

出力切断機能付き 3A、3MHzマイクロパワー 同期式昇圧コンバータ

特長

- 同期整流：最大96%の効率
- 真の出力切断
- 突入電流制限
- 非常に低い消費電流：12 μ A
- 最大1.5Aの連続出力電流
- 最高3MHzの固定周波数動作
- 入力範囲：0.5V ~ 4.5V
- 可変出力電圧：2.4V ~ 5.25V
- 1Vでの起動を保証
- プログラム可能な電流制限
- プログラム可能なソフトスタート
- 同期可能な発振器
- 手動または自動のバースト・モード動作
- バッテリ低下検知コンパレータ
- シャットダウン電流：<1 μ A
- 1.22Vのリファレンス出力電圧
- 熱特性を強化した小型(4mm x 4mm)QFNパッケージ

アプリケーション

- ハンドヘルド・コンピュータ
- コードレス電話
- GPSレシーバ
- バッテリ・バックアップ用電源


概要

LTC[®]3421は、高効率、電流モード、固定周波数の昇圧DC/DCコンバータで、真の出力切断機能と突入電流制限機能を備えています。このデバイスは0.10 Ω のNチャネルMOSFETスイッチと0.14 Ω のPチャネル同期整流器を内蔵しています。この製品は、外部受動素子を使って、出力電圧、スイッチング周波数、電流制限、ソフトスタート、バースト・モード・スレッシュホールド、ループ補償を簡単にプログラムすることができます。

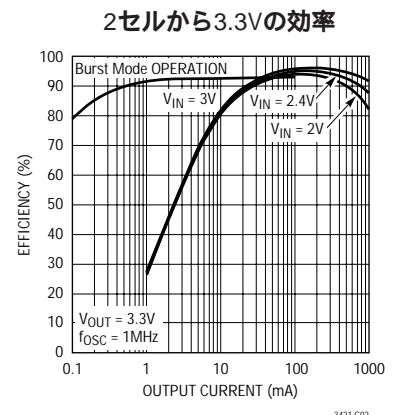
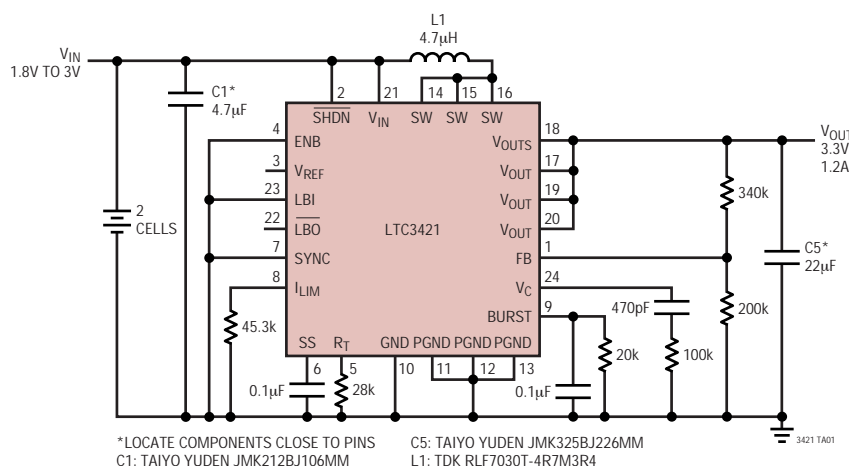
消費電流はバースト・モード動作ではわずか12 μ Aで、携帯用アプリケーションでバッテリー寿命を最大限延ばすことができます。発振器周波数は3MHzまでプログラム可能ですが、SYNCピンに与えられる外部クロックに同期させることもできます。オープン・ドレインの用途が限定されないバッテリー低下検知コンパレータが内蔵されています。このデバイスは、シャットダウン時に出力電圧を供給する補助電池を備えたアプリケーションでは動作を継続します。

その他の特長として、1 μ Aシャットダウン、アンチリング制御、サーマル・リミット、リファレンス出力があります。

LTC3421は小型(4mm x 4mm)QFNパッケージで供給されます。

、LTC、LTはリアテクノロジー社の登録商標です。Burst Modeはリアテクノロジー社の登録商標です。

標準的応用例



LTC3421

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} 、 V_{OUT} 、 V_{OUTS} の各電圧	- 0.3V ~ 6V
BURST、SHDN、SS、ENB、SW、 LBO、LBI、SYNCの各電圧	- 0.3V ~ 6V
動作温度範囲 (Note 2、5)	- 40 ~ 85
保存温度範囲	- 65 ~ 125
リード温度 (半田付け、10秒)	300

パッケージ/発注情報

TOP VIEW

UF PACKAGE
24-LEAD (4mm x 4mm) PLASTIC QFN

$T_{JMAX} = 125^{\circ}\text{C}$, $\theta_{JA} = 40^{\circ}\text{C/W}$ 1 LAYER BOARD,
 $\theta_{JA} = 35^{\circ}\text{C/W}$ 4 LAYER BOARD, $\theta_{JC} = 2.6^{\circ}\text{C/W}$
EXPOSED PAD IS GND (PIN 25) MUST BE SOLDERED TO PCB

ORDER PART NUMBER	LTC3421EUF
UF PART MARKING	3421

より広い動作温度範囲で規定されるデバイスについては、弊社へお問い合わせください。

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 $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 1.2\text{V}$ 、 $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ 、 $R_T = 28\text{k}$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Minimum V_{IN} Start-Up Voltage	$I_{LOAD} < 1\text{mA}$		0.88	1	V	
Minimum V_{IN} Operating Voltage	(Note 4)	●		0.5	V	
Output Voltage Adjust Range		●	2.25	5.25	V	
		●	2.40	5.25	V	
Feedback Voltage		●	1.196	1.220	1.244	V
Feedback Input Current	$V_{FB} = 1.22\text{V}$		1	50	nA	
Quiescent Current—Burst Mode Operation	$V_C = 0\text{V}$, ENB = 0V (Note 3)		12	20	μA	
	$V_C = 0\text{V}$, ENB = 2V (Note 3)		23	50	μA	
Quiescent Current—Shutdown	SHDN = 0V, ENB = 0V		0.1	1	μA	
	SHDN = 0V, ENB > 1.4V		0.2	2	μA	
Quiescent Current—Active	(Note 3)		0.6	1.1	mA	
NMOS Switch Leakage			0.1	5	μA	
PMOS Switch Leakage			0.1	10	μA	
NMOS Switch On Resistance			0.1		Ω	
PMOS Switch On Resistance			0.14		Ω	
NMOS Current Limit	I_{LIM} Resistor = 105k	●	1	1.5	A	
	I_{LIM} Resistor = 36.5k	●	3	4.2	A	
Max Duty Cycle		●	84	91	%	
Min Duty Cycle		●		0	%	

3421f

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 $T_A = 25$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 1.2V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $R_T = 28k$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Frequency Accuracy		● 0.85	1	1.15	MHz
SYNC Input High		● 2.2			V
SYNC Input Low		●		0.8	V
SYNC Input Current		●	0.01	1	μA
ENB Input High		● 1.2			V
ENB Input Low		●		0.4	V
ENB Input Current		●		1	μA
SHDN Input High	$V_{OUT} = 0V$ (Initial Start-Up) $V_{OUT} > 2.4V$	1.00 0.65			V V
SHDN Input Low				0.25	V
SHDN Input Current		●	0.01	1	μA
REF Output Voltage		● 1.183	1.22	1.257	V
REF Output Current Range		-100		8	μA
Error Amp Transconductance			45		μS
LBI Threshold	Falling Edge	● 0.58	0.6	0.62	V
LBI Input Current		●	0.01	1	μA
LBO Low Voltage	$V_{IN} = 0V$, $I_{SINK} = 1mA$ $V_{IN} = 0V$, $I_{SINK} = 20mA$		12.0 0.25	50 0.5	mV V
LBO Leakage	$V_{PGOOD} = 5.5V$		0.01	1	μA
SS Current Source	$V_{SS} = 1V$	1.2	2.4	5	μA
BURST Threshold Voltage	Falling Edge	0.87	0.97	1.07	V

Note 1: 絶対最大定格はそれを超えるとデバイスの寿命に影響を及ぼす値。

Note 2: LTC3421Eは0 ~ 70 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 ~ 85 の動作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。

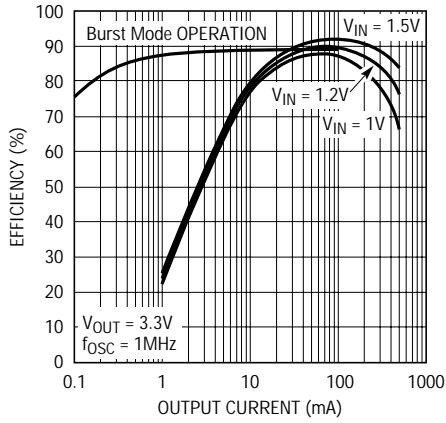
Note 3: 電源電流は出力にブートストラップされるので、電流は V_{OUTS} ピンで測定される。電流は $(V_{OUT}/V_{IN}) \cdot$ 効率だけ入力電源に反射する。出力はスイッチングしていない。

Note 4: V_{OUT} が2.4Vを超すと、デバイスは V_{IN} 電源に依存しない。

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高温保護機能が備わっている。高温保護機能がアクティブなとき接合部温度は125 を超える。規定された最高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。

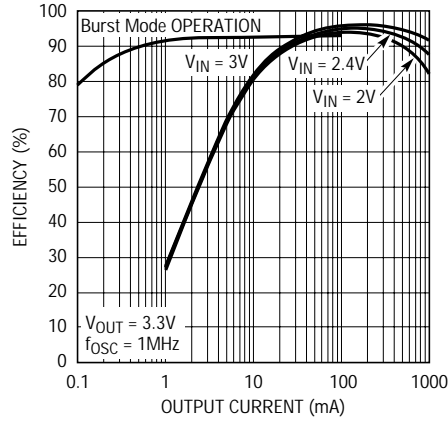
標準的性能特性 (別途規定されない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)

1セルから3.3Vの効率



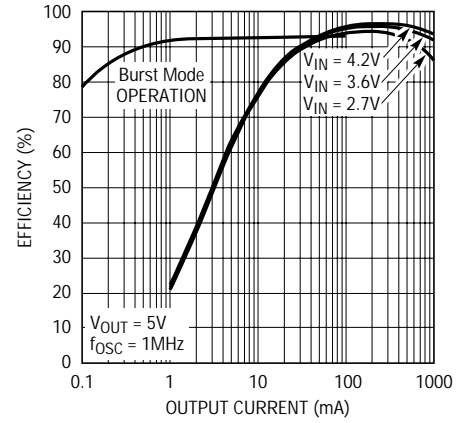
3421 G01

2セルから3.3Vの効率



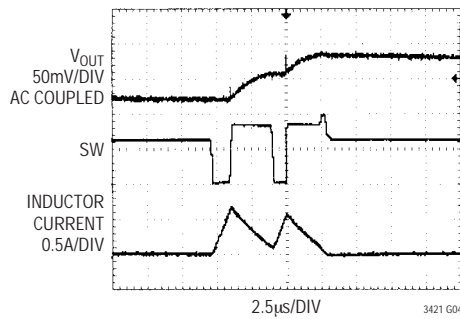
3421 G02

リチウムイオン電池から5Vの効率



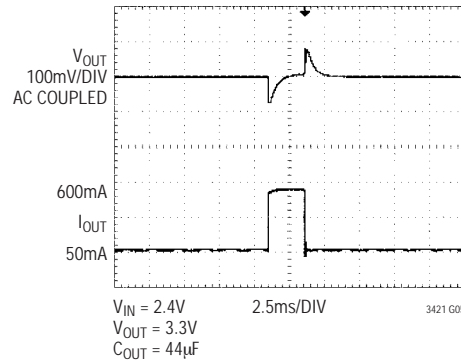
3421 G03

バースト・モード動作



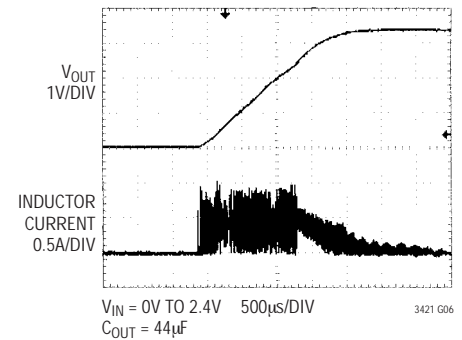
3421 G04

負荷過渡応答



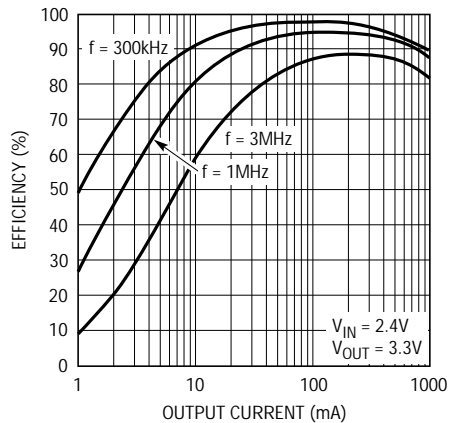
3421 G05

突入電流の制御



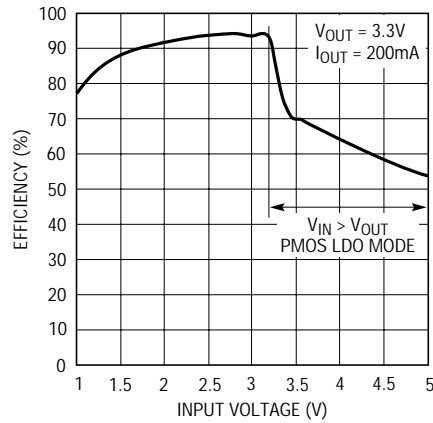
3421 G06

効率と周波数



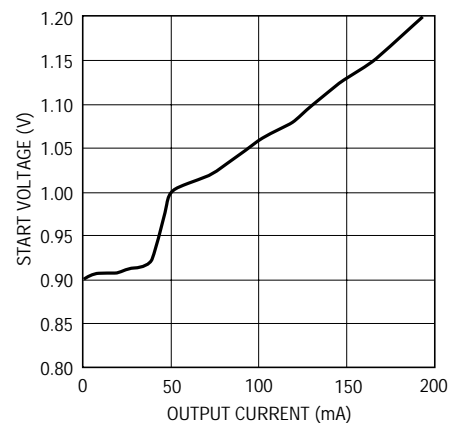
3421 G07

効率とV_IN

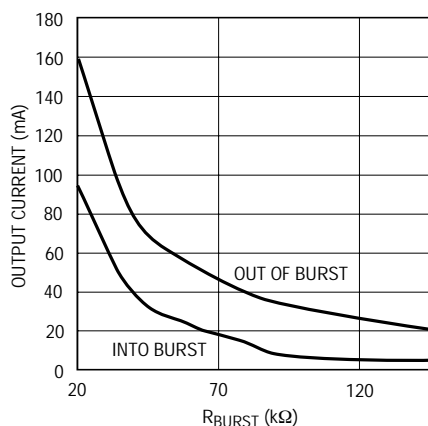


3421 G08

起動電圧と出力電流

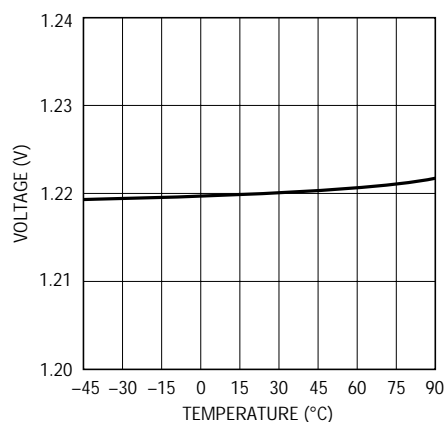


3421 G09

標準的性能特性 (別途規定されない限り、 $T_A = 25^\circ\text{C}$)バースト・モードのスレッシュ
ホールドと R_{BURST} 

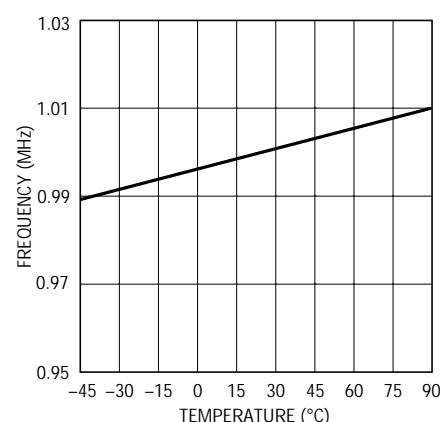
3421 G10

FB電圧



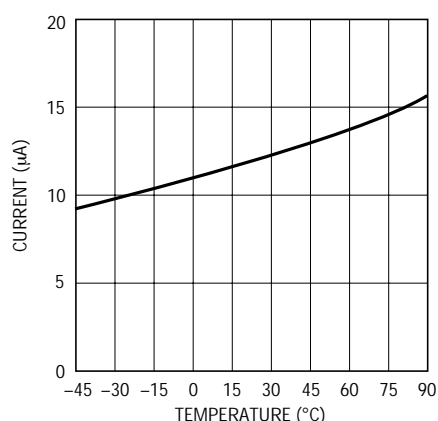
3421 G11

周波数精度



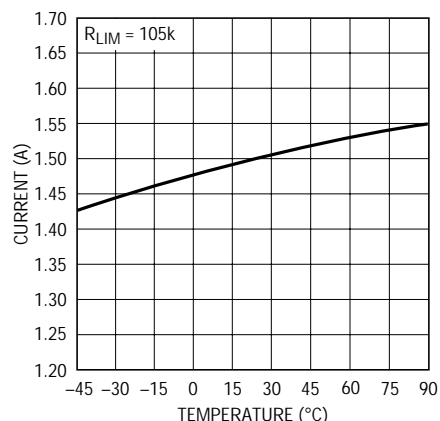
3421 G12

バースト・モードの消費電流

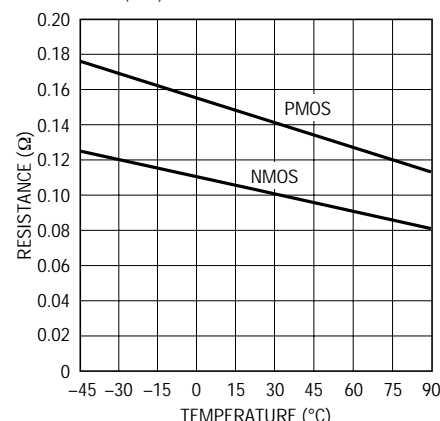


3421 G13

電流制限の精度



3421 G14

 $R_{DS(ON)}$ 

3421 G15

ピン機能

FB (ピン1): 帰還ピン。抵抗分割器のタップをここに接続します。出力電圧は2.4V ~ 5.25Vの範囲で調節できます。帰還リファレンス電圧は標準で1.220Vです。

SHDN (ピン2): シャットダウン・ピン。このピンが0.25Vより下に下がるとデバイスがシャットダウンします。SHDN電圧が1Vを超すとデバイスはイネーブルされます。 V_{OUT} が2.2Vを超すとピンにヒステリシスが与えられるので(ピンから - 500nA)、バッテリーが0.5Vに低下しても論理“H”で動作することができます。

V_{REF} (ピン3): 1.22Vリファレンスのバッファされた出力。このピンは最大100 μA をソースすることができ、最大8 μA をシンクすることができます。このピンは安定化

のため0.1 μF のコンデンサを使ってデカップリングする必要があります。

ENB (ピン4): リファレンス出力(V_{REF})とバッテリー低下検知コンパレータのイネーブル。ENB = “L”のとき、 V_{REF} 出力とバッテリー低下検知コンパレータがディスエーブルされるので、消費電流が5 μA 減少します。ENB = “H”のとき、 V_{REF} 出力とバッテリー低下検知コンパレータがイネーブルされます。シャットダウン時、ENB = “H”で、ショットキー・ダイオードを通してコインセルなどの補助電源により出力電圧が2.5Vより上に引き上げられると、 V_{REF} 出力とバッテリー低下検知コンパレータは出力電圧から給電されてイネーブルされます。

3421f

ピン機能

R_T (ピン5) : 次式に従って発振器周波数をプログラムするために抵抗をグランドに接続します。

$$f_{OSC} = \frac{28,100}{R_T}$$

ここで、 f_{OSC} はkHz、 R_T はk Ω です。

SS (ピン6) : ソフトスタート・ピン。次式に従ってソフトスタート時間を設定するために、コンデンサをこのピンからグランドに接続します。

$$t(\text{ms}) = C_{SS}(\mu\text{F}) \cdot 320$$

公称ソフトスタート充電電流は2.5 μA です。SSのアクティブな範囲は0.8V ~ 1.6Vです。

SYNC (ピン7) : 発振器同期ピン。内部発振器の同期をとるには、クロックのパルス幅は100ns ~ 2 μs が必要です。使わない場合、SYNCは接地します。

I_{LIM} (ピン8) : 電流制限調節ピン。抵抗をこのピンからグランドに接続し、次式に従ってNチャンネルMOSFETのピーク電流リミットのスレッシュホールドを設定します(これはインダクタのピーク電流であることに注意してください)。

$$I_{LIM} = \frac{150}{R}$$

ここで、 I はアンペア、 R はk Ω です。

BURST (ピン9) : バースト・モード・スレッシュホールド調節ピン。このピンからグランドに接続した抵抗/コンデンサの組合せにより、自動バースト・モード動作に移行するときの平均負荷電流が次式に従ってプログラムされます。

$$R_{BURST} = \frac{2}{I_{BURST}}$$

ここで、 R_{BURST} はk Ω 、 I_{BURST} はアンペアです。

$$C_{BURST} \geq \frac{C_{OUT} \cdot V_{OUT}}{10,000}$$

ここで、 $C_{BURST(MIN)}$ と C_{OUT} は μF です。

バースト・モード動作の手動制御では、BURSTピンを接地してバースト・モード動作を強制するか、またはこ

のピンを V_{OUT} に接続して固定周波数のPWMモードに強制します。BURSTピンを V_{OUT} より上に引き上げてはならないことに注意してください。

GND (ピン10) : 信号グランド・ピン。 R_T 抵抗、誤差アンプの補償部品、および帰還分割器の近くのグランド・プレーンに接続します。

PGND (ピン11 ~ 13) : 内部パワーNチャンネルMOSFETのソース端子。

SW (ピン14 ~ 16) : インダクタへ接続するためのスイッチ・ピン。 $V_{OUT} > 4.3\text{V}$ のアプリケーションの場合、SWの絶対最大定格を維持するため、SWから V_{OUT} またはスナバ回路にショットキー・ダイオードが必要です(5Vのアプリケーション回路を参照)。

V_{OUT} (ピン17、19、20) : 同期整流器の出力とICのブートストラップされた電源。デバイスの V_{OUT} ピンとPGNDピンのすぐ近くにセラミック・バイパス・コンデンサが必要です。

V_{OUTS} (ピン18) : V_{OUT} センス・ピン。 V_{OUTS} は出力フィルタのコンデンサに直接接続します。帰還分割器ネットワークの上端もこのポイントに接続します。

V_{IN} (ピン21) : 入力電源ピン。このピンは入力電源に接続し、少なくとも4.7 μF のセラミック・コンデンサを使ってデカップリングします。

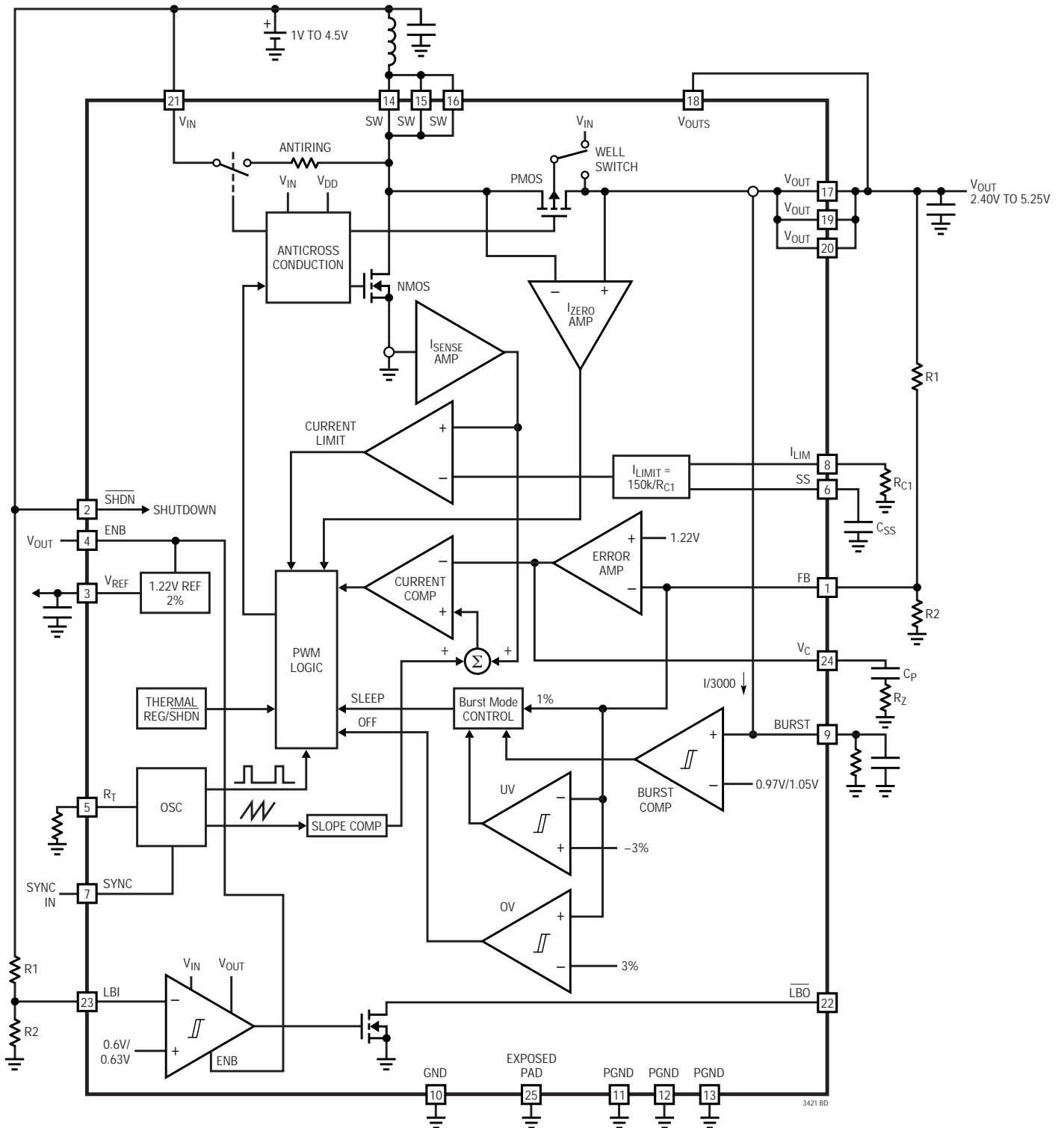
$\overline{\text{LBO}}$ (ピン22) : オープン・ドレインの出力。LBI入力が0.6Vより低いと、このピンは「L」になります。このオープン・ドレイン出力は最大20mAをシンクすることができます。バースト・モード動作時、 $\overline{\text{LBO}}$ はICが覚醒して出力に給電しているときだけアクティブです。

LBI (ピン23) : バッテリ低下検知コンパレータ入力。標準スレッシュホールド電圧は0.6Vで、30mVのヒステリシスがあります。この機能はENBピンが「H」のときイネーブLされます。バッテリ低下検知コンパレータは V_{IN} または V_{OUT} のどちらか大きい方によって動作します。

V_C (ピン24) : 誤差アンプの出力。ループ補償のため、周波数補償ネットワークをこのピンからグランドに接続します。ガイドラインとして、「帰還ループの補償」のセクションを参照してください。

露出パッド (ピン25) : グランド。このピンはPCBに半田付けする必要があり、一般に電力用GNDプレーンを通して接続します。

ブロック図



動作

低電圧での起動

LTC3421は、標準0.85Vの入力電圧で起動するように設計されている独立した起動発振器を備えています。起動時の周波数とピーク電流リミットは内部で制御されます。このデバイスは、負荷がある状態で起動できます(「起動電流と入力電圧」のグラフを参照)。通常モードとともに、起動時のソフトスタートと突入電流制限が備わっています。同じソフトスタート・コンデンサが各動作モードで使われます。

V_{IN} または V_{OUT} が2.25Vを超すとICは通常の動作モードに移行します。出力電圧が入力を0.3Vだけ超えるとICは V_{IN} ではなく V_{OUT} から自己給電します。このとき内部回路は V_{IN} 入力電圧に依存しないため、大容量入力コンデンサは不要です。入力電圧がわずか0.5Vにまで下がっても回路動作に影響を与えることはありません。アプリケーションを制限する要素としては、低い電圧で出力に十分なエネルギーを供給する電源の有無と、標準で91%にクランプされる最大デューティ・サイクルがありません。

低ノイズ固定周波数動作

シャットダウン

デバイスは \overline{SHDN} を0.3Vより下に引き下げるとシャットダウンし、そのピンを最初1Vより上に引き上げてから最小0.5Vの“H”に保つと動作状態になります。 \overline{SHDN} ピンは、絶対最大定格より下に制限されているかぎり、 V_{IN} または V_{OUT} より上にドライブできることに注意してください。

ソフトスタート

ソフトスタート時間は外部コンデンサをSSピンからグラウンドに接続してプログラムします。内部電流源がこのコンデンサを公称2.5 μ Aで充電します。コンデンサの電圧が1.6Vを超すまでは、ピーク電流リミットを制御するのに(I_{LIM} ピンの外付け抵抗と組み合わされて)SSピンの電圧が使われます。この1.6Vのポイントを越すと外付け抵抗がピーク電流を設定します。コマンドによるシャットダウンまたはサーマル・シャットダウンが発生すると、コンデンサは自動的に放電します。バースト・モード動作はソフトスタートのあいだ禁じられていることに注意してください。

$$t(\text{ms}) = C_{SS}(\mu\text{F}) \cdot 320$$

発振器

動作周波数は R_T ピンからグラウンドに接続された抵抗によって設定されます。内部でトリミング(微調整)されたタイミング・コンデンサがICに内蔵されています。発振器はSYNCピンに与えられる外部クロックに同期させることができます。発振器を同期させる場合、自走周波数を所期の同期周波数より約30%低い周波数に設定する必要があります。

電流センス

無損失電流センスでは、ピーク電流信号を電圧に変換して、内部スロープ補償に加算します。この加算された信号が誤差アンプ出力と比較され、PWMのためのピーク電流制御コマンドを出力します。デバイス内のスロープ補償は入力電圧および出力電圧に適応します。したがって、このコンバータは安定性を得るのに適当な量のスロープ補償を与えますが、コンバータ内で位相マージンの損失が生じるほど過度な補償は与えません。

誤差アンプ

誤差アンプはトランスコンダクタンス・アンプで、その正入力は内部で1.22Vのリファレンスに接続されており、負入力はFBに接続されています。簡単な補償ネットワークがCOMPからグラウンドに配置されています。大信号過渡応答を改善するため、内部クランプにより、誤差アンプの最小出力電圧と最大出力電圧が制限されます。(バースト・モード動作の)スリープ時、補償ピンはハイ・インピーダンスになります。ただし、クランプにより外部補償ネットワークの電圧が制限されるので、補償コンデンサがスリープ時にゼロまで放電することはありません。

電流制限

プログラム可能な電流制限回路により最大ピーク電流が設定されます。このクランプレベルは I_{LIM} からグラウンドに接続した抵抗を使ってプログラムされます。バースト・モード動作では、最適効率を得るため、電流制限は0.6Aピークの公称値に自動的に設定されます。

$$I_{LIM} = \frac{150}{R}$$

ここで、Iはアンペア、Rはk Ω です。

動作

ゼロ電流アンプ

ゼロ電流アンプは出力へ流れるインダクタ電流をモニタし、インダクタ電流が標準50mAを下回ると同期整流器をシャットオフして、負のインダクタ電流が流れるのを防止します。

アンチリング制御

アンチリング制御回路は、不連続導通モードでインダクタの両端に抵抗を接続して、SWピンのリングングを減衰させます。LC_{SW}のリングング(L = インダクタ、C_{SW} = SWスイッチ・ピンの容量)は低エネルギーですが、EMI放射を生じることがあります。

V_{REF}

内部1.22VリファレンスはバッファされてREFOUTに引き出されています。これはENBピンがH(1.4Vより上)に引き上げられているときアクティブです。安定させるため、少なくとも0.1μFのコンデンサをこのピンに接続する必要があります。この出力は最大100μAをソースすることができ、最大8μAをシンクすることができます。バースト・モード動作で消費電流を最小に抑えるには、ENBピンを接地してリファレンスの出力をディスエーブルします。

バースト・モード動作

バースト・モード動作は、自動的に、またはユーザーが制御することができます。自動動作では、デバイスは軽負荷で自動的にバースト・モード動作に移行し、負荷が重くなると固定周波数のPWMモードに戻ります。ユーザーは、そこでモードの遷移が生じる平均負荷電流を1本の抵抗を使ってプログラムすることができます。

オン時間はインダクタ電流が固定されたピーク電流に達するのに要する時間によって決まり、オフ時間はインダクタ電流がゼロに戻るのに要する時間によって決まりますので、発振器はこのモードではシャットダウンされません。

バースト・モード動作では、デバイスは出力が安定化されるまでエネルギーを出力に供給し、安定化されたらスリープ・モードに入ります。スリープ・モードでは出力はオフしており、デバイスはわずか12μAしか消費しません。このモードでは、出力リップルの周波数成分は負荷電流によって変化し、一般にピーク・トゥ・ピークで2%です。このため、スイッチング損失と消費電流損失が最小に抑えられ、非常に軽い負荷での効率が最大化さ

れます。バースト・モードのリップルは出力容量を大きくすることにより、わずかに減らすことができます。バースト・モードのリップルを減らす別の方法として、V_{OUT}帰還分割器ネットワークの上側の抵抗の両端に小さなフィードフォワード・コンデンサを接続します。

バースト・モード動作時、外部補償ネットワークの電圧をバースト・モード動作に入る前の電圧に保持するため、V_Cピンは誤差アンプから切り離されます。リーク電流と浮遊抵抗の影響を最小に抑えるため、電圧クランプにより、バースト・モード動作時のV_Cの最小電圧と最大電圧が制限されます。これにより、長時間バースト・モードが続いた後、コンバータに重い負荷が突然加わるとき生じる過渡が最小に抑えられます。

自動動作では、RCネットワークをBURSTからグランドに接続します。抵抗の値により、バースト・モード動作に入るときの、またそこから出るときの平均負荷電流(I_{BURST})が制御されます(モード間の発振を防ぐためにヒステリシスが与えられています)。BURSTに接続するコンデンサのための計算式は、BURSTのリップルにより、デバイスがモードの遷移が生じる電流のところでバースト・モード動作に入ったり出たりして発振するのを防ぐための最小値を求めるものです。

$$R_{BURST} = \frac{2}{I_{BURST}}$$

ここで、R_{BURST}はkΩ、I_{BURST}はアンペアです。

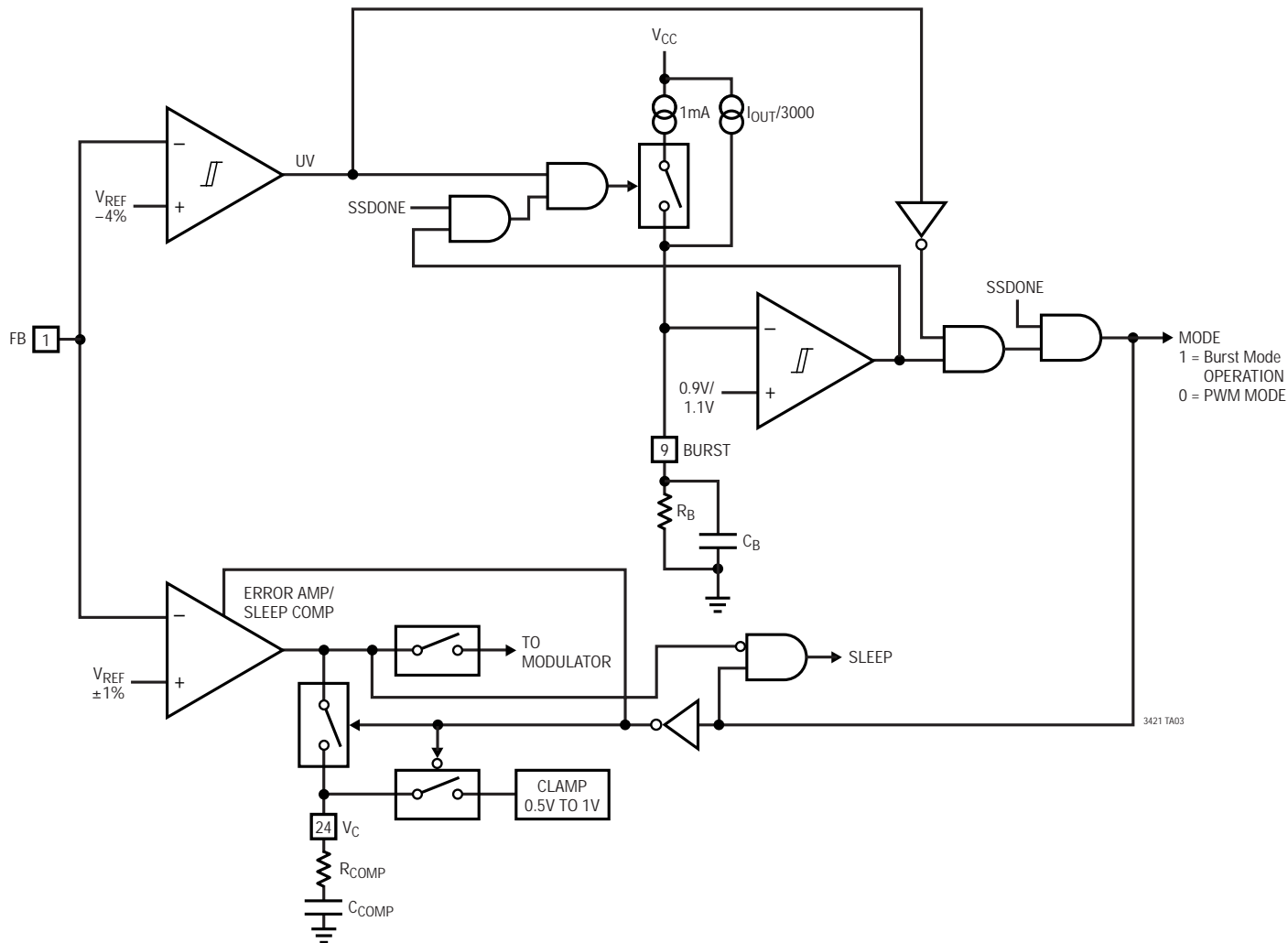
$$C_{BURST} \geq \frac{C_{OUT} \cdot V_{OUT}}{10,000}$$

ここで、C_{BURST(MIN)}とC_{OUT}はμFです。

突如生じた負荷過渡によりFBが安定化状態の値から4%以上変化した場合、内部のプルアップがBURSTに与えられ、デバイスを急速にバースト・モード動作から強制的に引き出します。バースト・モード動作とPWMモードのあいだを移行するとき最適過渡応答を得るには、ホスト・プロセッサによってモードを外部から制御します。このようにすると、負荷ステップが生じる前にPWMモードを命令して、出力電圧の垂下を最小に抑えることができます。バースト・モード動作を外部から制御する場合、RCネットワークは不要になります。固定周波数のPWMモードを強制するには、BURSTをV_{OUT}に接続します。バースト・モード動作を強制するには、BURSTを接地します。

動作

自動バースト・モード制御回路の簡略回路図



BURSTに接続される回路は最大2mAをシンクまたはソースすることができるようにします。バースト・モード動作は起動時とソフトスタート時には禁じられていることに注意してください。

V_{IN} が $V_{OUT} - 0.3V$ を超すと、デバイスはバースト・モード動作から抜け出し、同期整流器がディスエーブルされることに注意してください。

強制バースト・モード動作時の負荷が供給可能な電流を超すと、出力電圧が垂下し始め、デバイスは自動的にバースト・モード動作から抜け出して固定周波数モードになり、 V_{OUT} が上昇することに注意してください。

バースト・モード動作で供給可能な最大電流は次式で与えられます。

$$I_{O(MAX)} = \frac{0.55}{2 \cdot \frac{1 + (V_{OUT} - V_{IN})}{V_{IN}}} \text{ in amps}$$

出力の切断と突入電流の制限

LTC3421は内蔵PチャネルMOSFET整流器のボディ・ダイオードに電流が流れなくて真の出力切断ができるように設計されています。これにより、入力ソースから電流を流さずに、 V_{OUT} をシャットダウンのあいだゼロボルトにすることができます。また、ターンオン時に突入電流を制限することができるので、入力電源から見たサージ電流を最小に抑えます。

動作

出力切断の利点を得るには、SWピンとV_{OUT}のあいだに外付けのショットキー・ダイオードを接続してはならないことに注意してください。

NOTE：基板のレイアウトは浮遊インダクタンスによるSWピンの電圧オーバーシュートを最小に抑えるのに非常に重要です。出力フィルタのコンデンサはできるだけ

V_{OUT}ピンに近づけ、ESR/ESLが非常に小さいセラミック・コンデンサを使い、良好なグランド・プレーンに接続します。V_{OUT} > 4.3Vのアプリケーションでは、何らかの形の外部スナバが採用されていない限り、ピーク・スイッチ電圧を6Vより下に制限するためショットキー・ダイオードがスイッチ・ノードとV_{OUT}間に必要です。(「5Vアプリケーション」のセクションを参照)

アプリケーション情報

部品の選択

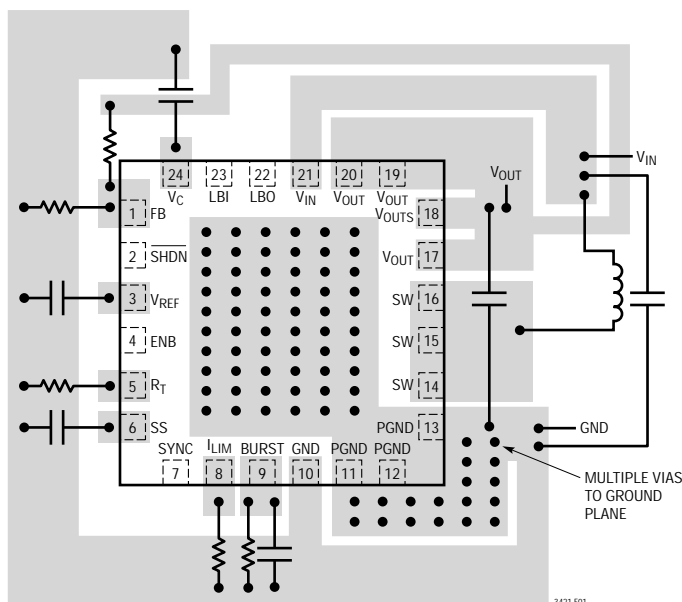


図1．推奨部品配置。高電流を流すトレースは直接接続にする (PGND、SW、V_{OUT})。FBとV_Cのトレース面積を小さくする。バッテリーへのリード線の長さを短くする。V_{IN}とV_{OUT}のセラミック・コンデンサをデバイスのピンにできるだけ近づけて配置する

インダクタの選択

LTC3421は高い周波数で動作するので、小型表面実装インダクタを使用できます。最小インダクタンス値は動作周波数に比例し、次式のように制限されます。

$$L > \frac{3}{f} \text{ and } L > \frac{V_{IN(MIN)} \cdot (V_{OUT(MAX)} - V_{IN(MIN)})}{f \cdot \text{Ripple} \cdot V_{OUT(MAX)}}$$

ここで、

f = 動作周波数 (MHz)

リップル = 許容インダクタ電流リップル (アンペア、ピーク・トゥ・ピーク)

V_{IN(MIN)} = 最小入力電圧

V_{OUT(MAX)} = 最大出力電圧

インダクタ電流リップルは一般に最大インダクタ電流 (I_P) の20% ~ 40% に設定されます。

高効率を実現するには、フェライトなどの高周波用コア材のインダクタを選択して、コア損失を減らします。I²R損失を減らすため、インダクタはESR(等価直列抵抗)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。モールド型チョークコイルやチップ・インダクタのコアは一般に1A ~ 4Aの範囲のピーク・インダクタ電流を担うのに十分ではありません。放射ノイズを抑えるには、トロイド、またはシールドされたインダクタを使用します。インダクタのサプライヤについては表1を、コンデンサのサプライヤについては表2を参照してください。

表1．インダクタの製造元

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEB SITE
Coilcraft	(847) 639-6400	(847) 639-1469	www.coilcraft.com
Coiltronics	(561) 241-7876	(516) 241-9339	
Murata	USA: (814) 237-1431 (800) 831-9172	USA: (814) 238-0490	www.murata.com
Sumida	USA: (847) 956-0666 Japan: 81-3-3607-5111	USA: (847) 956-0702 Japan: 81-3-3607-5144	www.sumida.com
TDK	(847) 803-6100	(847) 803-6296	www.component.tdk.com
TOKO	(847) 297-0070	(847) 669-7864	www.toko.com

アプリケーション情報

出力コンデンサの選択

出力電圧リップルには2つの成分があります。コンデンサのバルク値はサイクルごとにコンデンサの充電によって生じるリップルを減らすように設定します。充電による最大リップルは次式で与えられます。

$$V_{RBULK} = \frac{I_p \cdot V_{IN}}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f}$$

ここで、 I_p はピーク・インダクタ電流です。

ほとんどの電力コンバータでは、ESR (等価直列抵抗) が一般にリップルの最も支配的な要因です。コンデンサのESRによるリップルは、単純に次式で与えられます。

$$V_{RCESR} = I_p \cdot C_{ESR}$$

ここで、 C_{ESR} はコンデンサの直列抵抗です。

出力電圧リップルを下げるには低ESRのコンデンサを使います。表面実装アプリケーションには、AVX TPSシリーズのタンタル・コンデンサ、三洋電機のPOSCAP、または太陽誘電のセラミック・コンデンサを推奨します。スルーホールを使ったアプリケーションには、小型パッケージで低ESRの三洋電機のOS-CONコンデンサが適しています。

レイアウトによっては、 V_{OUT} ピンとGNDピンのできるだけ近くに、 $1\mu\text{F}$ の低ESRのセラミック・コンデンサを配置する必要があるかもしれません。

入力コンデンサの選択

入力フィルタのコンデンサは入力ソースから流れるピーク電流を減らし、入力スイッチング・ノイズを減らします。このデバイスは一度出力が安定化されると 0.5V 以下の電圧で動作可能なので、入力コンデンサに対する要求が緩和されます。ほとんどのアプリケーションでは、 1A のピーク入力電流当たり $1\mu\text{F}$ を推奨します。太陽誘電はESRが非常に小さなセラミック・コンデンサ、たとえば0603ケースの $1\mu\text{F}$ (JMK107BJ105MA) を提供しています。

表2. コンデンサの製造元

SUPPLIER	PHONE	FAX	WEB SITE
AVX	(803) 448-9411	(803) 448-1943	www.avxcorp.com
Sanyo	(619) 661-6322	(619) 661-1055	www.sanyovideo.com
TDK	(847) 803-6100	(847) 803-6296	www.component.tdk.com
Murata	USA: (814) 237-1431 (800) 831-9172	USA: (814) 238-0490	www.murata.com
Taiyo Yuden	(408) 573-4150	(408) 573-4159	www.t-yuden.com

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、検討事項がいくつかあります。まず、どんなスペクトル・ノイズも許容できない敏感な周波数帯域はどの範囲でしょうか？2つ目の検討事項はコンバータの物理的なサイズです。動作周波数が高くなると、インダクタおよびフィルタ・コンデンサの値とサイズが小さくなります。周波数に比例してゲート電荷によるスイッチング損失が増加するので、効率がトレードオフの対象になります。

動作周波数に関するもう1つの検討事項は、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ことです。このモードでは、コンバータの最小オン時間がデューティ・サイクルをサポートできないため、コンバータのリップルが増加し、出力リップルに低周波成分が生じます。物理的サイズが重要な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は可能です。このモードに入らないほう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。

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

ここで、 $t_{\text{ON(MIN)}}$ = 最小オン時間 = 120ns です。

熱に関する検討事項

LTC3421が可能な電力を供給するには、パッケージ内部で発生した熱を放散するのに十分な熱経路を与えることが不可欠です。これはデバイス底部の大きな熱パッドの利点を利用して実現することができます。プリント回路基板の多数のビアを使って、デバイスからできるだけ面積の大きな銅プレーンに熱を逃がすことを推奨します。接合部温度が高くなりすぎると、ピーク電流リミットが自動的に減少します。接合部温度が上昇し続けるとデバイスはサーマル・シャットダウンし、温度が下がるまでスイッチングが完全に停止します。

$V_{IN} > V_{OUT}$ での動作

LTC3421は入力電圧が出力電圧を超しても電圧レギュレーションを維持します。これは同期PMOSのスイッチングを停止し、 V_{IN} を静的にゲートに加えて実現されます。

アプリケーション情報

これにより、電流が出力に流れているあいだインダクタのボルト秒が反転します。このモードではデバイス内の電力消費が増えますので、許容接合部温度を維持するため、最大出力電流が制限されます。

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{125 - T_A}{40 \cdot ((V_{IN} + 1.5) - V_{OUT})}$$

ここで、 T_A は周囲温度です。

たとえば、 $V_{IN} = 4.5V$ で、 $V_{OUT} = 3.3V$ のとき、最大出力電流は370mAです。

短絡

LTC3421の出力切断機能は、設定された最大電流リミットを維持しながら、出力の短絡を許容します。デバイスには過度な過負荷や短絡から保護するための電流制限やサーマル・シャットダウンなどの機能が内蔵されています。長時間にわたる短絡を必要とするアプリケーションでは、デバイス内の電力消費を制限して許容できる接合部温度を維持することを推奨します。図2の回路は、NチャンネルMOSFETスイッチを使ってR2を切り離すことにより、短絡時の電流制限値を下げ、長時間の短絡のあいだ最大電流を制限します。R3とC1は短絡後のソフトスタート機能を与えます。抵抗R1は V_{IN} が上昇するにつれて電流リミット値を下げ、比較的一定の電力を維持します。図2の回路の電流リミットは次式で与えられます。

$$I_{LIMIT} = \left(\frac{0.6}{R_{LIM}} - \frac{V_{IN} - 0.6}{R1} \right) \cdot 250$$

ここで、 I_{LIMIT} はアンペア、 R_{LIM} とR1はkΩです。

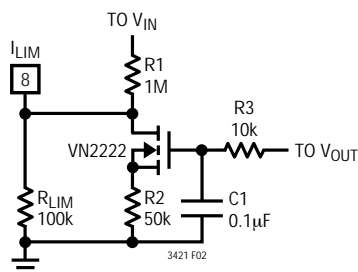


図2．長時間にわたる短絡状態のための電流制限フォールドバック回路

帰還ループの補償

LTC3421は内部の適応型スロープ補償付き電流モード制御を使用しています。電流モード制御によって、電圧モード・コントローラで見られるインダクタと出力コンデンサによる2次フィルタが不要になり、単一ポール・フィルタ応答に簡略化されます。変調器制御から出力へのDC利得と誤差アンプの開ループ利得の積がシステムのDC利得を与えます。

$$G_{DC} = G_{CONTROL_OUTPUT} \cdot G_{EA} \cdot \frac{V_{REF}}{V_{OUT}}$$

$$G_{CONTROL} = \frac{2 \cdot V_{IN}}{I_{OUT}}, G_{EA} \approx 2000$$

出力フィルタのポールは、次式で与えられます。

$$f_{FILTER_POLE} = \frac{I_{OUT}}{\pi \cdot V_{OUT} \cdot C_{OUT}}$$

ここで、 C_{OUT} は出力フィルタ・コンデンサです。出力フィルタのゼロは次式で与えられます。

$$f_{FILTER_ZERO} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{OUT}}$$

ここで、 R_{ESR} はコンデンサの等価直列抵抗です。

昇圧レギュレータ・トポロジーの厄介な点は、右半平面 (RHP) のゼロで、次式で与えられます。

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{IN}^2}{2 \cdot \pi \cdot I_{OUT} \cdot L}$$

負荷が重い場合、比較的低い周波数でこの位相遅れをともなう利得の増加が発生することがあります。ループ利得は通常RHPゼロ周波数より前でロールオフします。

標準的な誤差アンプ補償を図3に示します。このループのダイナミック特性の式は、次のとおりです。

$$f_{POLE1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20e6 \cdot C_{C1}} \text{これはきわめてDCに近い値です}$$

$$f_{ZERO1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{C1}}$$

$$f_{POLE2} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{C2}}$$

アプリケーション情報

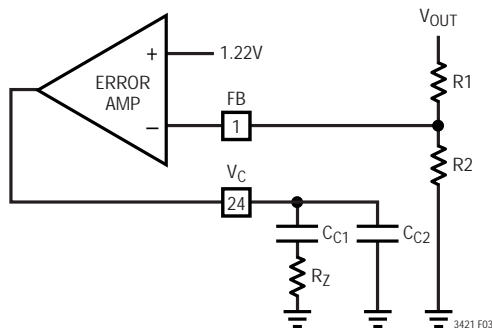


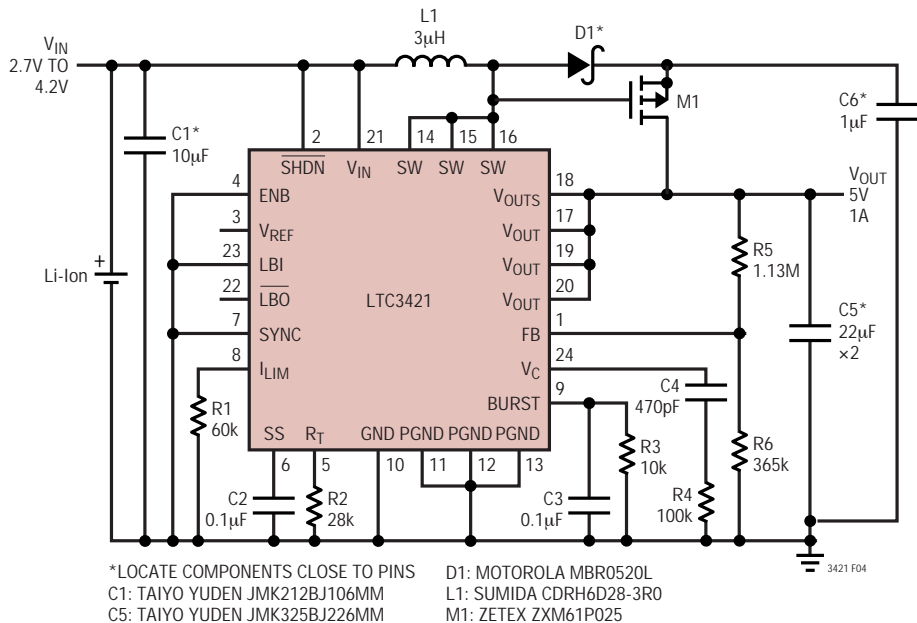
図3

標準的応用例

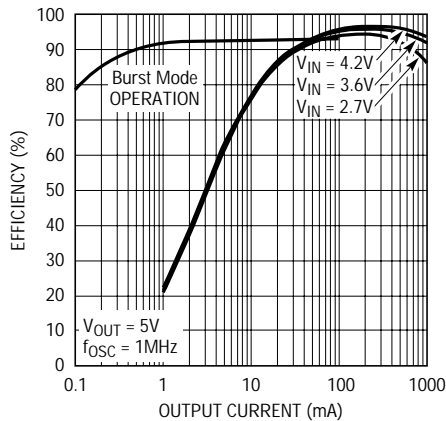
5Vアプリケーション

出力電圧が4.3V以上にプログラムされているとき、SWの許容ピーク電流を維持するため、ショットキー・ダイオードをSWからV_{OUT}へ、またはスナバ・ネットワークへ追加する必要があります。出力に接続した

ショットキー・ダイオードは効率を最大限改善しますが、出力切断機能を無効にします。出力切断が必要ならば、図4に示されているように、ショットキー・ダイオードをアクティブ・スナバ・ネットワークに接続することを推奨します。



リチウムイオン電池から5Vの効率

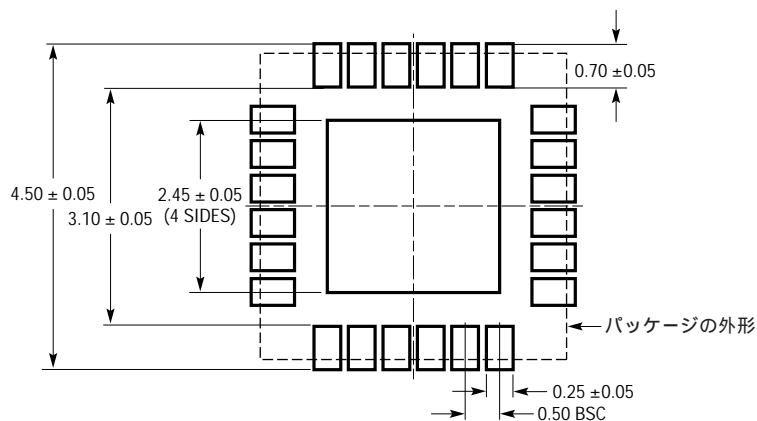


3421 G03

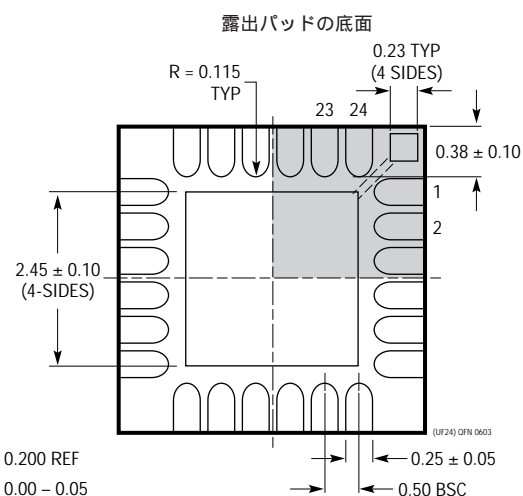
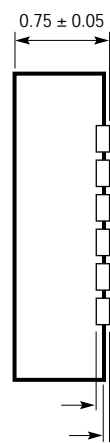
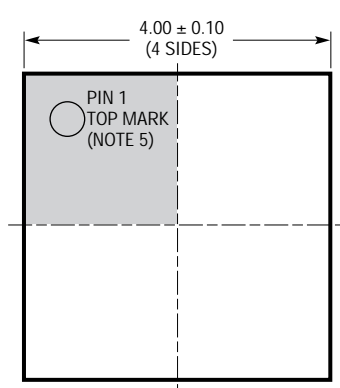
図4 . アクティブ・スナバ回路を使った、リチウムイオン電池から5V/1Aのアプリケーション

パッケージ寸法

UFパッケージ
24ピン・プラスチックQFN(4mm × 4mm)
(Reference LTC DWG # 05-08-1697)



推奨する半田パッドのピッチと寸法



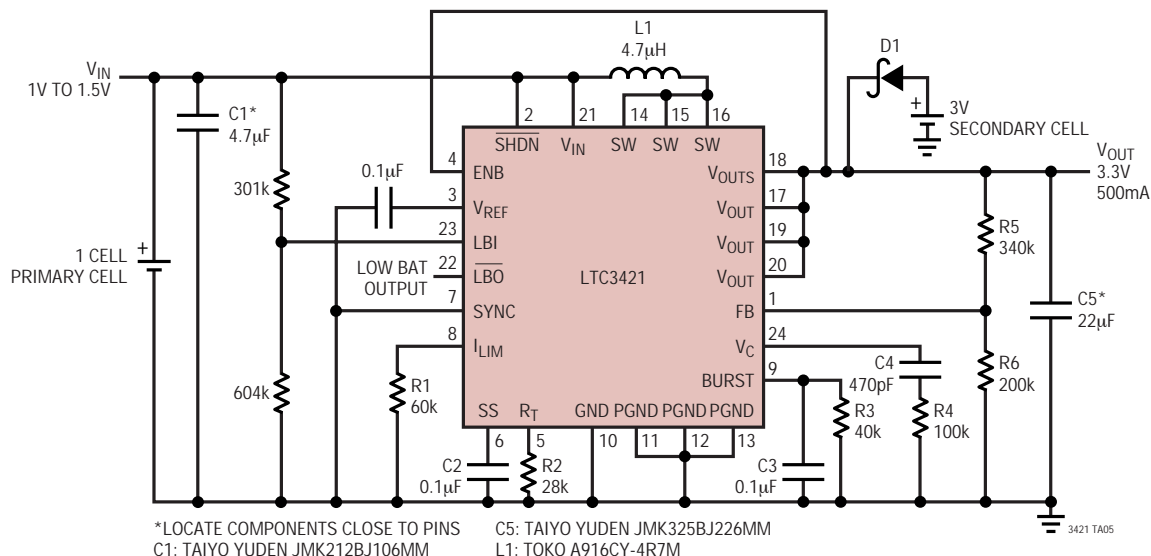
NOTE :

- 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)
- 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トップとボトムのパイン1の位置の参考に過ぎない
- 図は実寸とは異なる

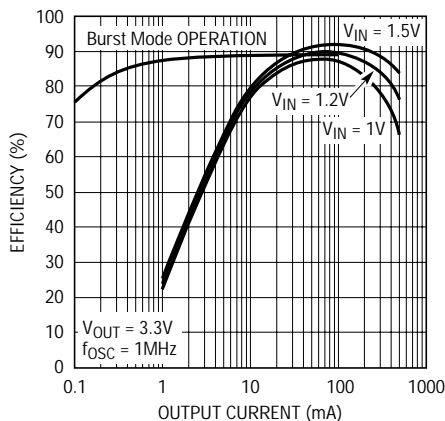
LTC3421

標準的応用例

単一セルから3.3V/500mA、シャットダウン時の補助セル・バックアップ付き。LOWBATとV_{REF}の出力はイネーブルされている



1セルから3.3Vの効率



関連製品

製品番号	説明	注釈
LT1371/LT1371HV	3A (I _{SW})、500kHz、高効率昇圧DC/DCコンバータ	V _{IN} : 2.7V ~ 30V、V _{OUT(MAX)} : 35V/42V、I _Q : 4mA、I _{SD} : <12µA、DD、TO220-7、S20
LTC3400/LTC3400B	600mA (I _{SW})、1.2MHz、同期式昇圧DC/DCコンバータ	92%の効率、V _{IN} : 0.85V ~ 5V、V _{OUT(MAX)} : 5V、I _Q : 19µA/300µA、I _{SD} : <1µA、ThinSOT
LTC3401	1A (I _{SW})、3MHz、同期式昇圧DC/DCコンバータ	97%の効率、V _{IN} : 0.5V ~ 5V、V _{OUT(MAX)} : 5.5V、I _Q : 38µA、I _{SD} : <1µA、MS10
LTC3402	2A (I _{SW})、3MHz、同期式昇圧DC/DCコンバータ	97%の効率、V _{IN} : 0.5V ~ 5V、V _{OUT(MAX)} : 5.5V、I _Q : 38µA、I _{SD} : <1µA、MS10
LTC3425	5A (I _{SW})、8MHz、4フェーズ同期式昇圧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、8MHz、低リップル、QFN

3421f