周期の一部分でオンし始めます。入力電圧がさらに低下すると、ACスイッチ・ペアはより長い時間オン状態を維持し、BDフェーズの継続時間が比例して減少します。入力電圧が出力電圧を下回ると、最終的にBDフェーズがなくなるポイントまでACフェーズが増加します。このポイントで、スイッチAは連続してオン状態を維持する一方で、スイッチ・ペアCDは必要な出力電圧を得るためパルス幅変調されます。この時点では、コンバータは昇圧モードのみで動作しています。

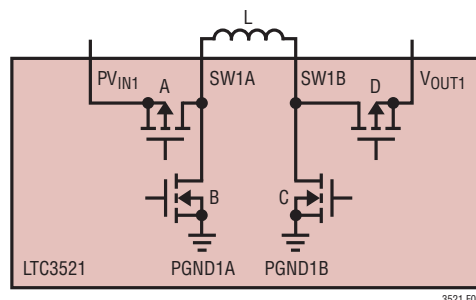


図1. 昇降圧スイッチのトポロジー

動作

このスイッチング・アルゴリズムは、3つの動作モード全てにわたって動作モード間のシームレスな移行を実現し、平均インダクタ電流、インダクタ電流リップル、およびループ伝達関数に不連続が生じません。このような利点により、従来の4スイッチ昇降圧コンバータに比べて効率と安定性が向上します。

エラーアンプと補償

昇降圧コンバータは、図2に示されているように、内部補償ネットワーク付き電圧モードエラーアンプを利用します。

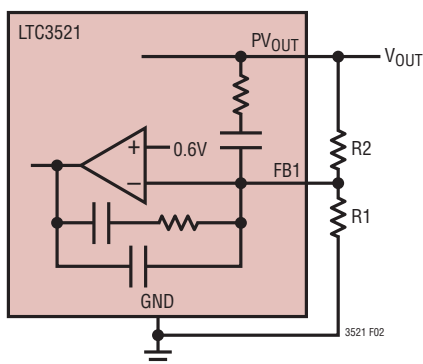


図2. 昇降圧コンバータのエラーアンプと補償

外部抵抗分割器ネットワークの抵抗R2は、補償ネットワークの周波数応答の決定において不可欠の役目を果たすことに注意してください。R1に対するR2の比は望みの電圧をプログラムするために設定する必要がありますが、それでもR2の値はコンバータの過渡応答を最適化するために調節することが可能です。R2の値を大きくすると一般に安定性が増しますが、代償として過渡応答の速度が低下します。R2の値を大きくすると、(特に、大きな昇圧比で)小さな値の出力コンデンサまたは大きなインダクタンスの使用により位相マージンが減少している場合、過渡応答を大きく改善することができます。逆に、R2の値を小さくするとループの帯域幅が増加し、コンバータ

の過渡応答の速度を改善することができます。これは、大きな値の出力コンデンサが使われている場合、過渡応答の改善に役立つことがあります。この場合、R2を小さくすることによって生じる帯域幅の増加によって、大きな出力コンデンサによって生じるコンバータの帯域幅の減少を中和します。

電流制限動作

昇降圧コンバータには2つの電流制限回路が備わっています。電流制限は主に平均電流制限回路によって行われ、スイッチAの電流が電流制限値を超える分に比例したある量の電流を帰還ノードに注入します。このループは利得が大きいので、注入された電流は、スイッチAを流れる平均電流がほぼ電流制限値まで減少するまでエラーアンプの出力を低下させます。平均電流制限はアクティブ状態のエラーアンプを使用するので、電流制限フォールト状態が解消すると、ほとんどオーバーシュートなしにスムーズに回復します。電流制限はスイッチAを流れる平均電流に基づいているので、電流制限時のピーク・インダクタ電流はデューティ・サイクル(つまり過電流状態の入力電圧と出力電圧)によって変わります。

平均電流制限回路の速度はエラーアンプの動特性によって制限されます。ハードな出力短絡が生じると、平均電流制限回路が応答する前にインダクタ電流が電流制限を大幅に超えて増加する可能性があります。この理由で、第二の電流制限回路があり、電流が平均電流制限値の約165%を超えるとスイッチAをオフします。これにより、短時間のハードな出力短絡に対する追加の保護機能が確保されます。

逆電流制限

スイッチDの逆電流コンパレータはPVOUTに流入するインダクタ電流をモニタします。この電流が375mA(標準)を超えると、スイッチDがスイッチング・サイクルの残りの時間オフします。

動作

Burst Mode動作

PWMピンを“L”に保つと、昇降圧コンバータは、軽負荷で効率を改善し、ゼロ負荷でスタンバイ電流を減らすように設計された可変周波数スイッチング・アルゴリズムを使って動作します。Burst Mode動作では、インダクタは一定のピーク振幅の電流パルスによって充電されます。これらの電流パルスは出力のレギュレーション電圧を維持するのに必要な頻度で繰り返されます。Burst Mode動作で供給可能な最大出力電流は次式で与えられているように入力電圧と出力電圧によって変わります。

$$I_{OUT(MAX),BURST} = \frac{0.1 \cdot V_{IN}}{V_{IN} + V_{OUT}} \quad (A)$$

Burst Mode動作ではエラーアンプは使われませんが、代わりに低電流スタンバイ・モードになり、消費電流を減らして軽負荷の効率を改善します。

ソフトスタート

昇降圧コンバータは公称継続時間が600 μ sの内部電圧モード・ソフトスタート回路を備えています。コンバータはソフトスタートの間レギュレーション状態を維持するので、この間に生じる出力負荷過渡に応答します。さらに、出力電圧の立ち上がり時間は出力コンデンサのサイズや負荷にはわずかしか依存しません。ソフトスタートの間、昇降圧コンバータはPWMピンの状態には関係なくPWM動作に強制されます。

PGOODコンパレータ

PGOOD1ピンはオープン・ドレイン出力で、昇降圧コンバータの状態を表示します。Burst Mode動作では(PWM = “L”)、出力電圧がレギュレーション電圧の10%下に下がると、PGOOD1オープン・ドレイン出力が“L”になります。出力電圧がパワーグッドに戻るとき、このスレッショルドには約3%のヒステリシスがあります。さらに、負荷ステップに反応する短時間の過渡電圧による誤ったトリップを防ぐため、標準60 μ sのデグリップ遅延があります。

PWMモードでは、帰還ピンの電圧が、電圧モードのエラーアンプのアクションを通して、出力電圧には依存しないリファレンス電圧にドライブされるため、PGOOD1コンパレータの動作が複雑になります。ソフトスタートは電圧モードなので、ソフトスタートの間帰還電圧は出力電圧を正しくトラッキングし、PGOOD1出力は昇降圧コンバータがソフトスタートの終点でレギュレーション状態を達成するポイントを正しく示します。したがって、PGOOD1出力はシーケンシングのために利用することができます。レギュレーション状態になると、帰還電圧はもはや出力電圧をトラッキングせず、PGOOD1ピンは出力のレギュレーションが失われても直接は応答しません。ただし、レギュレーションの喪失が起こりうるのは、電流制限に達したため昇降圧コンバータが必要な出力電流を供給できない場合のみです。このような場合、電流制限の発生によりPGOOD1ラグが引き下げられ、フォールト状態が示されます。ただし、昇降圧コンバータが連続的に電流制限状態にあり、PGOOD1出力が“L”に引き下げられているが、出力電圧は依然としてPGOOD1コンパレータのトリップ・ポイントよりわずかに上に留まっているような場合があります。

過温度シャットダウン時、低電圧ロックアウト時、あるいはSHDN1ピンが“L”の時は、PGOOD1出力も“L”になります

共通機能

サーマル・シャットダウン

ダイ温度が150°Cを超えるとすべてのコンバータがディスエーブルされます。全てのパワー・デバイスがオフし、全てのスイッチ・ノードが高インピーダンスになります。3つのコンバータすべてのソフトスタート回路はサーマル・シャットダウン時にはリセットされるので、過温度状態が解消するとスムーズに回復します。3つのコンバータは、ダイの温度が約140°Cまで低下すると(イネーブルされていれば)すべて再起動します。

低電圧ロックアウト

電源電圧が1.7V(標準)を下回ると3つのコンバータすべてがディスエーブルされ、すべてのパワー・デバイスがオフします。3つのコンバータのソフトスタート回路はすべて低電圧ロックアウト時にはリセットされるので、入力電圧が低電圧ロックアウト・スレッショルドを上回るとスムーズに再起動します。

アプリケーション情報

LTC3521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表紙の「標準的応用例」に示されています。外付け部品の選択は個別のアプリケーションに必要な出力電圧、出力電流およびリップル電圧要件によって決まります。設計プロセスの基本的ガイドラインと検討事項はこのセクションに示されています。

降圧コンバータ用インダクタの選択

降圧コンバータ用インダクタの値の選択により、効率と出力電圧リップルの大ききの両方が左右されます。インダクタ値を大きくするとインダクタ電流リップルが減るので、出力電圧リップルが下がります。DC抵抗が一定の場合、インダクタの値を大きくすると、ピーク電流が減少して平均値に近くなるので効率が高くなります。ただし、同じ製品ファミリー内の大きなインダクタは一般に直列抵抗が大きいため、この効率の利点が相殺されてしまいます。

必要なピーク-ピーク間電流リップルを ΔI_L とすると、次式を使って必要なインダクタの値を計算することができます。ここで、 f はMHzが単位のスイッチング周波数を表します。

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

リップル電流の妥当な選択値は $\Delta I_L = 240\text{mA}$ で、これは最大600mAの負荷電流の40%に相当します。インダクタのDC電流定格は、動作時のコアの飽和と効率低下を防ぐため、少なくとも最大負荷電流にリップル電流の半分を加えたものに等しくします。効率を最適化するため、低直列抵抗のインダクタを使用します。

特にスペースが制約されているアプリケーションでは、リップル電流が大きくなるはりますが、非常に小さな値のインダクタを使うのが有効です。このような場合、コンバータは広い範囲の出力負荷で不連続導通状態で動作するので、効率が低下します。さらに、(固定内部スロープ補償がある場合)電流ループの安定性を維持するのに必要な最小インダクタ値があります。具体的には、降圧コンバータが40%を超えるデューティ・サイクルで使用される場合、インダクタンス値は次式で求められるように L_{MIN} 以上でなければなりません。

$$L_{MIN} = 2.5 \cdot V_{OUT} (\mu\text{H})$$

いくつかの一般的な出力電圧に必要な最小インダクタンスを表1に示します。

表1. 降圧コンバータ用推奨インダクタンス

出力電圧	最小インダクタンス	最大インダクタンス
0.6V	1.5 μH	2.2 μH
1.2V	2.2 μH	4.7 μH
1.8V	3.3 μH	6.8 μH
2.5V	4.7 μH	8.2 μH

降圧コンバータ用出力コンデンサの選択

電圧リップルを最小限に抑えるため、降圧コンバータ出力には低ESRの出力コンデンサを使います。多層セラミック・コンデンサはESRが小さく、実装面積の小さいものが入手できるので最適です。リップルの大ききの制御に加えて、出力コンデンサの値はループのクロスオーバー周波数も設定するので、ループの安定性に影響を与えます。ループの安定性を確保するのに必要な最小と最大の両方の容量値があります。出力容量が小さすぎると、スイッチング遅延とエラーアンプの高周波数の寄生ポールが位相マージンを低下させるポイントまで、ループのクロスオーバー周波数が増加します。さらに、小さな出力コンデンサによって生じる広い帯域幅により、ループはスイッチング・ノイズの影響を受けやすくなります。逆の極端な場合として、出力コンデンサが大きすぎると、クロスオーバー周波数が補償ゼロよりはるかに低くなることもあり、この場合も位相マージンを低下させます低ESR出力コンデンサの許容できる値の範囲のガイドラインを表2に示します。大きな値の出力コンデンサは、それらのESRがループを安定させるのに十分な値であれば使用することができます。

表2. 降圧コンバータ用出力コンデンサの範囲

V_{OUT}	C_{MIN}	C_{MAX}
0.6V	15 μF	300 μF
0.8V	15 μF	230 μF
1.2V	10 μF	150 μF
1.8V	10 μF	90 μF
2.7V	10 μF	70 μF
3.3V	6.8 μF	50 μF

アプリケーション情報

降圧コンバータ用入力コンデンサの選択

PVIN2ピンは降圧コンバータのパワー・スイッチに電流を供給します。また、デバイスの内部回路の電源ピンです。少なくとも4.7μFの値の低ESRセラミック・コンデンサを使って、このピンをバイパスすることを推奨します。コンデンサはできるだけピンの近くに配置し、グランドまでのリターンを短くします。

降圧コンバータ出力電圧の設定

出力電圧は次式に従って抵抗分割器により設定されます。

$$V_{OUT2,3} = 0.6V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

外付け分割器は図3に示すように出力に接続します。帰還ノードのノイズ耐性を改善するため、フィードフォワード・コンデンサ(C_{FF})を抵抗R2に並列に配置することを推奨します。一般的な出力電圧オプションのために推奨する抵抗とフィードフォワード・コンデンサの組合せを表3に示します。

表3. 降圧抵抗分割器の値

V _{OUT}	R1	R2	C _{FF}
0.6V	–	0	–
0.8V	200k	69.8k	22pF
1.0V	118k	80.6k	22pF
1.2V	100k	102k	22pF
1.5V	78.7k	121k	22pF
1.8V	68.1k	137k	22pF
2.7V	63.4k	226k	33pF
3.3V	60.4k	274k	33pF

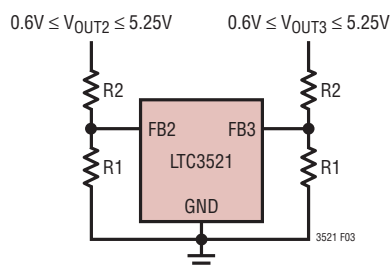


図3. 降圧コンバータの出力電圧の設定

昇降圧コンバータの出力電圧の設定

昇降圧コンバータの出力電圧は、次式に従い抵抗分割器によって設定されます。

$$V_{OUT1} = 0.6V \left(1 + \frac{R2}{R1} \right)$$

外付け分割器は図4に示すように出力に接続します。昇降圧コンバータは電圧モード制御を使い、R2の値は帰還ループの動特性で不可欠の役目を果たします。一般に、R2の値を大きくすると、安定性が増し、過渡応答の速度が下がります。R2の値を小さくすると、安定性が下がりますが、過渡応答の速度が上がります。良い出発点としてR2 = 1MΩを選択し、次に望みの出力電圧を設定するのに必要なR1の値を上を与えられている式に従って計算します。大きな出力コンデンサを使うと、コンバータの帯域幅が減少します。このような場合は、R2を減らして過渡応答を改善することができます。大きなインダクタまたは小さな出力コンデンサを使うと、ループの安定性が下がりますが、R2の値を大きくすることにより、位相マージンを改善することができます。

昇降圧コンバータ用インダクタの選択

高効率を達成するには、昇降圧コンバータに低ESRのインダクタを使います。インダクタは、飽和定格がワーストケースの平均インダクタ電流にリップル電流の半分を加えた電流を超えている必要があります。ピーク・トゥ・ピーク・インダクタ電流リップルは昇降圧領域よりも降圧モードおよび昇圧モードで大きくなります。各モードのピーク・トゥ・ピーク・インダクタ電

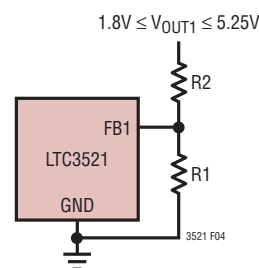


図4. 昇降圧コンバータの出力電圧の設定

アプリケーション情報

流リップルは以下の式から計算することができます。ここで、 f はMHzを単位とする周波数、 L は μH を単位とするインダクタンスです。

$$\Delta I_{L,P-P, \text{BUCK}} = \frac{1}{fL} \cdot \frac{V_{\text{OUT}}(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}})}{V_{\text{IN}}}$$

$$\Delta I_{L,P-P, \text{BOOST}} = \frac{1}{fL} \cdot \frac{V_{\text{IN}}(V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})}{V_{\text{OUT}}}$$

出力電流リップルへの影響に加えて、インダクタのサイズは帰還ループの安定性にも影響する可能性があります。昇圧モードの場合、コンバータの伝達関数には、インダクタの値に反比例する周波数に右半平面のゼロが存在します。その結果、インダクタ値が大きいと、このゼロが、帰還ループの位相マージンを低下させるだけ十分低い周波数に移動することがあります。昇降圧コンバータを昇圧領域で使う場合には、 $10\mu\text{H}$ 未満のインダクタ値を選択することを推奨します。

昇降圧コンバータ用出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、昇降圧コンバータの出力には低ESRの出力コンデンサを使います。多層セラミック・コンデンサはESRが小さく、実装面積の小さいものが入手できるので最適です。十分大きなコンデンサを選択して出力電圧リップルを許容レベルに下げます。コンデンサのESRとESLを無視すると、ピーク-ピーク間出力電圧リップルは以下の式で計算することができます。ここで、 f はMHzを単位とする周波数、 C_{OUT} は μF を単位とする容量、 L は μH を単位とするインダクタンス、 I_{LOAD} はアンペアを単位とする出力電流です。

$$\Delta V_{P-P, \text{BOOST}} = \frac{I_{\text{LOAD}}(V_{\text{OUT}} - V_{\text{IN}})}{C_{\text{OUT}} \cdot V_{\text{OUT}} \cdot f}$$

$$\Delta V_{P-P, \text{BUCK}} = \frac{1}{8 \cdot L \cdot C_{\text{OUT}} \cdot f^2} \cdot \frac{(V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}}) V_{\text{OUT}}}{V_{\text{IN}}}$$

出力電流は昇圧モードでは不連続なので、このモードのリップルは一般に降圧モードのリップルの大きさよりはるかに大きくなります。リップルの大きさの制御に加えて、出力コンデンサの値は開ループのコンバータの伝達関数の共振周波数の位置にも影響します。出力コンデンサが小さすぎると、コンバータの帯域幅は位相マージンを低下させるほど拡大します。これが生じないようにするため、昇降圧コンバータ用出力コンデンサには $10\mu\text{F}$ の最小値を使うことを推奨します。

昇降圧コンバータ用入力コンデンサの選択

昇降圧コンバータへの電源電流は PV_{IN1} ピンよって供給されます。少なくとも $4.7\mu\text{F}$ の値の低ESRセラミック・コンデンサをできるだけこのピンに近づけて配置することを推奨します。

インダクタの種類とコア材

インダクタのコア材と種類により、所定のピーク電流定格でのインダクタのサイズと価格が異なります。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、放射を減らしますが、同様な電気的特性を有する鉄粉コアのインダクタより一般に高価です。インダクタの種類は、特定のアプリケーションの価格、サイズおよびEMIに対する要件によって決まります。LTC3521の多くのアプリケーション回路に適したインダクタの例を表4に示します。

表4. 代表的な表面実装インダクタ

製造元	製品番号	値	最大電流	DCR	高さ
Taiyo Yuden	NP03SB4R7M	4.7 μH	1.2A	0.047 Ω	1.8mm
	NP03SB6R8M	6.8 μH	1A	0.084 Ω	1.8mm
Coilcraft	MSS7341-502NL	5 μH	2.3A	0.024 Ω	4.1mm
	DT1608C-472ML	4.7 μH	1.2A	0.085 Ω	2.92mm
Cooper-Bussmann	SD7030-5R0-R	5 μH	2.4A	0.026 Ω	3mm
	SD20-6R2-R	6.2 μH	1.12A	0.072 Ω	2mm
Sumida	CDR6D23MNNP-4R2	4.2 μH	2.6A	0.052 Ω	2.5mm
	CDRH4D16FB/ND-6R8N	6.8 μH	1A	0.081 Ω	1.8mm

アプリケーション情報

コンデンサの製造元

LTC3521に使用される入力コンデンサと出力コンデンサは両方とも低ESRのもので、スイッチング・コンバータが発生する大きなAC電流を処理するように設計されている必要があります。表5の製造販売元はLTC3521のアプリケーション回路に十分適したコンデンサを提供しています。

表5. コンデンサの製造元

MANUFACTURER	WEB SITE	REPRESENTATIVE PART NUMBERS
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com	JMK212BJ106K 10 μ F, 6.3V
		JMK212BJ226K 22 μ F, 6.3V
TDK	www.component.tdk.com	C2012X5R0J106K 10 μ F, 6.3V
Murata	www.murata.com	GRM21BR60J106K 10 μ F, 6.3V
		GRM32ER61C226K 22 μ F, 16V
AVX	www.avxcorp.com	SM055C106KHN480 10 μ F

通常は、ソリューションのサイズをできるだけ小さくすることが優先されます。セラミック・コンデンサは、バイアスを与えると実効容量が大幅に低下するので注意してください。容量の低下が最も大きいのは、最も小さいサイズのケースにパッケージされたコンデンサです。

PC基板レイアウトに関する検討事項

LTC3521は大きな電流を高い周波数でスイッチングします。安定したノイズのない動作を確保するには、PCBのレイアウトに特別の注意が必要です。LTC3521に使う推奨PCBレイアウトを図5に示します。主なガイドラインは以下のとおりです。

1. 全ての循環電流経路をできるだけ短くします。これは図5の全ての太線の部品への配線をできるだけ短く、幅を広くすることによって実現できます。コンデンサのグラウンドはできるだけ短い配線でビアを使ってグラウンド・プレーンに接続します。PV_{IN1}とPV_{IN2}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、グラウンドまでの経路をできるだけ短くします。
2. 小信号グラウンド・パッド(SGND)はパワー・グラウンドに一点接続します。これを実現する簡便な方法は、図5に示すようにピンを直接露出パッドに短絡することです。
3. 太線で示されている部品とそれらの接続は、全て完全なグラウンド・プレーン上に配置します。
4. 大きな循環電流が出力電圧センスを妨げないように、各抵抗分割器のグラウンドは小信号グラウンド・ピン(SGND)に直接戻します。
5. ダイ・アタッチ・パッドにビアを使う場合、特に、ビアがPCBの露出した底面のグラウンド・プレーン領域に伸びていると、コンバータの温度環境が改善されます。

アプリケーション情報

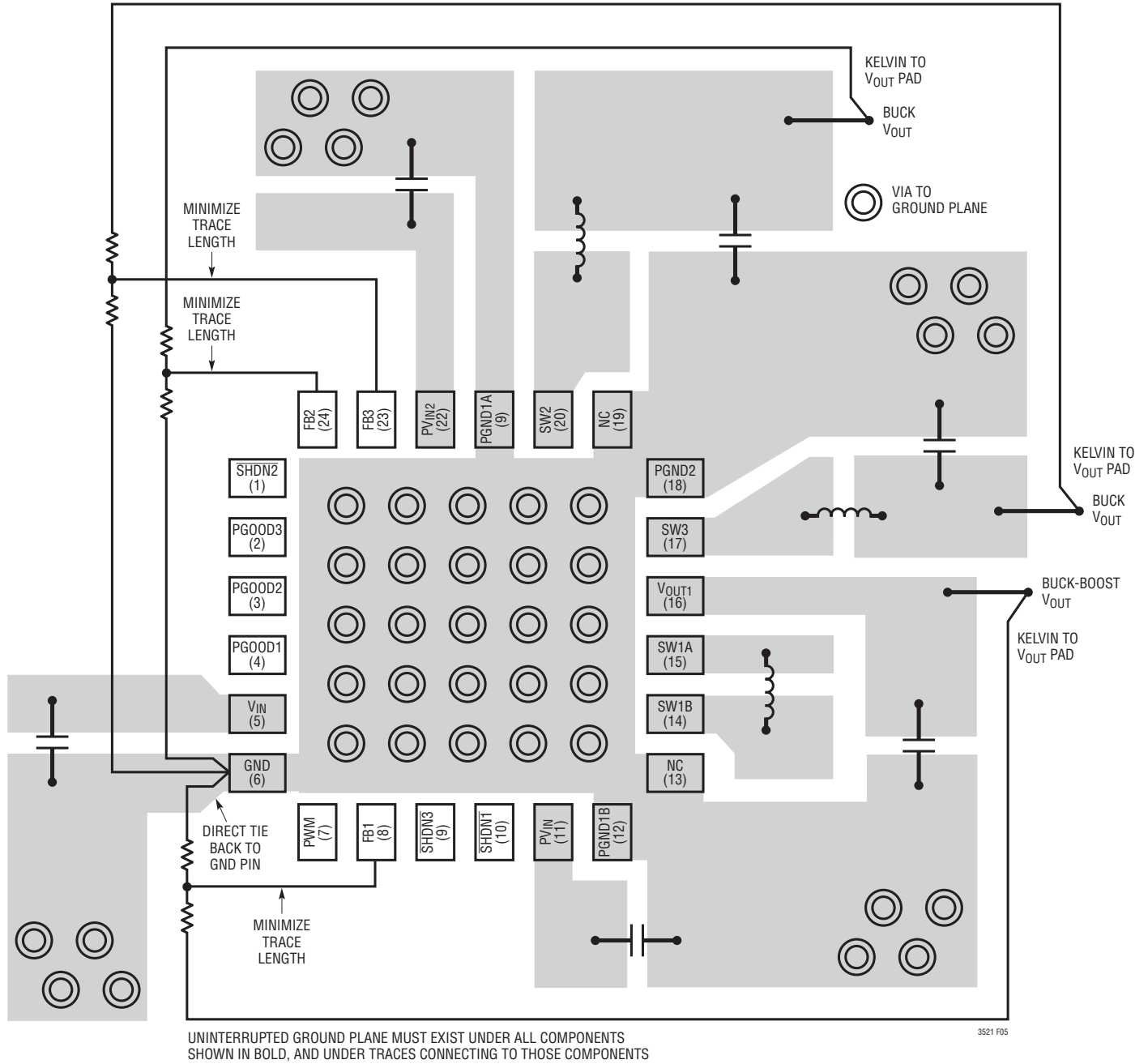
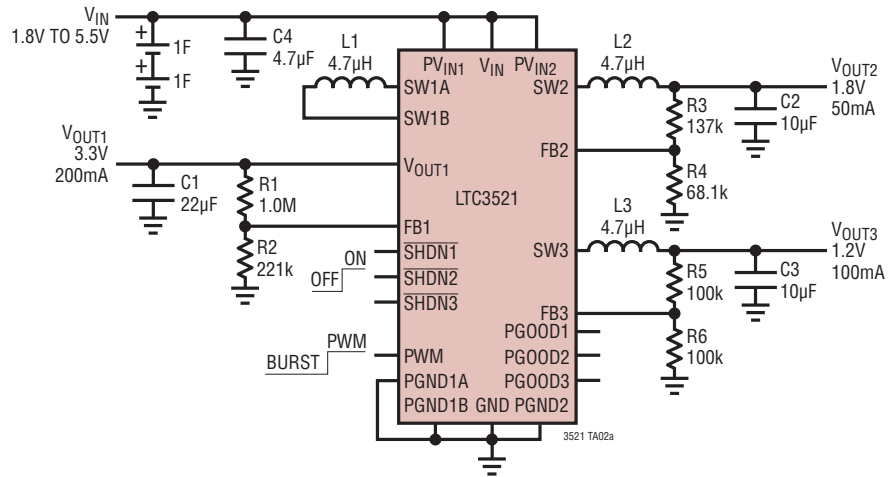


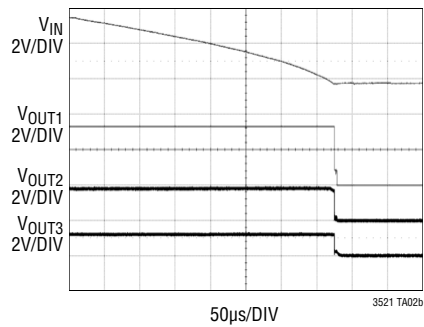
図5. LTC3521の推奨PCBレイアウト

標準的応用例

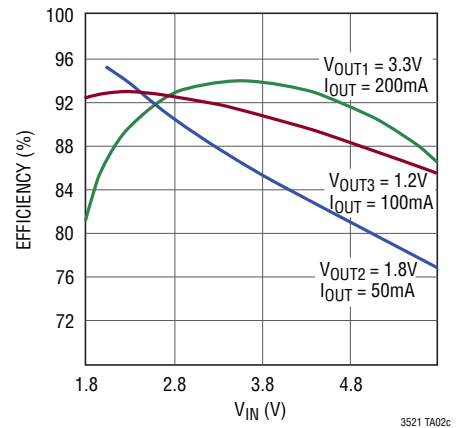
デュアル・スーパーキャパシタを使用した3.3V/200mA、1.8V/50mA、
1.2V/100mAのバックアップ電源



コンバータの出力電圧



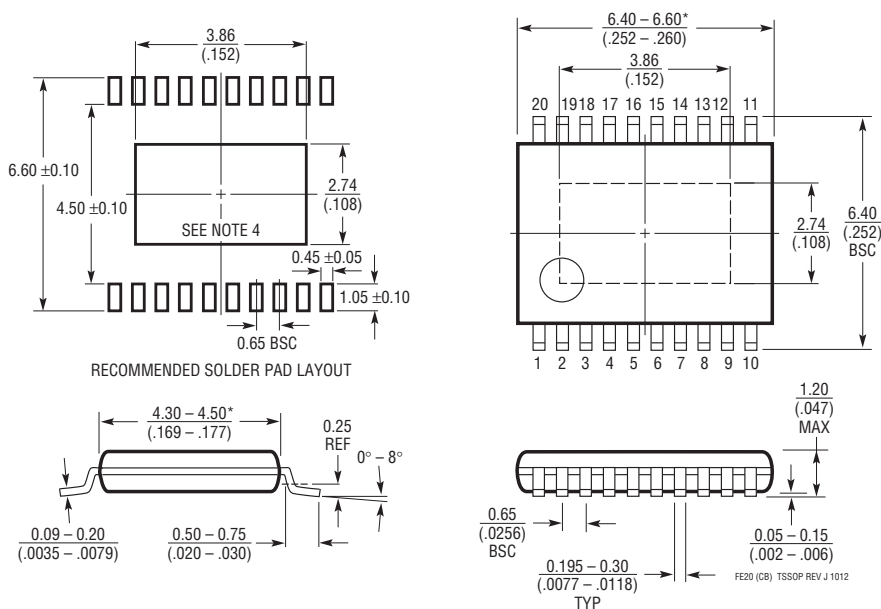
効率と入力電圧



パッケージ

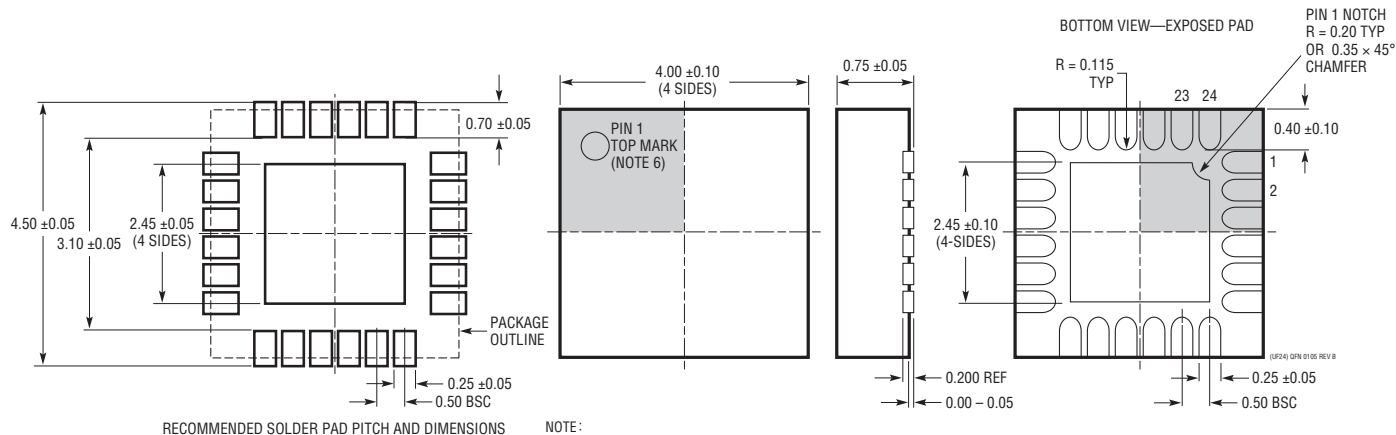
最新のパッケージ図面については、<http://www.linear-tech.co.jp/designtools/packaging/> をご覧ください。

FE Package 20-Lead Plastic TSSOP (4.4mm) (Reference LTC DWG # 05-08-1663 Rev J) Exposed Pad Variation CB



- NOTE:
- 標準寸法: ミリメートル
 - 寸法は $\frac{\text{ミリメートル}}{\text{インチ}}$
 - 図は実寸とは異なる
 - 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

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



- NOTE:
- 図はJEDECパッケージ外形MO-220のバリエーション(WGGD-X)にするよう提案されている(承認待ち)
 - 図は実寸とは異なる
 - すべての寸法はミリメートル
 - 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
 - 露出パッドは半田メッキとする
 - 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

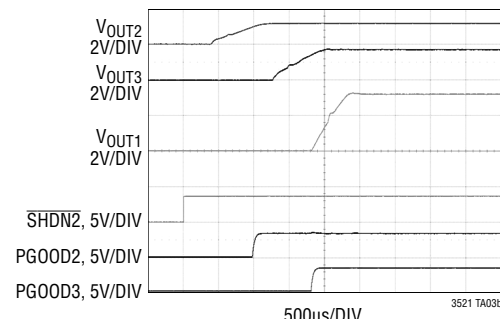
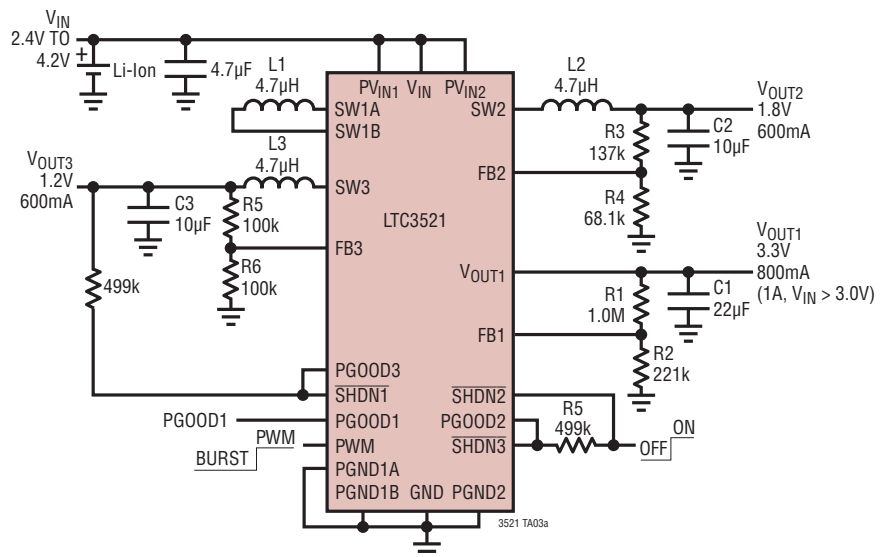
改訂履歴 (Rev Aよりスタート)

REV	日付	修正内容	頁番号
A	11/10	PGND1Aの追加、データシート全体に反映 VINを「標準的応用例」に追加 Note 2を改訂 ブロック図を変更 「ソフトスタート」セクションの変更	1、19、22 3 9 11、13
B	8/13	UFパッケージのブロック図のピン番号を修正	9

標準的応用例

リチウムイオン・バッテリーから3.3V/800mA、1.8V/600mA
および1.2V/600mA、起動シーケンス制御付き

シーケンス制御された起動波形



関連製品

製品番号	説明	注釈
LTC3100	700mA (I _{SW})、1.5MHz同期整流式昇圧コンバータ、250mA同期整流式降圧DC/DCコンバータおよび100mA LDOレギュレータ	効率:94%、V _{IN} :0.7V~5V、V _{OUT} (MAX):5.25V、消費電流:15µA、I _{SD} <1µA、3mm×3mm QFN-16パッケージ
LTC3101	広い入力電圧範囲の複数出力DC/DCコンバータとPowerPath™コントローラ、800mA昇降圧コンバータ、デュアル350mA降圧コンバータ、50mA常時オンLDOレギュレータ	効率:95%、V _{IN} :1.8V~5.5V、消費電流:38µA、スタンバイ時の消費電流:15µA、4mm×4mm QFN-24パッケージ
LTC3409	600mA (I _{OUT})、1.7MHz/2.6MHz、同期整流式降圧DC/DCコンバータ	効率:96%、V _{IN} :1.6V~5.5V、V _{OUT} (MIN):0.6V、消費電流:65µA、I _{SD} <1µA、DFNパッケージ
LTC3441/LTC3442/ LTC3443	1.2A (I _{OUT})、2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.4V~5.5V、V _{OUT} (MIN):2.4V~5.25V、消費電流:50µA、I _{SD} <1µA、DFNパッケージ
LTC3520	1A、2MHz同期整流式昇降圧コンバータおよび600mA降圧コンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.2V~5.5V、V _{OUT} (MAX):5.25V、消費電流:55µA、I _{SD} <1µA、4mm×4mm QFN-24パッケージ
LTC3522	400mA、2MHz同期整流式昇降圧コンバータおよび200mA降圧コンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.4V~5.5V、V _{OUT} (MAX):5.25V、消費電流:25µA、I _{SD} <1µA、3mm×3mm QFN-16パッケージ
LTC3531/LTC3531-3/ LTC3531-3.3	200mA (I _{OUT})、1.5MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :1.8V~5.5V、V _{OUT} (MIN):2V~5V、消費電流:16µA、I _{SD} <1µA、ThinSOTおよびDFNパッケージ
LTC3532	500mA (I _{OUT})、2MHz同期整流式昇降圧DC/DCコンバータ	効率:95%、V _{IN} :2.4V~5.5V、V _{OUT} (MIN):2.4V~5.25V、消費電流:35µA、I _{SD} <1µA、MS10およびDFNパッケージ
LTC3547	デュアル300mA (I _{OUT})、2.25MHz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、消費電流:40µA、I _{SD} <1µA、DFN-8パッケージ