

白色LED用チャージ・ポンプキット

高効率チャージ・ポンプICを8ピンDIPに変換しました。
必要なコンデンサも実装済み

電源：2.7～4.5V

出力電流：最大125mA

3mmの白LED5個と直列抵抗(47 Ω)も付属します。



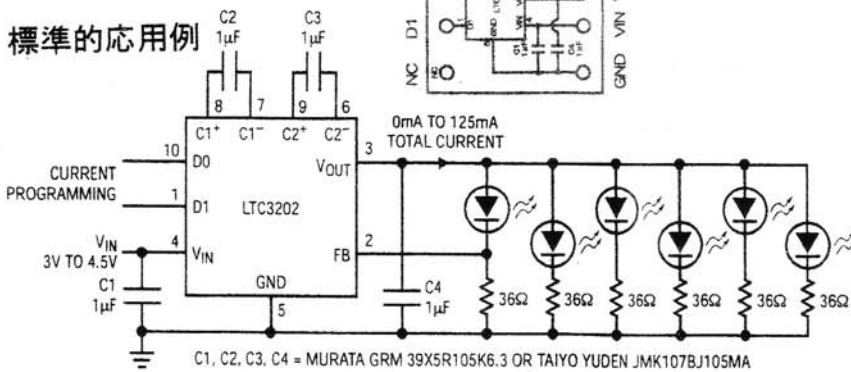
特長 LTC3202 500円 白色LED用チャージ・ポンプキット

- 低ノイズ固定周波数動作
- 倍電圧チャージ・ポンプよりも25%少ない入力電流
- 高出力電流：最大125mA
- 小型アプリケーション回路
- 安定化された出力電圧または出力電流
- 自動ソフトスタート
- V_{IN} 範囲：2.7V~4.5V
- インダクタ不要
- スイッチング周波数：1.5MHz
- シャットダウン時： $I_{CC} < 1\mu A$
- 10ピンMSOPパッケージで供給

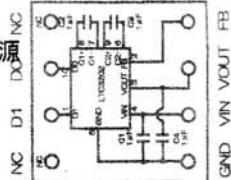
アプリケーション

- 白色LEDのバックライト
- プログラミング可能な昇圧電流源

標準的応用例



基板回路図



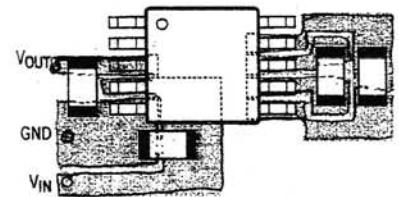
概要

LTC3202

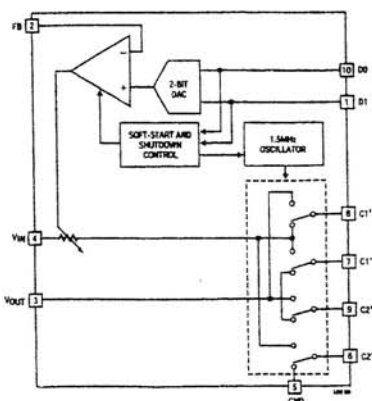
LTC[®]3202は低ノイズの固定周波数チャージ・ポンプ DC/DCコンバータで、分数変換を使って白色LEDのアプリケーションの効率を改善します。このデバイスを使って、2.7V~4.5Vの入力から安定化電圧あるいは最大125mAの電流を供給することができます。外付け部品点数が少ないので(フライング・コンデンサ2個と、 V_{IN} と V_{OUT} に小型バイパス・コンデンサ2個)、LTC3202は小型バッテリー駆動アプリケーションに最適です。

内部2ビットDACにより、LEDの輝度制御のためにLED電流を調節することができます。LTC3202はサーマル・シャットダウン保護機能も備えているので、 V_{OUT} からGNDへの連続短絡に耐えることができます。内蔵ソフトスタート回路により、起動時の過度の突入電流を防ぎます。スイッチング周波数が高いので、小型の外部コンデンサを使えます。低電流シャットダウン機能により、負荷を V_{IN} から切り離して、消費電流を $1\mu A$ 以下に下げます。

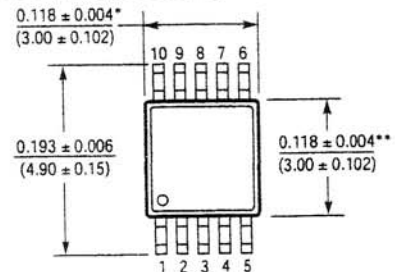
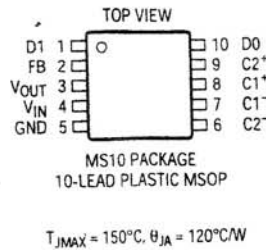
推奨レイアウト



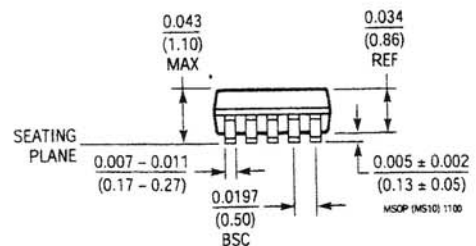
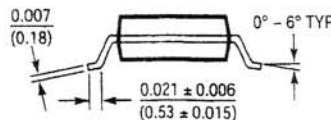
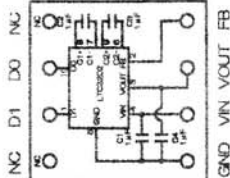
簡略ブロック図



LTC3202は、LEDは、最大6個まで点灯できますが、このキットは、白LED 5個+47Ω 5本です



基板回路図



動作 (簡略ブロック図を参照)

LTC3202は分數変換スイッチト・キャパシタ・チャージ・ポンプを使って、 V_{OUT} を入力電圧の1.5倍まで昇圧します。2フェーズの非重複クロックによってチャージ・ポンプのスイッチを起動します。クロックの第1フェーズでは、これらのフライング・コンデンサは直列に V_{IN} から充電されます。クロックの第2フェーズでは、これらは並列に接続され V_{IN} の上に積み重ねられます。これらのフライング・コンデンサの充放電が1.5MHz(標準)の自走周波数で繰り返されます。

FBピンの電圧を検出し、誤差信号に基づいてチャージ・ポンプの強度を調整して安定化を達成します。制御ピン(D0とD1)は内部DAコンバータのセットポイントをプログラミングします。安定化ループはFBがセットポイント電圧でつり合うまで V_{OUT} を上昇させます。安定化電圧をD0とD1の関数として表1に示します。

表1. 帰還制御電圧の設定

D1	D0	Feedback Set Point Voltage
0	0	Shutdown
0	1	0.2V
1	0	0.4V
1	1	0.6V

シャットダウン・モードではすべての回路が停止し、LTC3202には V_{IN} 電源から漏れ電流だけが流れます。さらに、 V_{OUT} が V_{IN} から切り離されます。D0ピンとD1ピンはスレッシュホールド電圧が約0.8VのCMOS入力です。D0とD1の両方がロジック"1"のとき、LTC3202はシャットダウン状態になります。D0ピンとD1ピンは高インピーダンスのCMOS入力なので、決してフロートさせてはいけません。これらのピンを確定した状態に保つには、有効なロジック・レベルで常にドライブする必要があります。

シャットダウン電流

LTC3202がシャットダウン状態のとき、出力電圧検出回路には5 μ Aの電流が流れます。この電流は出力電圧(V_{OUT})が0Vでは流れなくなります。シャットダウン時に V_{OUT} が確実に0Vになるようにするには、ブリード抵抗を V_{OUT} からGNDへ接続することができます。10k \sim 100kを許容できます。

短絡・熱保護回路

LTC3202には過温度保護機能とともに短絡電流制限が内

蔵されています。短絡状態のあいだ、自動的に出力電流を約250mAへ制限します。高温で、あるいは入力電圧が高く過度に自己発熱し、接合部温度が約160 $^{\circ}$ Cを超えると、内蔵サーマル・シャットダウン回路がチャージ・ポンプをシャットダウンします。接合部温度が約155 $^{\circ}$ Cまで下がると、チャージ・ポンプを再度イネールします。LTC3202は V_{OUT} の短絡状態が解消するまで、ラッチアップを起こしたり損傷を受けたりすることなしに、サーマル・シャットダウン状態に入ったり、抜け出したり無期限に繰り返します。

ソフトスタート

起動時に過度の電流が V_{IN} に流れるのを防ぐため、LTC3202にはソフトスタート回路が内蔵されています。出力電荷保存コンデンサに使える電流量を約500 μ sにわたって直線的に増加させることにより、ソフトスタートを実現します。

入力(D0あるいはD1)が状態を変えるときはいつもソフトスタート機能が起動します。これにより、帰還設定がある値から次の値へ変わったときだけでなく、最初の起動時に大きな突入電流を防ぎます。ソフトスタートの間、セットポイント電圧がゼロに低下することに注意してください。重い負荷条件では、ソフトスタート回路が追いつくまで、 V_{OUT} の垂下が見られることがあります。

電圧または電流に関するLTC3202のプログラミング
LTC3202は電圧または電流のどちらかを制御するように構成することができます。白色LEDのアプリケーションでは、LED電流は帰還セットアップ電圧とセンス抵抗の比によってプログラミングされます。残りのLEDの電流は、基準LEDとの相似性およびセンス抵抗の両端のバラスト電圧によって制御されます。

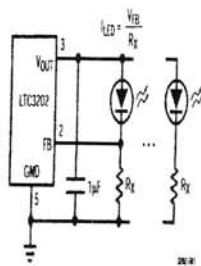


図1. 電流制御モード

動作 (簡略ブロック図を参照)

この構成では、LEDの微小信号インピーダンスは電流設定抵抗 R_X より十分に小さいので、帰還係数($\Delta V_{FB}/\Delta V_{OUT}$)はユニティに非常に近くなります。したがって、この構成ではループ利得が最大となり、開ループ出力抵抗が最小になります。同様に、この構成では安定性を保つために最大の出力容量を必要とします。

固定電圧のアプリケーションでは、図2に示されているように、出力電圧は2個の抵抗の比と帰還制御電圧によって設定することができます。出力電圧はセットポイント電圧と利得係数 $1 + R_1/R_2$ との積で与えられます。開ループ出力抵抗は、抵抗分割器の比だけ変化したループ利得に比例して増加することに注意してください。たとえば、抵抗比が2:1で利得が3になる場合、開ループ出力抵抗は公称利得1のときの値よりも約3倍高くなります。開ループ出力抵抗が約0.35 Ω で利得が1であると仮定すると、利得を3にしたとき、開ループ出力抵抗は約1 Ω になります。

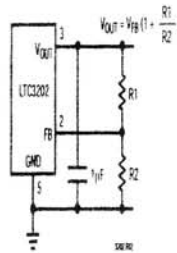


図2. 電圧制御モード

LTC3202を電圧制御モードで使うとき、3つの電圧設定(0.2V、0.4V、あるいは0.6V)のいずれかをセットポイント電圧として使うことができます。最適なノイズ性能と最小の開ループ出力抵抗を得るには、最高の電圧設定がおそらく最も望ましいでしょう。

電圧分割器抵抗の標準的値の合計は数k Ω ~1M Ω の範囲に設定することができます。

チャージ・ポンプの強度

利用可能な電流量を実効入力電圧(1.5V V_{IN})と実効開ループ抵抗(R_{OL})から求めるために、LTC3202をテナンの等価回路としてどのようにモデル化できるかを図3に示します。

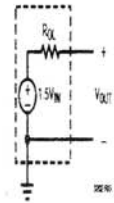


図3. 等価開ループ回路

図3から、利用可能な電流は次式で与えられます。

$$I_{OUT} = \frac{1.5V_{IN} - V_{OUT}}{R_{OL}}$$

温度の関数としての標準的 R_{OL} 値を図4に示します。

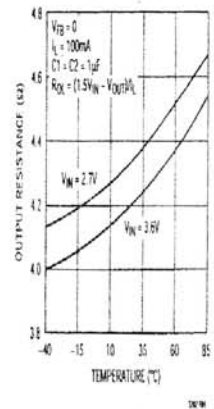


図4. 標準的 R_{OL} と温度

動作

R_{OUT} は、スイッチング期間、 $1/(2f_{OSC} \cdot C_{FLY})$ 、内部スイッチ抵抗およびスイッチング回路の非重複期間など、いくつかの要素に依存します。

ただし、与えられた R_{OUT} に対し、利用可能な電流量はアドバンテージ電圧($1.5V_{IN} - V_{OUT}$)に直接比例します。この電圧は通常は非常に小さくできます。3.1Vの電源で白色LEDをドライブする例について考えてみましょう。LEDの順方向電圧が3.8Vで、 V_{FB} を0.6Vに設定した場合、アドバンテージ電圧は $3.1V - 1.5 - 3.8V - 0.6V$ 、つまりわずか250mVです。ただし、入力電圧が3.2Vへ上がると、アドバンテージ電圧は400mVへジャンプし、利用可能な強度が60%向上します! LTC3202をもっと低い電圧設定(たとえば0.4V)で動作させることにより、アドバンテージ電圧を同様に改善することに注意してください。

 V_{IN} 、 V_{OUT} コンデンサの選択

LTC3202とともに使われるコンデンサの種類と値により、レギュレータ制御ループの安定性、出力リップル、チャージ・ポンプの強度、および最小起動時間などのいくつかの重要なパラメータが決定されます。

ノイズやリップルを減らすには、 C_{IN} と C_{OUT} の両方に低等価直列抵抗(ESR)のセラミック・コンデンサを使用することを推奨します。タンタル・コンデンサとアルミ・コンデンサはESRが高いため推奨できません。

与えられた負荷に対する出力リップルの大きさは、 C_{OUT} の値によって決まります。 C_{OUT} のサイズを大きくすると、最小ターンオン時間が長くなり、起動電流が増える代わりに、出力リップルが小さくなります。ピーク・ツー・ピーク出力リップルはおよそ次式で与えられます。

$$V_{RIPPLE-P} = \frac{I_{OUT}}{3f_{OSC} \cdot C_{OUT}}$$

ここで、 f_{OSC} はLTC3202の発振周波数(標準1.5MHz)で、 C_{OUT} は電荷保存用出力コンデンサです。

出力コンデンサの種類と値の両方がLTC3202の安定性に大きく影響することがあります。ブロック図に示されて

いるように、LTC3202は制御ループを使ってチャージ・ポンプの強度を調節し、出力に必要な電流とつり合わせます。このループの誤差信号は電荷保存用出力コンデンサに直接保存されます。この電荷保存用コンデンサは制御ループの支配的ポールを形成するのにも寄与します。リングングや不安定性を防ぐには、出力コンデンサがすべての状態で少なくとも0.6 μ Fの容量を保つことが重要です。

同様に、出力コンデンサのESRが大きすぎると、LTC3202のループ安定性を低下させる傾向があります。LTC3202の閉ループ出力抵抗は0.35 Ω になるように設計されています。負荷電流が100mA変化すると、出力電圧は約35mVだけ変化します。出力コンデンサのESRが0.35 Ω 以上であると、閉ループ周波数応答は単純な1ポールの場合のようにロールオフなくなり、負荷過渡応答が劣化して不安定になることがあります。多層セラミック・チップ・コンデンサのESR特性は通常非常に優れているので、基板を密にレイアウトすれば安定性と過渡性能が非常によくなります。

C_{OUT} の値により出力リップルの大きさが支配されるのと同様、 C_{IN} の値により入力カピシタンスに現れるリップルの大きさが決まります。チャージ・ポンプが入力充電フェーズあるいは出力充電フェーズのどちらにあってもLTC3202への入力電流は比較的一定ですが、クロックの非重複期間中はゼロになります。非重複時間は短いので(約25ns)、これらの欠けた部分(ノッチ)は入力電源ラインをわずかに乱すだけです。タンタルのようなESRが大きいコンデンサでは、入力電流変化とESRの積による入力ノイズが大きくなることに注意してください。したがって、セラミック・コンデンサはESR特性が並外れて優れているので重ねて推奨します。

図5に示されているように、非常に小さな直列インダクタを通してLTC3202に電力を供給することにより、入力ノイズをさらに減らすことができます。10nHのインダクタは高速電流ノッチを除去して、ほぼ一定の電流負荷を入力電源へ与えます。コストを下げるため、約1cm(0.4インチ)のPC基板のトレースを使って、10nHのインダクタをPC基板上に作るすることができます。

動作

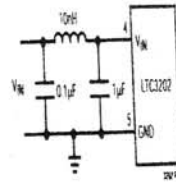


図5. 10nHのインダクタを使った入力ノイズの低減

フライング・コンデンサの選択

注意：フライング・コンデンサの電圧はLTC3202の起動時に反転することがあるので、フライング・コンデンサにはタンタルあるいはアルミのような有極性コンデンサは決して使わないでください。フライング・コンデンサには必ずセラミック・コンデンサを使ってください。

フライング・コンデンサはチャージ・ポンプの強度を決定します。定格出力電流を達成するために、各フライング・コンデンサには少なくとも0.7 μ Fの容量が必要です。

セラミック・コンデンサは材質が異なると高温や高電圧では異なった率で容量を失います。たとえば、X5RあるいはX7Rの素材で作られたコンデンサでは-40 $^{\circ}$ C~85 $^{\circ}$ Cの範囲で容量がほぼ保たれますが、Z5UあるいはY5Vタイプのコンデンサでは同じ範囲で容量がかなり失われます。Z5UおよびY5Vのコンデンサは電圧係数も非常に劣り、定格電圧が印加されると60%以上の容量を失うことがあります。したがって、異なったコンデンサを比較するとき、規定容量値を比較するより、与えられたケース寸法に対して得られる容量を比較する方が多くの場合適切です。たとえば、定格電圧および定格温度の全条件にわたって、0603ケースに入った、1 μ F、10VのY5Vセラミック・コンデンサは、同じケースで供給される0.22 μ F、10VのX7Rよりも大きな容量を与えるとはかぎりません。最小容量を全温度および全電圧にわたって確保するにはどの値のコンデンサが必要かを決定するには、コンデンサの製造元のデータシートを調べる必要があります。

セラミック・コンデンサの製造元とその連絡先を表2に示します。

表2. セラミック・コンデンサの推奨メーカー

メーカー	ウェブサイト
AVX	www.avxcorp.com
Kemet	www.kemet.com
Murata	www.murata.com
Taiyo Yuden	www.t-yuden.com
Visikey	www.visikey.com

負荷が非常に軽いアプリケーションでは、スペースコストを節約するため、フライング・コンデンサを小さくすることができます。2.3分数倍チャージ・ポンプの最小出力抵抗の理論値は次式で与えられます。

$$R_{OL(MIN)} = \frac{1.5V_{IN} - V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{1}{2f_{OSC} C_{FLY}}$$

ここで、 f_{OSC} はスイッチング周波数(1.5MHz標準)で、 C_{FLY} はフライング・コンデンサの値です。スイッチ抵抗がさらに加わるため、チャージ・ポンプは理論上の限界よりも通常弱いことに注意してください。ただし、負荷が非常に軽いアプリケーションでは、最初にコンデンサ値を決定するときのガイドラインとして上式を使うことができます。

電力効率

LTC3202の電力効率(η)は実効入力電圧が実際の入力電圧の1.5倍あるリニア・レギュレータの電力効率に似ています。こうなるのは、2.3分数倍チャージ・ポンプの入力電流は負荷電流の約1.5倍だからです。理想的な安定化2.3分数倍チャージ・ポンプでは、電力効率は次式で与えられます。

$$\eta_{IDEAL} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{V_{OUT} \cdot I_{OUT}}{V_{IN} \cdot \frac{3}{2} I_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{1.5V_{IN}}$$

中程度の出力電力から高い出力電力にかけて、LTC3202のスイッチング損失と消費電流は無視できるので、上式は有効です。たとえば、 $V_{IN} = 3.2V$ 、 $I_{OUT} = 80mA$ で V_{OUT} を4.2Vに安定化しているとき測定された効率は82%で、これは理論計算値87.5%に近い値です。

LTC3202

絶対最大定格

(Note 1)

V_{IN} , $V_{OUT} \sim GND$	$-0.3V \sim 6V$
D0, D1	$-0.3V \sim V_{IN} + 0.3V$
V_{OUT} 短絡時間	無期限
I_{OUT} (Note 2)	150mA
動作温度範囲 (Note 3)	$-40^{\circ}C \sim 85^{\circ}C$
保存温度範囲	$-65^{\circ}C \sim 150^{\circ}C$
リード温度 (半田付け, 10秒)	$300^{\circ}C$

電気的特性

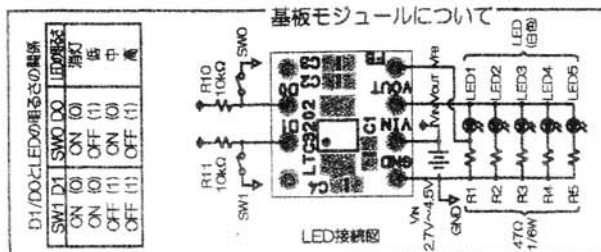
●は全動作温度範囲の規格値を意味する。それ以外は $T_A = 25^{\circ}C$ での値。注記がない限り、 $V_{IN} = 3.3V$ 。

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Input Power Supply						
V_{IN} Operating Voltage		●	2.7	4.5	V	
I_{CC} Operating Current	$I_{OUT} = 0mA$, $V_{OUT} = 3.6V$, $V_{IN} = D0 = D1 = 4.5V$	●	2.5	5	mA	
I_{SHDN} Shutdown Current	$V_{OUT} = 0V$	●		1	μA	
Feedback Pin Set Points						
0.2V Setting Feedback Voltage	$D0 = 1$, $D1 = 0$, $I_{OUT} = 0mA$	●	188	200	212	mV
0.4V Setting Feedback Voltage	$D0 = 0$, $D1 = 1$, $I_{OUT} = 0mA$	●	380	400	420	mV
0.6V Setting Feedback Voltage	$D0 = 1$, $D1 = 1$, $I_{OUT} = 0mA$	●	570	600	630	mV
I_{FB}	$V_{FB} = 0.8V$	●	-50	50	nA	
Charge Pump						
R_{OL} Open Loop Output Impedance $(1.5V_{IN} - V_{OUT})/I_{OUT}$	$V_{IN} = 3.3V$, $V_{OUT} = 4.4V$, $V_{FB} = 0$	●	4.5	6	Ω	
V_{OUT} Load Regulation $(\Delta V_{OUT}/\Delta I_{OUT})$	$I_{OUT} = 10mA$ to $90mA$, $\Delta V_{FB}/\Delta V_{OUT} = 1$		0.35		mV/mA	
CLK Frequency		●	1.5		MHz	
D0, D1						
High Level Input Voltage (V_{IH})		●	1.3		V	
Low Level Input Voltage (V_{IL})		●		0.4	V	
Input Current (I_{IH})	$D0, D1 = V_{IN}$	●	-1	1	μA	
Input Current (I_{IL})	$D0, D1 = 0V$	●	-1	1	μA	

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: 長期電流密度制限に基づく。

表1. 掃選制御電圧の設定

D1	D0	Feedback Set Point Voltage
0	0	Shutdown
0	1	0.2V
1	0	0.4V
1	1	0.6V



ピン機能

D1, D0 (ピン1, 10): 制御入力。D0とD1はFBピンのセットポイント電圧を定めます。(表1参照)

FB (ピン2): FBは安定化制御ループの掃選入力です。

V_{OUT} (ピン3): V_{OUT} はチャージ・ポンプの出力です。低インピーダンスのX5RあるいはX7Rの $1\mu F$ セラミック・コンデンサを V_{OUT} からGNDへ接続する必要があります。

V_{IN} (ピン4): 入力電源電圧。 V_{IN} は $1\mu F \sim 4.7\mu F$ の低インピーダンス・セラミック・コンデンサを使ってグラウンドへバイパスします。

GND (ピン5): チャージ・ポンプと制御回路用のグラウンド。このピンは低インピーダンスのグラウンド・プレーンへ直接接続します。

$C2^-$, $C1^-$, $C1^+$, $C2^+$ (ピン6, 7, 8, 9): チャージ・ポンプのフライング・コンデンサのピン。X5RあるいはX7Rの $1\mu F$ セラミック・コンデンサを $C1^+$ から $C1^-$ へ、さらに $C2^+$ から $C2^-$ へ接続します。