

# 5A、8MHz、四相 同步升压型 DC/DC转换器

## 特点

- 高效率：高达 95%
- 高达 3A 的连续输出电流
- 旨在实现低输出纹波和纤巧的解决方案外形尺寸的四相操作
- 输出断接和涌入电流限值
- 非常低的静态电流：12 $\mu$ A
- 0.5V 至 4.5V 输入范围
- 2.4V 至 5.25V 可调输出电压
- 可调电流限值
- 可调、固定频率操作 (100kHz 至 2MHz/相位)
- 具有同步输出的可同步振荡器
- 内部同步整流器
- 手动或自动突发模式 (Burst Mode<sup>®</sup>) 操作
- 电源状态良好比较器
- 低于 1 $\mu$ A 的停机电流
- 抗振铃控制
- 5mm $\times$ 5mm 热增强型 QFN 封装

## 应用信息

- 手持式计算机
- 负载点稳压器
- 3.3V 至 5V 转换

## 描述

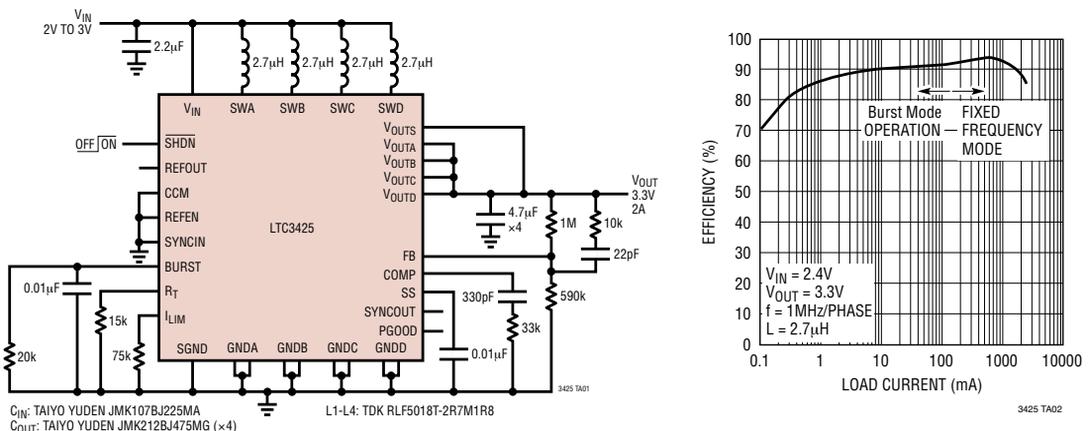
LTC<sup>®</sup>3425 是一款可在输入电压低于 1V 且带有输出断接功能的同步、四相升压型转换器。它包括 4 个 N 沟道 MOSFET 开关和 4 个 P 沟道同步整流器 (分别带有 0.045 $\Omega$  和 0.05 $\Omega$  的通态电阻  $R_{DS(ON)}$ )。四相操作极大地减小了峰值电感器电流和电容器纹波电流,增加了有效开关频率,并最大限度地减小了电感器和电容器的外形尺寸。真正的输出断接功能消除了涌入电流,并允许停机状态下的负载电流为零。在大多数应用中 ( $V_{OUT} < 4.3V$ ),不需要采用外部肖特基二极管。节能的突发模式操作可以由用户来控制或置于自动模式。

其他功能包括 1 $\mu$ A 的停机电流、带有同步输入输出的可设置频率、可设置软起动、抗振铃控制、热停机、可调电流限值、基准输出和电源状态良好比较器。

LTC3425 采用小外形的热增强型 32 引脚 QFN 封装。

 LTC 和 LT 是凌特公司的注册商标。  
Burst Mode 是凌特公司的注册商标。

## 典型应用

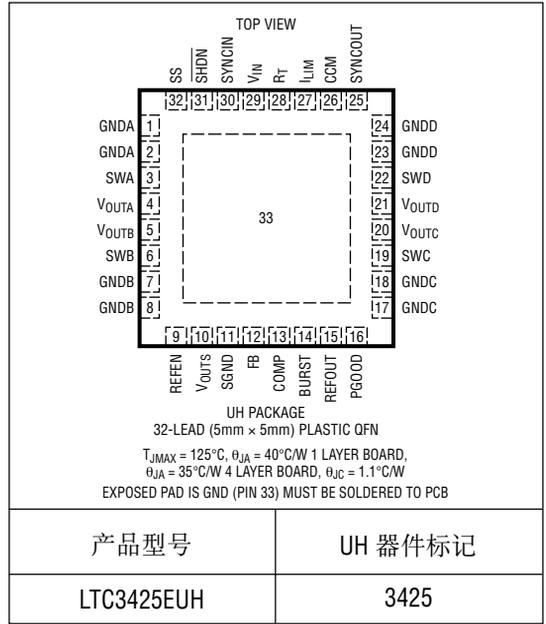


# LTC3425

## 绝对最大额定值 (注1)

|   |               |
|---|---------------|
| $V_{IN}$ 电压 .....   | -0.3V 至 6V    |
| SWA-D 电压 .....  | -0.3V 至 6V    |
| $V_{OUTA-D}$ 、 $V_{OUTS}$ 电压 .....  | -0.3V 至 6V    |
| BURST、 $\overline{SHDN}$ 、SS、REFEN、SYNCOUT、PGOOD、REFOUT、CCM、SYNCIN 电压 ..... | -0.3V 至 6V    |
| 工作环境温度范围 (注 5) .....  | -40°C 至 85°C  |
| 贮存温度范围 .....  | -65°C 至 125°C |
| 引脚温度 (焊接时间 10 秒) .....  | 300°C         |

## 封装/订购信息



对于规定工作温度范围更宽的器件，请咨询凌特公司。

**电特性** 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指  $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ 。  $V_{IN} = 1.2\text{V}$ ， $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ ， $R_T = 15\text{k}$ ，除非特别注明。

| 参数                    | 条件   | 最小值 | 典型值   | 最大值   | 单位            |   |
|-----------------------|--|-----|-------|-------|---------------|---|
| 最小起动作电压               | $V_{OUT} = 0\text{V}$ ， $I_{LOAD} < 1\text{mA}$                                |     | 0.88  | 1     | V             |   |
| 最小工作电压                | (注 3)  | ●   |       | 0.5   | V             |   |
| 输出电压可调范围              |  | ●   | 2.4   | 5.25  | V             |   |
| 反馈调节电压                |  | ●   | 1.196 | 1.220 | 1.244         | V |
| 反馈输入电流                |  |     | 1     | 50    | nA            |   |
| $V_{OUT}$ 静态电流—突发模式操作 | BURST = 0V，REFEN = 0V，FB = 1.3V (注 2)<br>BURST = 0V，REFEN = 2V，FB = 1.3V (注 2) |     | 12    | 25    | $\mu\text{A}$ |   |
|                       |  |     | 18    | 35    | $\mu\text{A}$ |   |
| $V_{IN}$ 静态电流—待机      | $\overline{SHDN} = 0\text{V}$ ， $V_{OUT} = 0\text{V}$ ，不含开关漏电流                 |     | 0.1   | 1     | $\mu\text{A}$ |   |
| $V_{OUT}$ 静态电流—工作状态   | $V_C = 0\text{V}$ ，非开关状态 (注 2)   |     | 1.8   | 3     | mA            |   |
| NMOS 开关漏电流            | $V_{SW} = 5\text{V}$   |     | 0.1   | 5     | $\mu\text{A}$ |   |
| PMOS 开关漏电流            | $V_{SW} = 5\text{V}$ ， $V_{OUT} = 0\text{V}$                                   |     | 0.1   | 10    | $\mu\text{A}$ |   |
| NMOS 开关接通电阻           | (注 4)  |     | 0.04  |       | $\Omega$      |   |
| PMOS 开关接通电阻           | (注 4)  |     | 0.05  |       | $\Omega$      |   |
| NMOS 电流限值             | $I_{LIM}$ 电阻器 = 75k (注 4)  | ●   | 5.0   | 7.0   | A             |   |
|                       | $I_{LIM}$ 电阻器 = 200k (注 4)   | ●   | 1.8   | 2.7   | A             |   |

3425f

**电特性** 凡标注 ● 表示该指标适合整个工作温度范围，否则仅指  $T_A = 25^\circ\text{C}$ 。  $V_{IN} = 1.2\text{V}$ ，  $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ ，  $R_T = 15\text{k}$ ， 除非特别注明。

| 参数              | 条件   | 最小值     | 典型值   | 最大值   | 单位            |
|-----------------|--|---------|-------|-------|---------------|
| PMOS 关断电流       | CCM < 0.4V   |         | -80   |       | mA            |
| PMOS 反向电流限值     | CCM > 1.4V   |         | 0.6   |       | A             |
| 最大占空比           |  | ● 83    | 90    | 97    | %             |
| 最小占空比           |  | ●       |       | 0     | %             |
| 频率准确度           | $R_T = 15\text{k}$   | ● 0.8   | 1     | 1.2   | MHz           |
| SHDN 输入高电平      | $V_{OUT} = 0\text{V}$ (初始启动)<br>$V_{OUT} > 2.4\text{V}$        | ● 1     |       |       | V             |
|                 |  | ● 0.65  |       |       | V             |
| SHDN 输入低电平      |  | ●       |       | 0.25  | V             |
| SHDN 输入电流       | $V_{SHDN} = 5\text{V}$ 或 $0\text{V}$<br>$V_{SHDN} = 2\text{V}$ |         | 0.01  | 1     | $\mu\text{A}$ |
|                 |  |         | -0.50 |       | $\mu\text{A}$ |
| REFEN、CCM 输入高电平 |  | ● 1.4   |       |       | V             |
| REFEN、CCM 输入低电平 |  | ●       |       | 0.4   | V             |
| REFEN、输入电流      | $V_{REFEN} = 5\text{V}$  |         | 0.01  | 1     | $\mu\text{A}$ |
| SYNCIN 输入高电平    | (注 7)  | ● 2.5   |       |       | V             |
| SYNCIN 输入低电平    | (注 7)  | ●       |       | 0.5   | V             |
| SYNCIN 输入电流     | $V_{SYNCIN} = 5\text{V}$                                       |         | 0.3   | 1     | $\mu\text{A}$ |
| CCM 输入电流        | $V_{CCM} = 5\text{V}$  |         | 2     | 4     | $\mu\text{A}$ |
| SYNC 输入脉宽范围     |  | ● 0.1   |       |       | $\mu\text{s}$ |
| SYNC 输出高电平      |  |         | 3     |       | V             |
| SYNC 输出低电平      |  |         |       | 0.4   | V             |
| REFOUT          | REFEN > 1.4V，无负载   | ● 1.190 | 1.220 | 1.251 | V             |
|                 | $I_{SOURCE} < 100\mu\text{A}$ ， $I_{SINK} < 10\mu\text{A}$     | ● 1.184 | 1.220 | 1.252 | V             |
| 误差放大器跨导         |  |         | 50    |       | $\mu\text{s}$ |
| 误差放大器输出高电平      | $I_{LIM}$ 电阻器 = 75k  |         | 2.2   |       | V             |
| 误差放大器输出低电平      |  |         | 0.15  |       | V             |
| PGOOD 门限 (下降沿)  | 以反馈电压为基准   | ● -9.5  | -11.4 | -13.5 | %             |
| PGOOD 迟滞        | 以反馈电压为基准   | ● 1.5   | 2.5   | 4     | %             |
| PGOOD 低电压       | $I_{SINK} = 1\text{mA}$ (最大值为 10mA)                            | ●       | 0.12  | 0.25  | V             |
| PGOOD 漏电流       | $V_{PGOOD} = 5.5\text{V}$                                      | ●       | 0.01  | 1     | $\mu\text{A}$ |
| SS 电流源          | $V_{SS} = 1\text{V}$   |         | 2.7   |       | $\mu\text{A}$ |
| 突发门限电压          | 下降沿  | ● 0.84  | 0.94  | 1.04  | V             |
| 突发门限迟滞          |  |         | 120   |       | mV            |

注 1：绝对最大额定值是指超出该值则器件的寿命可能受损。

注 2：测量的是流入  $V_{OUTS}$  引脚的电流的大小，原因是电源电流被升举至输出。该电流将按  $V_{OUT}/(V_{IN} \cdot \text{效率})$  的比例折回输入电源。输出不处于开关状态。

注 3：一旦输出被启动，则 IC 将与  $V_{IN}$  电源无关。

注 4：所有 4 个 FET 并联时的总电阻。

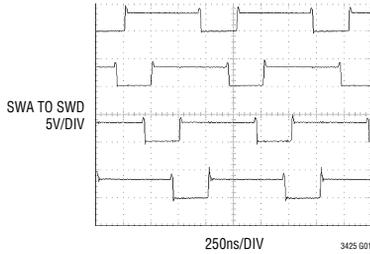
注 5：LTC3425E 保证满足  $0^\circ\text{C}$  至  $70^\circ\text{C}$  之间的性能指标。 $-40^\circ\text{C}$  至  $85^\circ\text{C}$  工作温度范围内的指标通过设计、特性分析以及统计过程中的相关性来保证。

注 6：该 IC 具有用于在短暂过载条件下对器件提供保护的过热保护功能。当过热保护功能生效时，结温将超过  $125^\circ\text{C}$ 。连续工作于规定的最大工作结温以上有可能损害器件的可靠性。

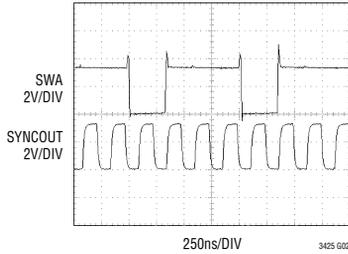
注 7：该输入的典型逻辑门限为： $V_{OUT}/2$ 。

## 典型性能特征

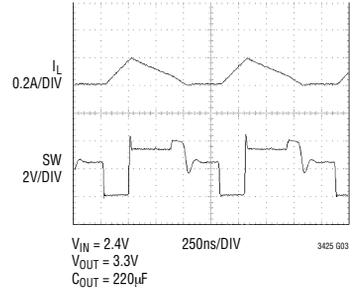
1MHz/相位条件下的SWA、SWB、SWC、SWD



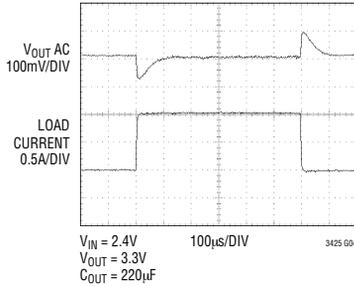
SW 引脚和振荡器 SYNCOUT



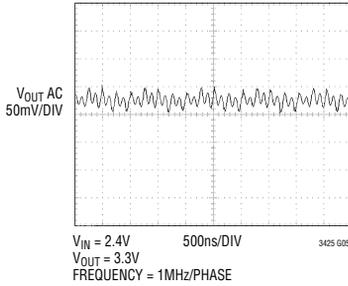
不连续模式中的 SW 引脚和电感器电流。抗振铃电路消除了高频振铃



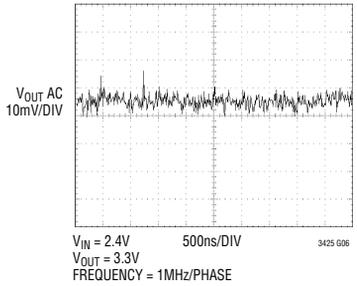
0.5A 至 1.5A 的瞬态响应 (固定频率模式操作)



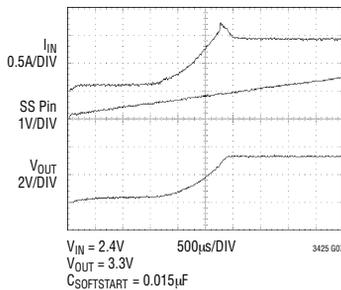
负载电流为 2.5A 且只采用 4 个 4.7µF 陶瓷电容器时的输出电压纹波



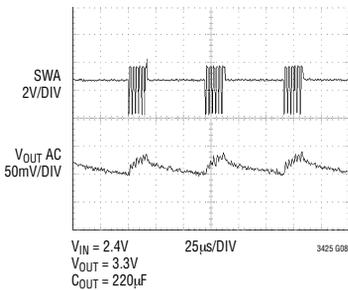
负载电流为 2.5A 且采用 1 个 47µF 陶瓷电容器时的输出电压纹波



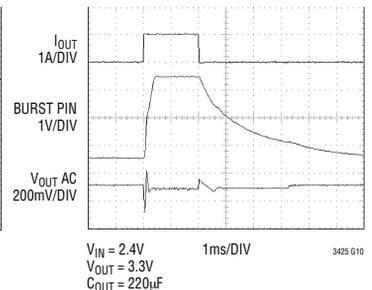
软起动和涌入电流限值



突发模式操作

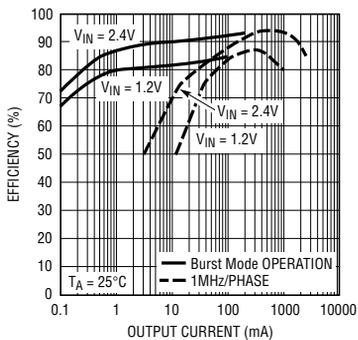


10mA 至 1A 的瞬态响应 (自动突发模式操作)



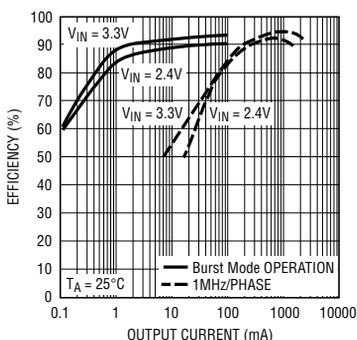
典型性能特征

$V_{OUT} = 3.3V$  时的转换器效率



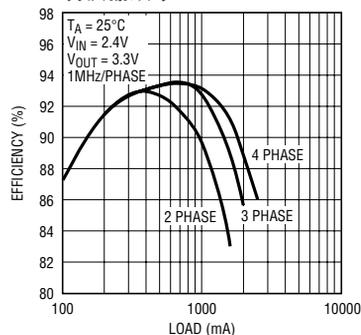
3425 G11

$V_{OUT} = 5V$  时的转换器效率



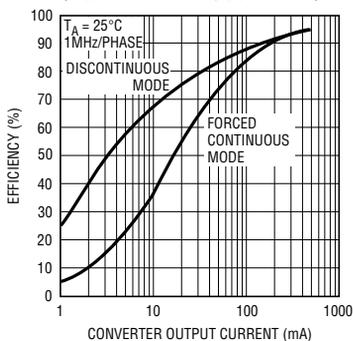
3425 G12

二相、三相和四相操作时的转换器效率



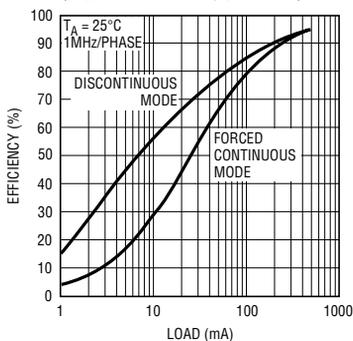
3425 G13

轻负载条件下不连续模式和强制连续模式的效率比较 ( $V_{IN} = 2.4V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$ )



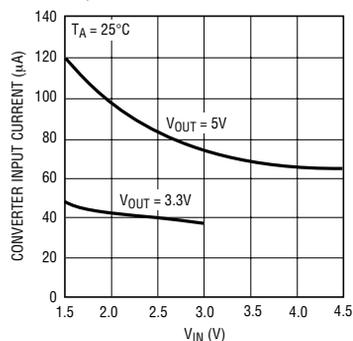
3425 G14

轻负载条件下不连续模式和强制连续模式的效率比较 ( $V_{IN} = 3.3V$ 、 $V_{OUT} = 5V$ )



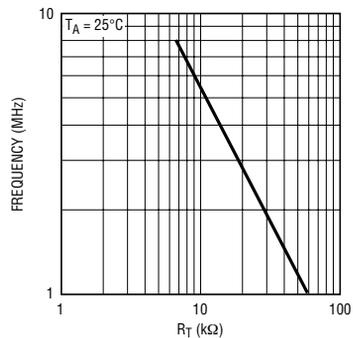
3425 G15

转换器无负载输入电流与  $V_{IN}$  的关系曲线 (突发模式操作)



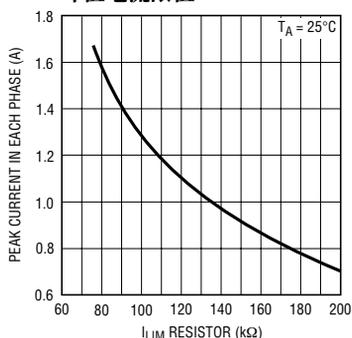
3425 G16

振荡器频率



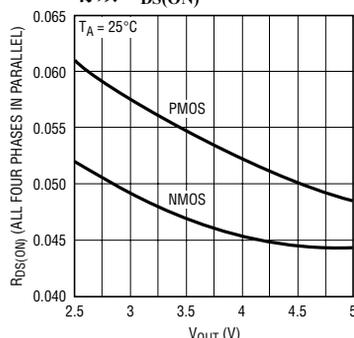
3425 G17

峰值电流限值



3425 G18

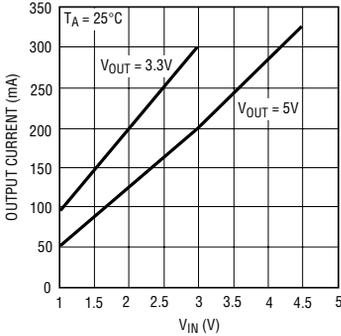
有效  $R_{DS(ON)}$



3425 G19

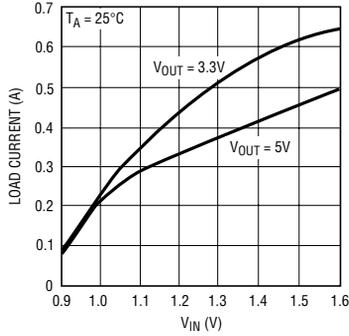
## 典型性能特征

突发模式操作状态下的最大输出电流



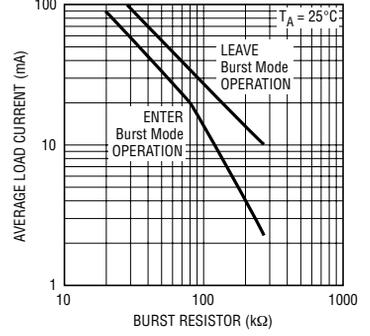
3425 G20

最大起动负载与  $V_{IN}$  的关系曲线(恒定电流负载)



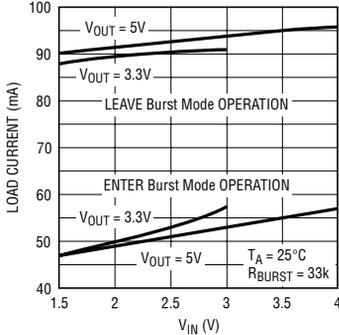
3425 G21

自动突发模式电流门限与  $R_{BURST}$  的关系曲线



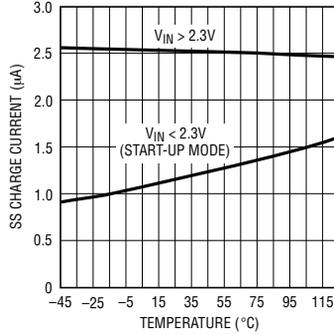
3425 G22

自动突发模式门限与  $V_{IN}$  的关系曲线



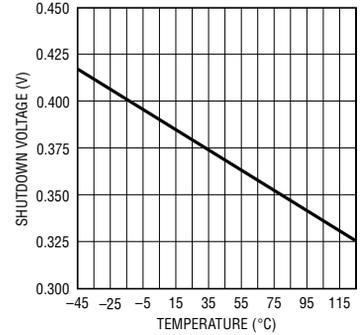
3425 G23

软起动充电电流与温度的关系曲线



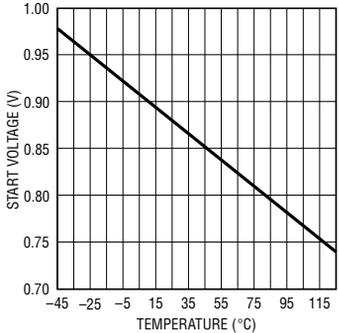
3425 G24

停机电压与温度的关系曲线



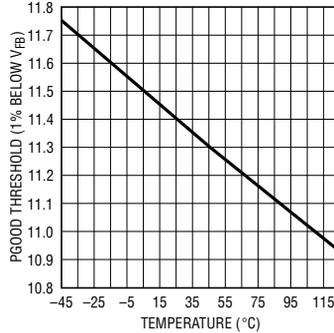
3425 G25

最小起动电压与温度的关系曲线



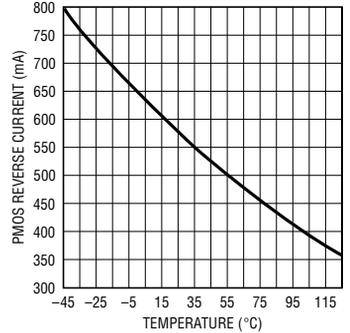
3425 G26

PGOOD 门限与温度的关系曲线



3425 G27

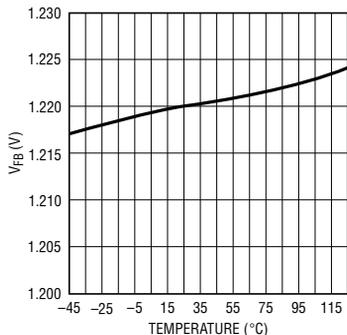
强制 CCM 模式中的 PMOS 反向电流与温度的关系曲线



3425 G28

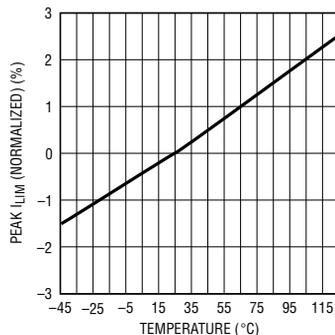
典型性能特征

反馈电压与温度的关系曲线



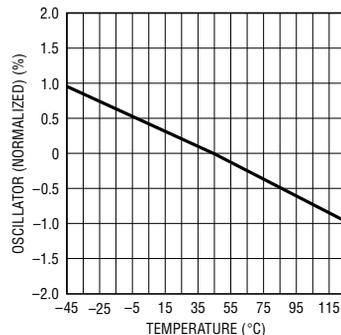
3425 G29

峰值电流限值与温度的关系曲线



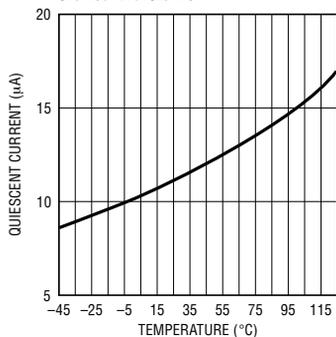
3425 G30

振荡器频率与温度的关系曲线



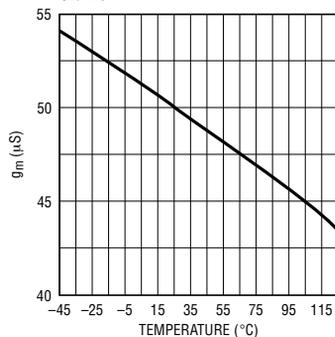
3425 G31

突发模式 V<sub>OUT</sub> 静态电流与温度的关系曲线



3425 G32

误差放大器 g<sub>m</sub> 与温度的关系曲线



3425 G33

## 引脚功能

**GNDA-D (引脚 1、2、7、8、17、18、23、24) :** IC 以及 4 个内部 N 沟道 MOSFET 的电源地。直接连接至电源接地平面。

**SWA-D (引脚 3、6、19、22) :** 开关引脚。将电感器连接于此。尽可能地缩短轨迹长度以便把 EMI 维持在最低的水平上。对于不连续的电感器电流，在内部将一个受控阻抗从 SW 连接至  $V_{IN}$  以最大限度地减少 EMI。对于  $V_{OUT} > 4.3V$  的应用，需要在 SW 和  $V_{OUT}$  之间布设肖特基二极管或采用一个缓冲电路，以使 SW 引脚的绝对最大额定值不被超过。

**$V_{OUTA-D}$  (引脚 4、5、20、21) :** 4 个同步整流器的输出。将输出滤波电容器连接至这些引脚。从每个引脚直接连接一个低 ESR 陶瓷电容器至接地平面。

**REFEN (引脚 9) :** 将该引脚拉至 1.4V 之上可使能 REF 输出。把该引脚接地将关闭 REF 输出，以减小静态电流。

**$V_{OUTS}$  (引脚 10) :**  $V_{OUT}$  检测引脚。将  $V_{OUTS}$  引脚直接连接至一个输出滤波电容器。反馈分压器网络的顶端也应连接至这一点。

**SGND (引脚 11) :** 信号地引脚。将该引脚连接至靠近反馈分压器的接地平面。

**FB (引脚 12) :** 反馈引脚。将 FB 引脚连接至一个电阻分压器，并使轨迹尽可能地简短。可根据下列公式对输出电压进行调节：

$$V_{OUT} = 1.22 \cdot \frac{R1 + R2}{R1}$$

其中，R1 连接于 FB 和 SGND 引脚之间，R2 连接于 FB 和  $V_{OUTS}$  引脚之间。

**COMP (引脚 13) :** 误差放大器输出。在该引脚与地之间连接了一个频率补偿网络以进行环路补偿。请参见“闭合反馈环路”部分以获取相关的指导准则。

**BURST (引脚 14) :** 突发模式门限调节引脚。并联于该引脚与地之间的一个电阻器和电容器用于设置进入自动突发模式操作的平均负载电流。

如需对突发模式操作进行手动控制，则可将 BURST 引脚接地（以强制执行突发模式操作）或连接至  $V_{OUT}$ （以强制进行固定频率 PWM 模式操作）。请注意不得将 BURST 引脚的电平拉至  $V_{OUT}$  之上。

**REFOUT (引脚 15) :** 1.22V 缓冲基准输出。该引脚的供应和吸收电流可分别高达 100 $\mu$ A 和 10 $\mu$ A（仅在 REFEN 引脚被拉至高电平时有效）。必须采用一个 0.1 $\mu$ F 的电容器对该引脚进行去耦以确保稳定性。

**PGOOD (引脚 16) :** 电源状态良好比较器的漏极开路输出。当输出电压降至比其稳定值低 11% 时，该引脚的电平将走低。最大吸收电流应被限制于 10mA。

**SYNCOUT (引脚 25) :** 同步输出引脚。提供了一个具有振荡器频率但相移了 180° 的时钟，以便用于一个八相转换器的两个器件进行同步。

**CCM (引脚 26) :** 该引脚用于选择强制连续导通模式。一般情况下，该引脚是接地的，以便进行 CCM 或 DCM 操作。若要强制进入连续导通模式，则将该引脚连接至  $V_{OUT}$ 。该模式中，在关闭同步整流器之前将允许反向电流最高达到 0.6A 左右。这将防止在轻负载条件下（突发模式操作失效时）发生脉冲跳跃，并将在从重负载变成轻负载时使大信号瞬态响应得以改善。如需进行突发模式操作，则 CCM 引脚应为低电平。

## 引脚功能

**I<sub>LIM</sub> (引脚 27) :** 电流限值调节引脚。在 I<sub>LIM</sub> 与 SGND 之间连接一个电阻器，根据下列公式来设定 N 沟道 MOSFET 的峰值电流限值门限 (请注意这是每个电感器中的峰值电流)：

$$I_{LIM} = \frac{130}{R}$$

其中，I 的单位为安培，R 的单位为 kΩ。不要采用小于 75k 的电阻值。

**R<sub>T</sub> (引脚 28) :** 在 R<sub>T</sub> 和 SGND (或 SGND 平面) 之间连接一个电阻器，根据下式来设置振荡器频率：

$$f_{OSC} = \frac{60}{R_T}$$

$$f_{SWITCH} = \frac{f_{OSC}}{4} = \frac{15}{R_T}$$

式中，f<sub>OSC</sub> 的单位为 MHz，R<sub>T</sub> 的单位为 kΩ。

**V<sub>IN</sub> (引脚 29) :** 输入电源引脚。将该引脚连接至输入电源并通过一个最小 1μF 的低 ESR 陶瓷电容器对其进行去耦。

**SYNCIN (引脚 30) :** 振荡器同步引脚。需要一个 100ns (最小值) 的时钟脉冲宽度来对内部振荡器进行同步。不用时，应将 SYNCIN 引脚接地。该输入的典型逻辑门限为：

$$\frac{V_{OUT}}{2}$$

在突发模式操作中，SYNCIN 引脚被忽略。

**$\overline{SHDN}$  (引脚 31) :** 停机引脚。将  $\overline{SHDN}$  引脚接地 (或将其拉至 0.25V 以下) 即关断 IC。将该引脚拉至 1V 或更高的电压值将使能 IC。一旦 IC 被使能，则该引脚的电压只需高于或等于 0.65V。

**SS (引脚 32) :** 软起动引脚。在该引脚与地之间连接一个电容器，根据下式设定软起动时间：

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

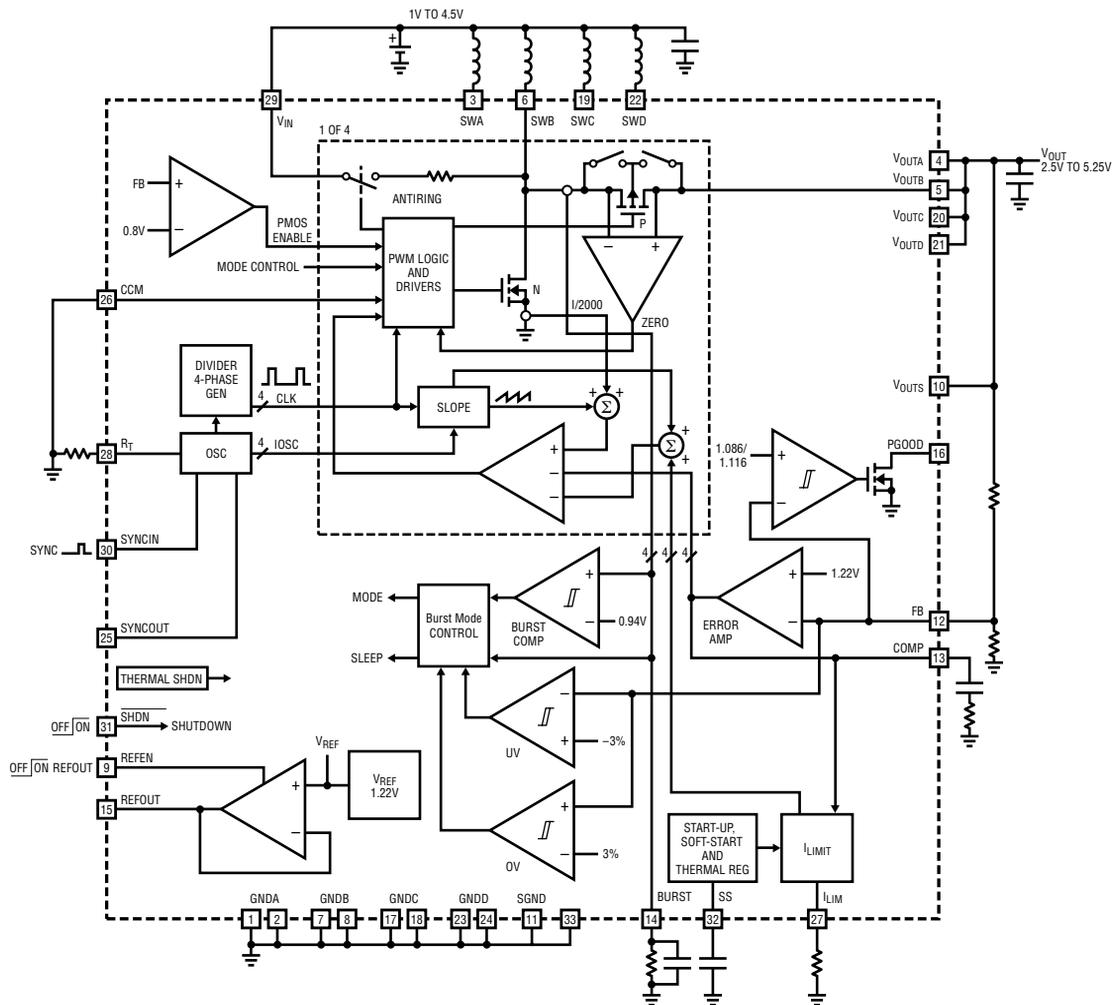
标称软起动充电电流为 2.5μA。SS 引脚的工作电压范围为 0.8V 至 1.6V。请注意这是 SS 的上升时间。V<sub>OUT</sub> 的实际上升时间将是负载和输出电容的一个函数。

**裸露衬垫 (引脚 33) :** IC 的附加电源地。直接连接至电源接地平面。

| 工作模式                  | BURST 引脚 | CCM 引脚 |
|-----------------------|----------|--------|
| 自动突发 (工作模式取决于负载)      | RC 网络至地  | 低电平    |
| 强制突发                  | 低电平      | 低电平    |
| 强制固定频率 (轻负载条件下发生脉冲跳跃) | 高电平      | 低电平    |
| 强制固定频率，低噪声 (无脉冲跳跃)    | 高电平      | 高电平    |

# LTC3425

## 方框图



## 工作原理

### 详细描述

LTC3425 可为诸如蜂窝电话和 PDA 等大电流升压应用提供高效率、低噪声的电源。它所具有的真正输出断接功能消除了涌入电流，并允许  $V_{OUT}$  在停机期间变为 0V。带自适应斜率补偿功能的电流模式架构实现了简易的环路补偿，并获得了卓越的瞬态负载响应。低接通电阻  $R_{DS(ON)}$ 、低栅极电荷同步开关免除了增设一个外部肖特基整流器的需要，并提供了高效的高频脉宽调制 (PWM) 控制。当进入突发模式操作状态时 (此时  $V_{OUT}$  上的 IC 静态电流很低，一般仅为  $12\mu A$ )，可在轻负载条件下获得高效率。

### 多相操作

LTC3425 采用了一种四相架构，而不是其他升压型转换器惯常使用的单相架构。通过使多个相位间距相等 (相差  $90^\circ$ )，不仅输出纹波频率增加了 3 倍，而且，输出电容器纹波电流也大大地减小了。虽然这种架构需要采用 4 个电感器 (而不是单个电感器)，但它却具有许多很重要的优点。

- 低得多的峰值电感器电流使得能够采用体积更小、成本更低的电感器。
- 输出纹波电流的显著减小使得对输出电容的要求得到了最大限度地降低。
- 对于低噪声应用来说，较高频率的输出纹波更容易被滤除。
- 输入纹波电流也因  $V_{IN}$  引脚上的噪声的降低而减小。

峰值升压电感器电流由下式求出：

$$I_{LPEAK} = \frac{I_0}{(1-D) \cdot N} + \frac{di}{2}$$

其中， $I_0$  为平均负载电流，D 为 PWM 占空比，N 为相位的数量，di 为电感器纹波电流。图 1 以单相和四相架构为例对这种关系进行了图示。

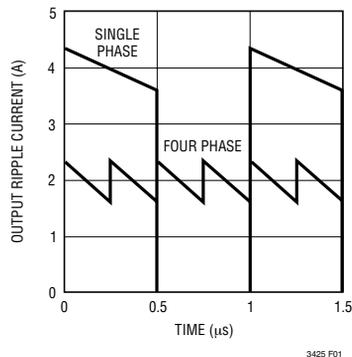


图 1：2A 负载应用中单相和四相升压型转换器的输出纹波电流比较 (工作于 50% 占空比条件下)

实例：

下面的实例说明了多相操作与传统的单相设计相比所具有的优点 (工作于 50% 占空比条件下)。

$V_{IN} = 1.9V$ ， $V_{OUT} = 3.6V$ ，效率 = 90% (近似值)， $I_{OUT} = 2A$ ，频率 = 1MHz， $L = 2.2\mu H$

表 1

| 参数         | 单相     | 四相     | 从单相变为四相 |
|------------|--------|--------|---------|
| 峰至峰输出纹波电流  | 4.227A | 0.450A | 下降了 89% |
| RMS 输出纹波电流 | 2.00A  | 0.184A | 下降了 91% |
| 峰值电感器电流    | 4.227A | 1.227A | 下降了 71% |
| 输出纹波频率     | 1MHz   | 4MHz   | 增加了 4 倍 |

采用四相操作时，只要  $V_{IN}$  高于  $1/4 V_{OUT}$  (占空比小于 75%)，则至少有一个相位会向负载提供电流。对于更低的占空比，则可能有多达 2 至 3 个相位同时提供负载电流。与单相转换器相比，这极大地减小了输出纹波电流和每个电感器中的峰值电流。图 2 和图 3 中的波形对此做了图示。

### 只采用两个或三个相位的操作

LTC3425 只需简单将未用相位中的电感器去除便可用作一个二相或三相转换器。这种方法可以用来在不需要使用 LTC3425 的全部供电能力或者峰值效

## 工作原理

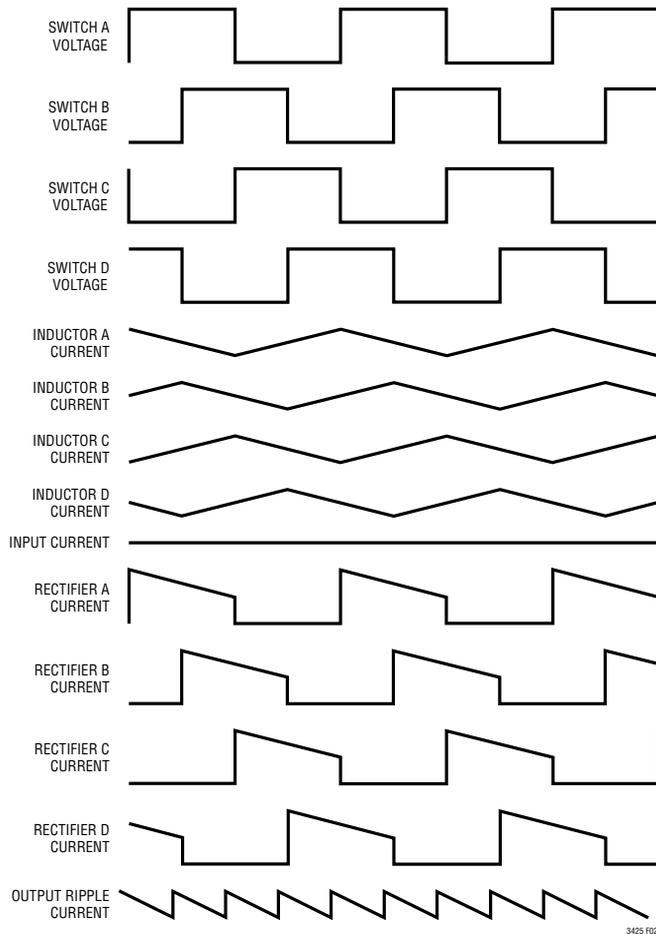


图 2：四相操作的电压和电流简化波形  
(占空比为 50%)

率并不像成本和外形尺寸那样重要的场合压缩解决方案的成本和电路板的占用面积。在这种场合，应始终使用 A 相位，因为它是唯一在突发模式操作中处于工作状态的相位，并建议将 C 相位作为第二相位以实现最低的输出纹波，原因是它与 A 相位相差  $180^\circ$ 。图 4 示出了在一个典型的两节电池至 3.3V 升压应用中采用两相、三相和四相操作时的效率差异。在本例中，您可以看到，对于 1A 以下的最大负

载，只采用两相或三相所造成的效率下降是相当小的。不过请记住，随著输入电压的下降，这种效率损失将会越来越大。而且，每去掉一相，输出纹波也将随之增加。

### 低压起动

LTC3425 包括一个专为在输入电压低至 0.88V 的条件下进行起动而设计的独立起动振荡器。起动

## 工作原理

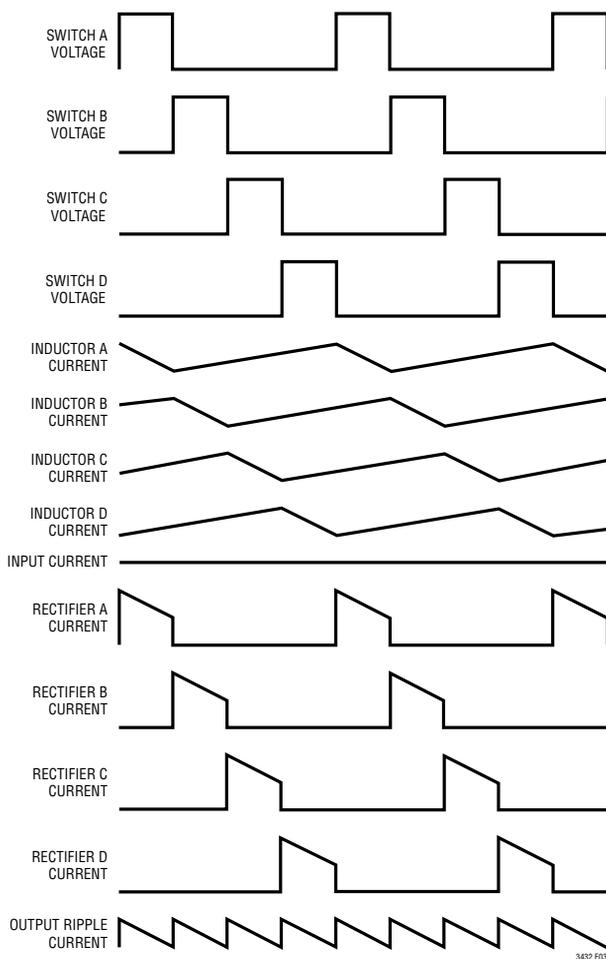


图 3：四相操作的电压和电流简化波形  
(占空比为 75%)

过程中的频率和峰值电流限值是在内部控制的。该器件可在某些负载条件下起动(请参见起动电流与输入电压的关系曲线图)。在起动和正常操作模式中均提供了软起动和涌入电流限值。每种操作模式采用的是相同的软起动电容器。

在起动期间，所有 4 个相位一致开关。当  $V_{IN}$  或  $V_{OUT}$  超过 2.3V 时，IC 进入正常操作模式。一旦输出

电压超过输入电压达到 0.3V，则 IC 利用  $V_{OUT}$  (而非  $V_{IN}$ ) 对其自身供电。此时，内部电路不依赖于  $V_{IN}$  输入电压，从而免除了增设一个大输入电容器的需要。输入电压最低可降至 0.5V，而不会影响电路的操作。因此应用的限制因素就变成了电源在低压条件下向输出提供足够能量的能力以及被箝位于 90% 的最大占空比。

## 工作原理

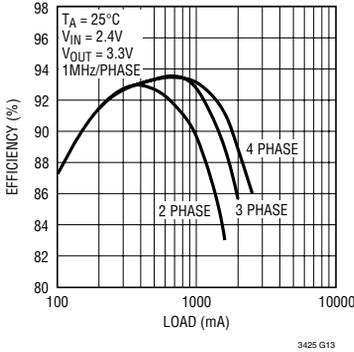


图 4：采用二相、三相和四相操作时 LTC3425 的效率与负载的关系曲线

### 低噪声固定频率操作

**停机：**把  $\overline{\text{SHDN}}$  引脚电平拉至 0.25V 以下可将器件关断，而把该引脚拉至 1V 以上则可使器件进入工作状态。请注意  $\overline{\text{SHDN}}$  引脚电平可被驱动至  $V_{\text{IN}}$  或  $V_{\text{OUT}}$  以上 (只要它被限制在 5.5V 以下即可)。

**软起动：**软起动时间由 SS 引脚上的一个接地外部电容器来设置。一个内部电流源以一个标称值为  $2.5\mu\text{A}$  (在  $V_{\text{IN}}$  和  $V_{\text{OUT}}$  均低于 2.3V 的起动模式中为  $1\mu\text{A}$ ) 的电流对其进行充电。软起动引脚上的电压 (和  $I_{\text{LM}}$  引脚上的外部电阻器一道) 被用来控制峰值电流限值，直到电容器上的电压超过 1.6V 为止，此时外部电阻器设定峰值电流。如果接收到停机或热关断命令，则自动对电容器进行放电。请注意在软起动期间突发模式操作是禁止使用的。

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

**振荡器：**工作频率是由一个连接在  $R_{\text{T}}$  引脚与地之间的电阻器来设定的。一个在内部微调的定时电容器位于 IC 的内部。然后，内部振荡器频率被除以 4 以生成 4 个相位，每个相位被移动  $90^\circ$ 。振荡器频率以及所有 4 个相位的最终开关频率均由下式来计算：

$$f_{\text{OSC}} = \frac{60}{R_{\text{T}}}$$

$$f_{\text{SWITCH}} = \frac{f_{\text{OSC}}}{4} = \frac{15}{R_{\text{T}}}$$

其中， $f_{\text{OSC}}$  的单位为 MHz， $R_{\text{T}}$  的单位为  $k\Omega$ 。

可使振荡器与一个施加在 SYNCIN 引脚上的外部时钟同步。当对振荡器进行同步时，必须将自由振荡频率设定得比所需的同步频率低 30% 左右。SYNCOUT 引脚被用来对两个或更多的器件进行同步。输出同步脉冲与内部振荡器的相位相差  $180^\circ$ ，从而允许对两个器件进行同步以生成一个八相转换器。请注意，在突发模式操作中，振荡器被关闭且 SYNCOUT 引脚被驱动至低电平。

在固定频率操作中，发生脉冲跳跃 (在轻负载条件下) 之前的最小接通时间一般为 110ns。

**电流检测：**无损电流检测将峰值电流信号转换成一个电压以与内部斜率补偿相加。将该“和”信号与误差放大器输出进行比较，以便为 PWM 提供一个峰值电流控制命令。内部斜率补偿与输入和输出电压相适应，因此，转换器可提供正确的斜率补偿量 (以确保稳定性)，而不会因补偿过度而导致转换器中的相位余量损失。

**误差放大器：**误差放大器是一个跨导放大器，其正输入在内部与 1.22V 基准相连，其负输入与 FB 引脚相连。在 COMP 引脚与地之间布设一个简单的补偿网络。内部箝位对最小和最大误差放大器输出电压进行限制，以改善大信号瞬态响应。在突发模式操作中，补偿引脚呈高阻抗，但是，箝位限制了外部补偿网络上的电压，从而防止了补偿电容器放电至零。

## 工作原理

**电流限值：**可编程电流限值电路设定 NMOS 开关中的最大峰值电流。利用  $I_{LIM}$  引脚上的一个接地电阻器来设置电流限值电平。不要采用阻值低于 75k 的电阻器。在突发模式操作中，电流限值被自动设定为一个 0.6A 的标称峰值，以获得最佳的效率指标。

$$I_{LIM} = \frac{130}{R} \text{ (每相位)}$$

式中，I 的单位为安培，R 的单位为 k $\Omega$ 。

**同步整流器和零电流放大器：**为防止电感器电流失控，只是在  $V_{OUT} > (V_{IN} + 0.3V)$  且 FB 引脚电压高于 0.8V 时才使能 PMOS 同步整流器。零电流放大器负责监视流至输出端的电感器电流，并在电流低于 50mA (典型值) 时立即关闭同步整流器，从而阻止负电感器电流。如果 CCM 引脚与高电平相连，则该放大器将允许同步整流器中存在最高 0.6A 的负电流。

**抗振铃控制：**抗振铃控制在电感器两端跨接了一个电阻器，用于在不连续导通模式中对 SW 引脚上的振铃进行阻尼衰减。LC<sub>SW</sub> 振铃 (L = 电感器，C<sub>SW</sub> = 开关引脚上的电容) 为低能振铃，但会引发 EMI 辐射。

**电源状态良好：**一个内部比较器监测 FB 引脚电压。如果 FB 引脚电压降至比稳定值低 11.4%，则 PGOOD 引脚电平将被拉低 (吸收电流应被限制在 10mA 最大值)。输出将维持在低电平，直到 FB 引脚电压处于稳定电压的 9.5% 以内。一个滤波器用于防止噪声尖峰引起令人讨厌的跳变现象。

**基准输出：**1.22V 内部基准被缓冲并引出至 REFOUT 引脚。它在 REFEN 引脚被拉至高电平时 (超过 1.4V) 处于工作状态。为了获得稳定性，必须在 REFOUT 引脚上布设一个最小 0.1 $\mu$ F 的电容器。输出能够提供和吸收的电流可分别高达 100 $\mu$ A 和 10 $\mu$ A。为了在突发模式操作中实现可能的最低静态电流，应通过将 REFEN 引脚接地来使该基准输出失效。

**热停机：**如果芯片温度超过 135 $^{\circ}$ C，则一个内部温度监控器将开始减小设定的峰值电流限值。如果芯片温度继续上升并达到 150 $^{\circ}$ C，则器件将进入热停机状

态，所有的开关将被断开，而且软起动电容器将被复位。在芯片温度下降了约 10 $^{\circ}$ C 之后，器件将被重新使能。注意：过热保护功能是用来在短暂过载条件下对器件提供保护的。连续工作于规定的最大工作结温以上有可能导致器件性能劣化或发生故障。

## 突发模式操作

突发模式操作可以是自动的，也可由用户来控制。在自动操作模式中，IC 将在轻负载条件下自动进入突发模式操作状态，并在负载较重时返回固定频率 PWM 操作模式。用户可以采用一个电阻器来设置发生模式转换的平均负载电流。

在突发模式操作期间，只有 A 相位处于工作状态，其他三个相位均被关闭，从而将静态电流和开关损耗减小了 75%。请注意在该模式中振荡器也被关断，因为接通时间由电感器电流达到一个固定峰值电流所需的时间来决定，而关断时间由电感器电流恢复至零所需的时间来决定。

在突发模式操作中，IC 向输出提供能量，直到它被调整，然后进入睡眠模式，在这种方式下，输出被关断，而 IC 仅消耗 12 $\mu$ A 的静态电流。该模式中，输出纹波具有一个随负载电流而改变的可变频率分量，且典型值为 2% 峰至峰。这通过尽可能地减少开关和静态损耗使得负载非常轻时的效率得到了最大限度的提高。通过采用更大的输出电容 (47 $\mu$ F 或更大) 能够轻微地减小突发模式纹波。如果还采用了低 ESR 的陶瓷电容器，则该电容器不必是低 ESR 型的。减小突发模式纹波的另一方法是在  $V_{OUT}$  反馈分压器网络中的上部电阻器的两端跨接一个小前馈电容器。

在突发模式操作过程中，将 COMP 引脚与误差放大器断接，以求将外部补偿网络上的电压保持在其先前进入突发模式操作状态时的数值上。为使漏电流和杂散电阻的影响最小化，突发模式操作期间电压箝位对 COMP 引脚上的最小和最大电压加以限制。当一个重负载在器件处于突发模式操作状态的一段持续时间之后突然加至转换器时，这将最大限

## 工作原理

度地减小所遭受的瞬变。

对于自动突发模式操作，应在 BURST 引脚与地之间连接一个 RC 网络。电阻器的阻值将控制进入和退出突发模式操作的平均负载电流 ( $I_{BURST}$ ) (存在用于防止在模式之间发生振荡的迟滞)。提供给 BURST 引脚上的电容器的公式给出所需的最小电容值以防止 BURST 引脚上的纹波在发生模式转换的电流值上导致器件出现进入或退出突发模式操作的振荡。

$$I_{BURST} = \frac{2.75}{R_{BURST}} \text{ 以退出突发模式操作}$$

$$I_{BURST} = \frac{1.7}{R_{BURST}} \text{ 以进入突发模式操作}$$

其中， $R_{BURST}$  的单位为  $k\Omega$ ， $I_{BURST}$  的单位为安培。对于 20mA 以下的负载电流，请查阅自动突发模式门限与  $R_{BURST}$  的关系曲线图。

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

其中， $C_{BURST(MIN)}$  和  $C_{OUT}$  的单位为  $\mu F$ 。

当 BURST 引脚上的电压降至 0.94V 以下时，器件将进入突发模式操作状态。当 BURST 引脚电压高于 1.06V 时，器件将处于固定频率操作模式。

如果一个突然的负载瞬变导致反馈引脚电压降至比其稳定值低 4% 以上，则一个内部上拉电阻将被施加到 BURST 引脚上，从而迫使器件迅速退出突发模式操作状态。为了在突发模式操作与 PWM 模式之间变换时能够获得最佳的瞬态响应，应由主机来对模式进行手动控制。这样就能在发生负载阶跃之前指定进行 PWM 模式操作，从而最大限度地减小了输出电压的下降。对于突发模式操作的手动控制而言，RC 网络可以去掉。如需强制进行固定频率 PWM 模式操作，则应将 BURST 引脚连接至  $V_{OUT}$ 。如需强制执行突发模式操作，则 BURST 引脚应接地。连接至 BURST 引脚的电路应能吸收高达 2mA 的电流。

请注意在起动和软起动期间突发模式操作是被禁止的。

应注意到，如果  $V_{IN}$  被提升至比  $V_{OUT}$  低 200mV (或更少) 的电压值，则器件将退出突发模式操作且同步整流器将被禁用。器件将维持在固定频率模式，直到  $V_{IN}$  比  $V_{OUT}$  低至少 300mV 为止。

如果在强制突发模式操作期间 ( $BURST = GROUND$ ) 施加的负载超过了所能提供的电流，则输出电压将开始下降，而且器件将自动退出突发模式操作并进入固定频率模式，从而使  $V_{OUT}$  上升。之后，器件将再次进入突发模式操作状态，该循环将重复，产生约 4% 的输出纹波。在突发模式操作中能够提供的最大电流可由下式得出：

$$I_{O(MAX)} = \frac{0.60}{2 \cdot \left(1 + \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{V_{IN}}\right)} \text{ 安培}$$

### 输出断接和涌入电流限值

LTC3425 是专为通过消除内部 PMOS 整流器的体二极管导通来实现真正的输出断接而设计的。这使得  $V_{OUT}$  能够在停机期间降至 0V，因而不会从输入电源吸收电流。它在接通时进行涌入电流限值，从而最大限度地减小了输入电源所承受的浪涌电流。请注意，为了获得由输出断接所带来的好处，在开关引脚与  $V_{OUT}$  之间不能连接任何的外部肖特基二极管。

注：对于最大限度地减小因杂散电感所引起的开关引脚上的电压过冲而言，电路板布局是极为至关重要的。应使输出滤波电容器尽可能地靠近  $V_{OUT}$  引脚，并采用与良好接地平面相连的、具有极低 ESR/ESL 的陶瓷电容器。

对于  $V_{OUT} > 4.3V$  的应用，需要采用肖特基二极管以便将峰值开关电压限制在 6V 以下。这些肖特基二极管也必须非常靠近  $V_{OUT}$  引脚，以最大限度地减小杂散电感。请参见“ $V_{OUT} > 4.3V$  的应用”部分。

## 应用信息

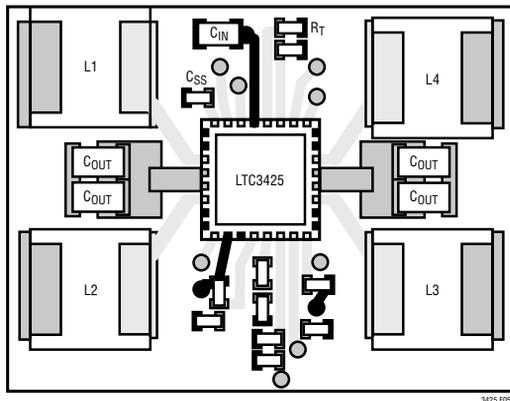
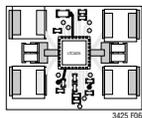


图 5：典型的电路板布局

图 6：一个 10W、四相升压型转换器的电路板布局实例。总面积 = 0.50 in<sup>2</sup> (所有的元件均安装于电路板的顶面)

## 元件的选择

## 电感器的选择

LTC3425 所采用的高频、多相操作允许使用小外形的表面贴装型电感器。最小电感值与工作频率成比例并受以下约束条件的限制：

$$L > \frac{2}{f} \quad \text{和} \quad L > \frac{V_{IN(MIN)} \cdot (V_{OUT(MAX)} - V_{IN(MIN)})}{f \cdot \text{纹波} \cdot V_{OUT(MAX)}}$$

式中：

$f$  = 每相工作频率 (单位：MHz)

纹波 = 可允许的电感器电流纹波 (峰至峰，单位：安培)

$V_{IN(MIN)}$  = 最小输入电压

$V_{OUT(MAX)}$  = 最大输出电压

电感器电流纹波通常被设定在最大电感器电流的 20% 至 40% 之间。

为了获得高效率，应选择一个采用高频磁芯材料 (例如铁氧体) 的电感器，以降低磁芯损耗。电感器应具有低 ESR (等效串联电阻) 以降低  $I^2R$  损耗，而且必须能够在不引起饱和的情况下处理峰值电感器电流。为了最大限度地降低辐射噪声，应采用一个屏蔽电感器。(请注意屏蔽电感器的电感随电流的增加下降的幅度更大，而且更容易饱和)。表 2 提供了一份电感器制造商的名单。

表 2：电感器厂商信息

| 供应商       | 电话   | 传真   | 网址                           |
|-----------|--|--|------------------------------|
| Coilcraft | (847) 639-6400                                 | (847) 639-1469                                 | www.coilcraft.com            |
| Murata    | 美国：<br>(814) 237-1431                          | 美国：<br>(814) 238-0490                          | www.murata.com               |
| Sumida    | 美国：<br>(847) 956-0666<br>日本：<br>81-3-3607-5111 | 美国：<br>(847) 956-0702<br>日本：<br>81-3-3607-5144 | www.japanlink.com/<br>sumida |
| TDK       | (847) 803-6100                                 | (847) 803-6296                                 | www.component.tdk.com        |

下面是一些型号的电感器元件实例：

Coilcraft DO-1608、DS-1608 和 DT-1608 系列

Murata LQH3C、LQH4C、LQH32C 和 LQN6C 系列

Sumida CDRH3D16、CDRH4D18、CDRH4D28、CR32、CR43 系列

TDK RLF5018T 和 NLF453232T 系列

## 输出电容器的选择

输出电压纹波由三个部分组成。需要设定电容器的大体电容值以减小因每个周期流入电容器的电荷所引起的纹波。因电荷所引起的最大纹波可由下式求出：

$$V_{RBULK} = \frac{I_P \cdot V_{IN}}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f \cdot 4}$$

式中：

$I_P$  = 峰值电感器电流

$f$  = 一个相位的开关频率

## 应用信息

在大多数功率变换器中，ESR (等效串联电阻) 往往是决定纹波大小最为关键的因素。由电容器 ESR 所引起的纹波由下式计算：

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

式中， $C_{ESR}$  = 电容器串联电阻

对高频转换器而言，ESL (等效串联电感) 也是一个很重要的因素。将小外形的表面贴装型陶瓷电容器布设在尽可能靠近  $V_{OUT}$  引脚的地方将最大限度地减小 ESL。

应采用低 ESR/ESL 的电容器以使输出电压纹波最小化。对于表面贴装型应用，建议使用 AVX TPS 系列钽电容器、Sanyo POSCAP 或 X5R 型陶瓷电容器。

在所有的应用中，应将一个最小  $1\mu\text{F}$  的低 ESR 陶瓷电容器布设在尽可能靠近 4 个  $V_{OUT}$  引脚的地方，并与一个本机接地平面相连。

### 输入电容器的选择

输入滤波电容器减少了从输入电源吸收的峰值电流并降低了输入开关噪声。由于一旦输出被调整则 IC 即可在低于 0.5V 的电压条件下工作 (只要 SHDN 引脚电压高于 0.65V)，因此对输入电容器减小纹波的要求就低得多了。Taiyo Yuden 公司可提供 ESR 非常低的电容器，例如采用 0603 外壳的  $2.2\mu\text{F}$  电容器 (JMK107BJ22MA)。表 3 罗列了一些电容器制造商的联系方式，以便于您选择输入和输出电容器。

表 3：电容器厂商信息

| 供应商         | 电话                                      | 传真                    | 网址                    |
|-------------|---|-----------------------|-----------------------|
| 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      | 美国：<br>(814) 237-1431<br>(800) 831-9172 | 美国：<br>(814) 238-0490 | www.murata.com        |
| Taiyo Yuden | (408) 573-4150                          | (408) 573-4159        | www.t-yuden.com       |

### $V_{OUT} > 4.3\text{V}$ 的应用

由于与开关节点相关联的高转换速率的缘故，

在  $V_{OUT}$  有可能超过 4.3V 的任何应用中需要采用肖特基二极管箝位，以防止开关电压在先离后合期间超过其最大额定值。必须采用表面贴装型二极管 (例如 MBR0520L 或其等效产品) 并将其布设在非常靠近器件引脚的地方，以最大限度地减小杂散电感。图 7 和图 8 给出了两个应用电路实例，一个输出断接，而另一个未断接。

### 工作频率的选择

在选择转换器的工作频率的过程中有多个需要考虑的事项。第一个：哪些是不能容许有任何频谱噪声的敏感频段？例如，在包括 RF 通信的产品中，455kHz 的 IF 频率对任何噪声都是敏感的，因此，需要在 600kHz 以上进行开关操作。有些通信对 1.1MHz 频率敏感，在这种场合，可以采用 1.5MHz 的转换器频率。

第二项考虑是转换器的实际尺寸。随著工作频率的升高，电感器和滤波电容器的数值和外形尺寸变小。此时牺牲的是效率，因为开关损耗随频率的升高成比例地增加。

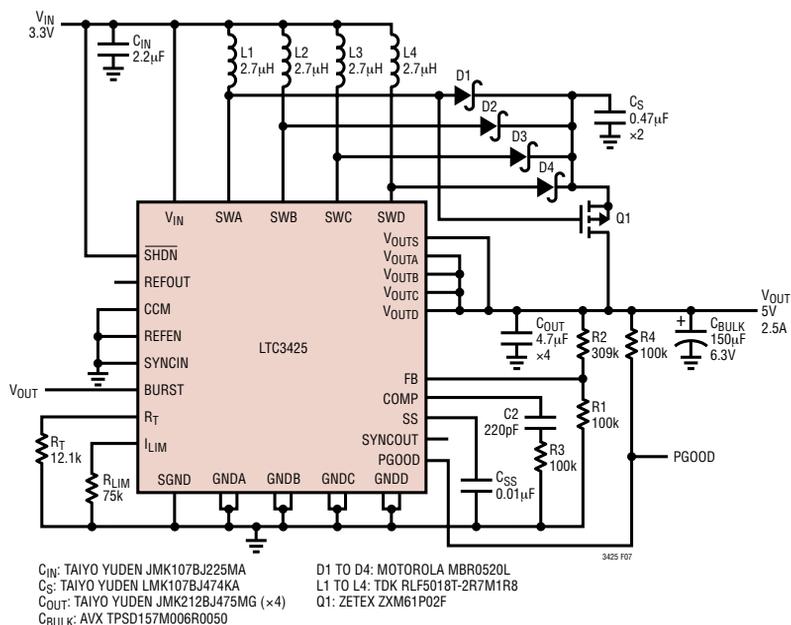
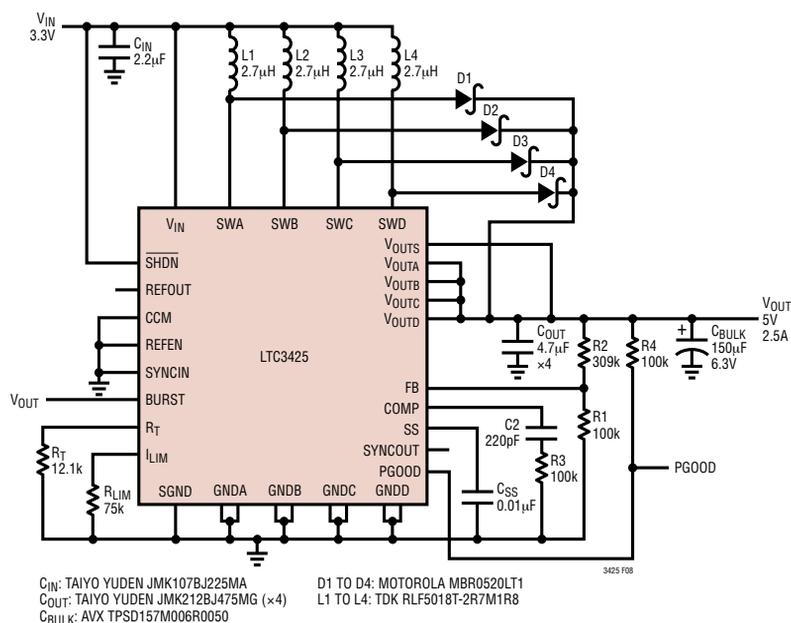
### 热性能方面的考虑

为了输送出 LTC3425 所能提供的功率，必需设置一条用于耗散封装内部所产生的热量的良好的散热通路。这可以通过利用位于 IC 下侧的大面积热衬垫来实现。建议采用印刷电路板上的多个通孔来使热量离开 IC 并传递至一个面积尽可能大的铜面。如果结温过高，则峰值电流限值将自动减小。如果结温继续上升，则器件将进入热停机状态，而且在温度下降之前所有的开关操作都将停止。

### 闭合反馈环路

LTC3425 采用了电流模式控制和内部自适应斜率补偿。电流模式控制的运用取消了二阶滤波器，因为在电压模式控制器中应是电感器和输出电容器，并将其简化成一个单极点滤波器响应。调制器控制

## 应用信息

图 7：针对  $V_{OUT} > 4.3V$  条件的应用电路 (采用涌入电流限值和输出断接)图 8：针对  $V_{OUT} > 4.3V$  条件的应用电路 (不需要涌入电流限值和输出断接时)

## 应用信息

至输出 DC 增益与误差放大器开环增益的乘积给出了系统的 DC 增益：

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

$$G_{CONTROL} = \frac{8 \cdot V_{IN}}{I_{OUT}}, G_{EA} \approx 5,000$$

输出滤波器极点由下式得出：

$$F_{FILTERPOLE} = \frac{I_{OUT}}{\pi \cdot V_{OUT} \cdot C_{OUT}}$$

式中  $C_{OUT}$  为输出滤波电容器。

输出滤波器零点由下式给出：

$$F_{FILTERZERO} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{OUT}}$$

式中， $R_{ESR}$  为输出电容器等效串联电阻。

升压型稳压器拓扑结构的一个讨厌的特点是右半平面零点 (RHP)，它由下式给出：

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

在重载条件下这种因相位滞后而产生的增益上升会在一个相对较低的频率上发生。通常在 RHP 零点频率之前使环路增益下降。

图 9 示出了典型的误差放大器补偿。环路动态特性公式如下：

$$F_{POLE1} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 100e6 \cdot C_{C1}}$$

它非常接近于 DC。

$$F_{ZERO1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{C1}}$$

$$F_{POLE2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{C2}}$$

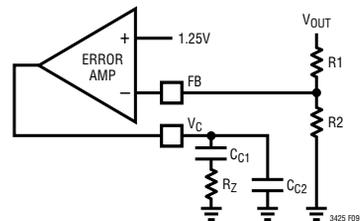
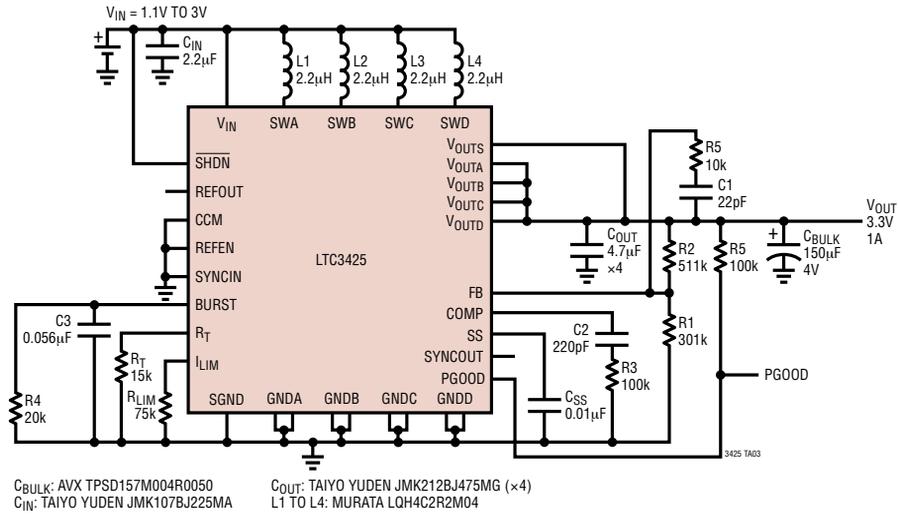


图 9

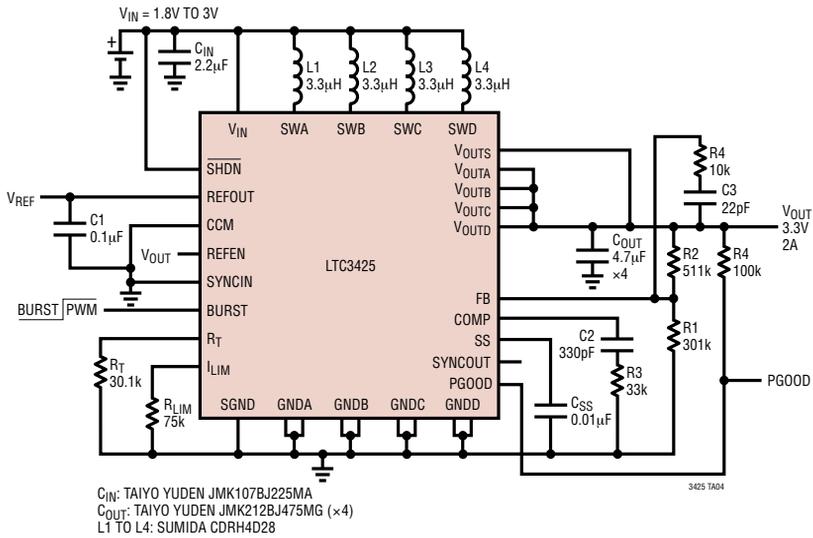
## 典型应用

单节或两节锂离子电池至 3.3V 升压 (采用自动突发模式操作时)



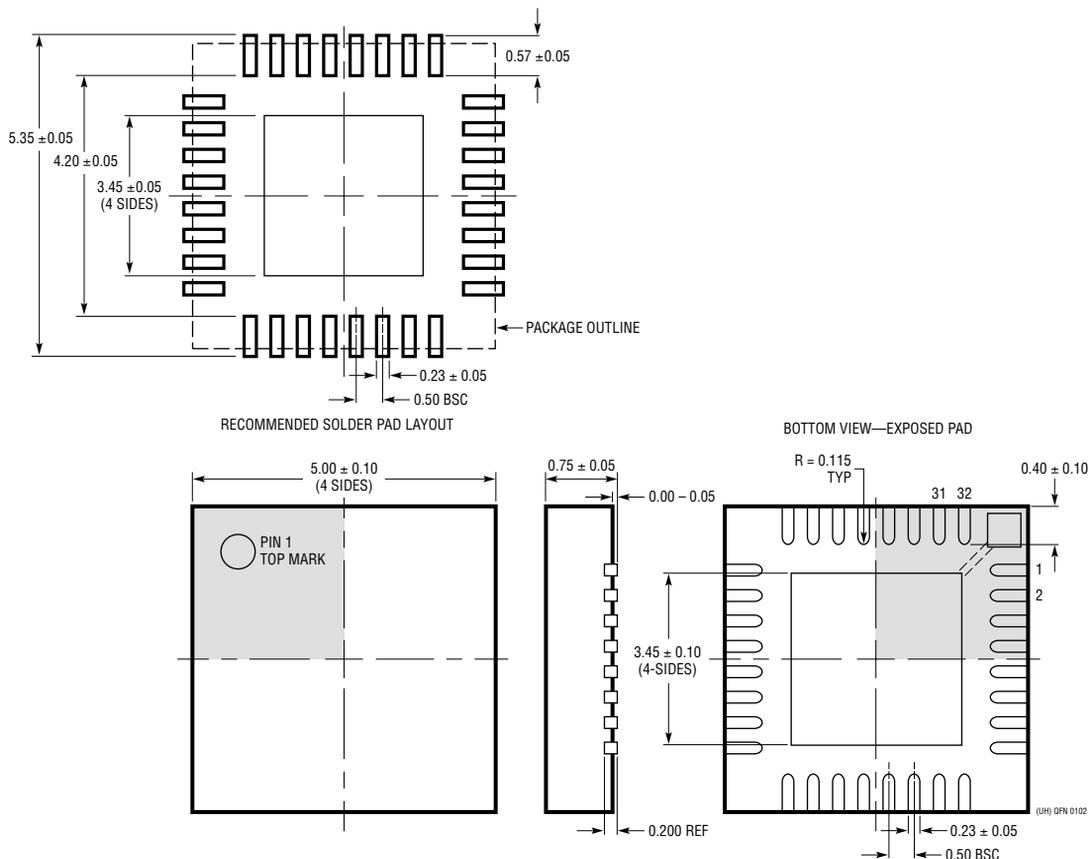
## 典型应用

用户指令突发模式操作和缓冲基准输出使能时的应用电路



## 封装描述

UH 封装  
32 引脚塑料 QFN 封装 (5mm×5mm)  
(参考 LTC DWG # 05-08-1693)

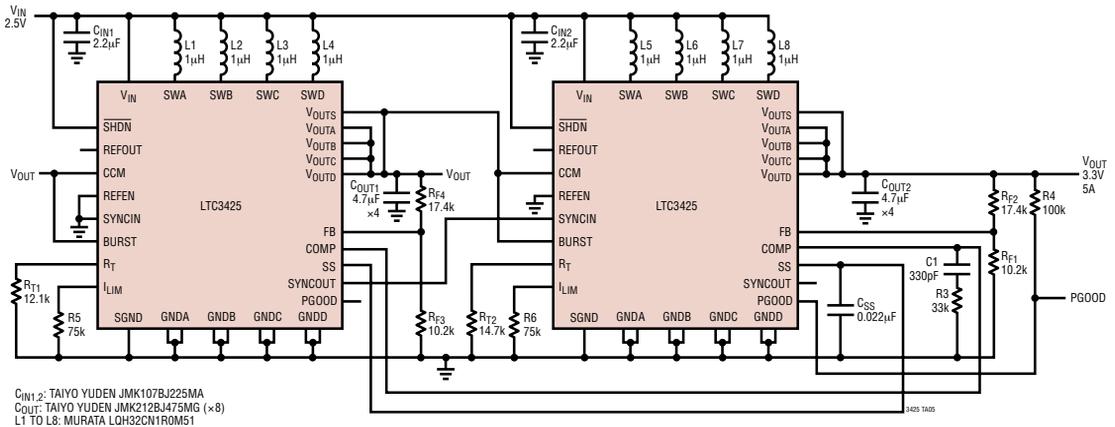


## NOTE:

1. DRAWING PROPOSED TO BE A JEDEC PACKAGE OUTLINE M0-220 VARIATION WHHD-(X) (TO BE APPROVED)
2. DRAWING NOT TO SCALE
3. ALL DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS
4. DIMENSIONS OF EXPOSED PAD ON BOTTOM OF PACKAGE DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH, IF PRESENT, SHALL NOT EXCEED 0.20mm ON ANY SIDE
5. EXPOSED PAD SHALL BE SOLDER PLATED

## 典型应用

采用两个工作于固定频率模式和强制 CCM 模式的 LTC3425 的 10MHz、大电流且外形非常扁平的八相转换器 (最大元件高度 = 1.6mm)



## 相关器件

| 器件型号                          | 描述  | 备注   |
|-------------------------------|---|--|
| LT <sup>®</sup> 1370/LT1370HV | 6A ( $I_{SW}$ )、500kHz、高效升压型 DC/DC 转换器              | $V_{IN}$ : 2.7V 至 30V, $V_{OUT(MAX)}$ : 35V/42V, $I_Q$ : 4.5mA, $I_{SD}$ : <12 $\mu$ A, DD, TO220-7 封装                 |
| LT1371/LT1371HV               | 3A ( $I_{SW}$ )、500kHz、高效升压型 DC/DC 转换器              | $V_{IN}$ : 2.7V 至 30V, $V_{OUT(MAX)}$ : 35V/42V, $I_Q$ : 4mA, $I_{SD}$ : <12 $\mu$ A, DD, TO220-7, S20 封装              |
| LT1613                        | 550mA ( $I_{SW}$ )、1.4MHz、高效升压型 DC/DC 转换器           | 效率达 90%, $V_{IN}$ : 0.9V 至 10V, $V_{OUT(MAX)}$ : 34V, $I_Q$ : 3mA, $I_{SD}$ : <1 $\mu$ A, ThinSOT 封装                   |
| LT1618                        | 1.5A ( $I_{SW}$ )、1.25MHz、高效升压型 DC/DC 转换器           | 效率达 90%, $V_{IN}$ : 1.6V 至 18V, $V_{OUT(MAX)}$ : 35V, $I_Q$ : 1.8mA, $I_{SD}$ : <1 $\mu$ A, MS10 封装                    |
| LTC1700                       | 无检测电阻 (No $R_{SENSE}^{TM}$ )、530kHz、同步升压型 DC/DC 控制器 | 效率达 95%, $V_{IN}$ : 0.9V 至 5V, $I_Q$ : 200 $\mu$ A, $I_{SD}$ : <10 $\mu$ A, MS10 封装                                    |
| LTC1871                       | 宽输入范围、1MHz、No $R_{SENSE}$ 电流模式升压、回扫和 SEPIC 型控制器     | 效率达 92%, $V_{IN}$ : 2.5V 至 36V, $I_Q$ : 200 $\mu$ A, $I_{SD}$ : <10 $\mu$ A, MS10 封装                                   |
| LT1930/LT1930A                | 1A ( $I_{SW}$ )、1.2MHz/2.2MHz、高效升压型 DC/DC 转换器       | 高效, $V_{IN}$ : 2.6V 至 16V, $V_{OUT(MAX)}$ : 34V, $I_Q$ : 4.2mA/5.5mA, $I_{SD}$ : <1 $\mu$ A, ThinSOT 封装                |
| LT1946/LT1946A                | 1.5A ( $I_{SW}$ )、1.2MHz/2.7MHz、高效升压型 DC/DC 转换器     | 高效, $V_{IN}$ : 2.45V 至 16V, $V_{OUT(MAX)}$ : 34V, $I_Q$ : 3.2mA, $I_{SD}$ : <1 $\mu$ A, MS8 封装                         |
| LT1961                        | 1.5A ( $I_{SW}$ )、1.25MHz、高效升压型 DC/DC 转换器           | 效率达 90%, $V_{IN}$ : 3V 至 25V, $V_{OUT(MAX)}$ : 35V, $I_Q$ : 0.9mA, $I_{SD}$ : 6 $\mu$ A, MS8E 封装                       |
| LTC3400/LTC3400B              | 600mA ( $I_{SW}$ )、1.2MHz、同步降压型 DC/DC 转换器           | 效率达 92%, $V_{IN}$ : 0.85V 至 5V, $V_{OUT(MAX)}$ : 5V, $I_Q$ : 19 $\mu$ A/300 $\mu$ A, $I_{SD}$ : <1 $\mu$ A, ThinSOT 封装 |
| LTC3401/LTC3402               | 1A/2A ( $I_{SW}$ )、3MHz、同步升压型 DC/DC 转换器             | 效率达 97%, $V_{IN}$ : 0.5V 至 5V, $V_{OUT(MAX)}$ : 6V, $I_Q$ : 38 $\mu$ A, $I_{SD}$ : <1 $\mu$ A, MS10 封装                 |
| LTC3701                       | 两相、550kHz、低输入电压、双降压型 DC/DC 控制器                      | 效率达 97%, $V_{IN}$ : 2.5V 至 10V, $I_Q$ : 460 $\mu$ A, $I_{SD}$ : <9 $\mu$ A, SSOP-16 封装                                 |