

LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

特点

- 同步整流：效率高达 97%
- 开关电流达 1A
- 固定工作频率高达 3MHz
- 输入范围宽：0.5V 到 5.5V（工作时）
- 极低静态电流：65 μ A（Burst 模式）
- 输出可调整电压：2.6V 到 5.5V
- 低于 1.15V 的启动电压
- 无需外部肖特基二极管（ $V_{OUT} < 4.3V$ ）
- 可同步开关频率
- Burst 模式使能控制
- 抗振铃控制降低开关噪声
- PGOOD 输出
- 关态电流极低：<2 μ A
- DIP14 封装
- GJB597A-1996 规定的 B 级

应用

- 手持设备
- 无线电话
- 无线手持设备
- GPS 接收器
- CCFL 背光

产品概述

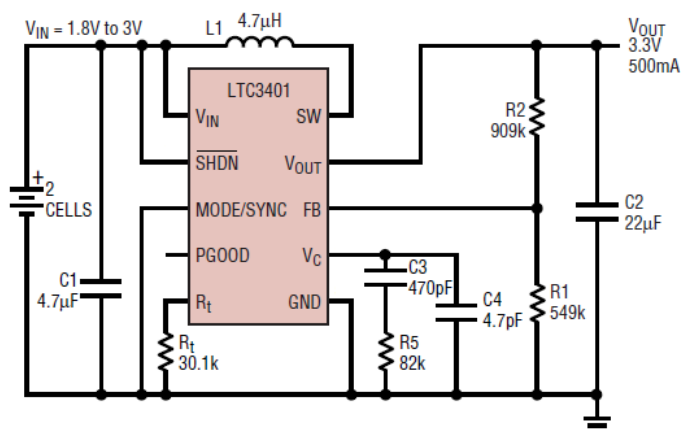
LTC3401 是一种高效率、频率固定的升压型 DC/DC 变换器，其工作的初始输入电压可低于 1.15V。该器件包括一个 0.16 Ω 的 N 沟道 MOSFET 开关和一个 0.18 Ω 的 P 沟道同步整流器。开关频率由外部定时电阻控制，最高可达 3MHz，而且振荡器可以与外部时钟同步。使用外部肖特基二极管只能轻微的提升效率。

Burst 工作模式下的静态电流小于 65 μ A，这将延长便携式设备中电池的使用寿命。Burst 工作模式是由用户控制的，通过置高 MODE/SYNC 使能引脚的电平实现。若 MODE/SYNC 引脚上外加时钟或低电平，将实现固定的开关频率。

其他的特点包括 2 μ A 的关态电流，抗振铃控制，开漏 PGOOD 输出，热关断和电流限制保护。LTC3401 采用陶瓷双列 14 线封装。要实现更大电流的运用应该使用 2A 级别的 LTC3402 同步升压型变换器。如果输出 $V_{OUT} < 2.6V$ ，应该使用 LTC3423 转换器。

LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

典型应用



2 节电池升压到 3.3V，负载 500mA

绝对最大额定值

V_{IN} , V_{OUT} 电压	-0.5V~6V
SW 电压	-0.5V~6V
V_C , R_t 电压	-0.5V~($V_{OUT}+0.3V$)
PGOOD, \overline{SHDN} , FB, MODE 电压	-0.5V~6V
储存温度(T_{stg})	-65°C~150°C
耐焊接温度(T_h)(10s)	300°C

推荐工作条件

输入电源电压(V_{IN})	1.2V~1.8V
输出电压(V_{OUT})	3V~4.5V
工作温度范围 (T_A)	-55°C~125°C

电特性

除另有规定外，测试条件如下： $-55^{\circ}\text{C}\leq T_A\leq 125^{\circ}\text{C}$ ， $V_{IN}=1.2\text{V}$ ， $V_{OUT}=3.3\text{V}$ 。

参数名称	符号	测试条件	极限值		单位
			最小	最大	
最小启动电压	V_{Start}	$I_{LOAD}\leq 1\text{mA}$	-	1.15	V
最小工作电压	V_{IN}		-	1.05	V
输出电压调节范围	V_{OUT}		3.0	5.0	V
反馈输入电压	V_{FB}		1.20	1.30	V
反馈输入电流	I_{FB}	$V_{FB}=1.25\text{V}$	-	80	nA

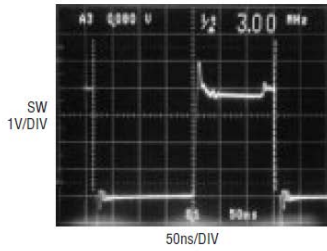
LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

参数名称	符号	测试条件	极限值		单位
			最小	最大	
静态电流 (突发模式)	I_{CC}	$V_C=0V$, MODE/SYNC=3.3V	-	65	μA
静态电流 (关断模式)		$V_{\overline{SHDN}}=0V$, 不含开关漏电流	-	2	μA
静态电流 (连续模式)		$V_C=0V$, MODE/SYNC=0V, $R_t=300k\Omega$	-	800	μA
NMOS 管开关漏电流	I_{LEAKN}		-	5	μA
PMOS 管开关漏电流	I_{LEAKP}		-	10	μA
NMOS 管最大电流 (连续模式)	I_{OMAX}		0.6	-	A
最大占空比	D_{MAX}	$R_t=15k\Omega$	80	-	%
最小占空比	D_{MIN}		-	0	%
开关频率	f	$R_t=15k\Omega$	1.4	2.6	MHz
MODE/SYNC 输入高电平	$V_{HMODE/SYNC}$		1.4	-	V
MODE/SYNC 输入低电平	$V_{LMODE/SYNC}$		-	0.4	V
MODE/SYNC 输入电流	$I_{MODE/SYNC}$	$V_{MODE/SYNC}=5.5V$	-	1	μA
PGOOD 阈值 ^{a)}	$V_{THPGOOD}$	相对于反馈电压	-6	-12	%
PGOOD 输出低电平	V_{LPGOOD}	$I_{PGOOD}=1mA$	-	0.2	V
		$V_{OUT}=1V, I_{PGOOD}=20\mu A$	-	0.4	
PGOOD 漏电流	I_{PGOOD}	$V_{PGOOD}=5.5V$	-	1	μA
\overline{SHDN} 输入高电平	$V_{H\overline{SHDN}}$	$V_{IN}=V_{\overline{SHDN}}$	1	-	V
\overline{SHDN} 输入低电平	$V_{L\overline{SHDN}}$		-	0.4	V
\overline{SHDN} 输入电流	$I_{\overline{SHDN}}$	$V_{\overline{SHDN}}=5.5V$	-	1	μA

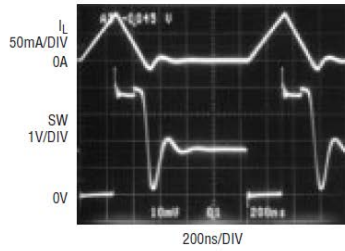
注: a) 负号指 PGOOD 阈值电压相对于反馈电压的差值方向。

LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

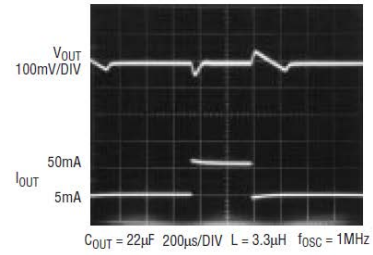
典型工作特性



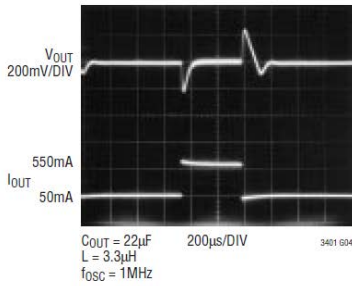
SW 引脚上的开关波形



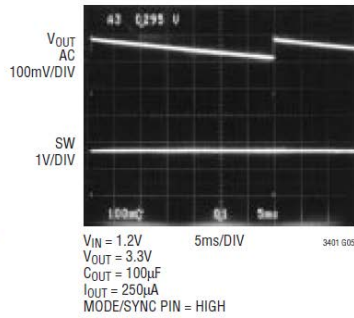
非连续模式下的 SW 引脚和电感电流 (I_L), 高频振荡已被去掉



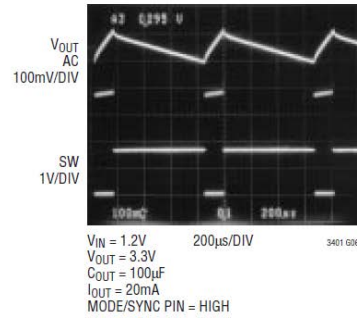
5mA 到 50mA 的瞬态响应



50mA 到 500mA 的瞬态响应

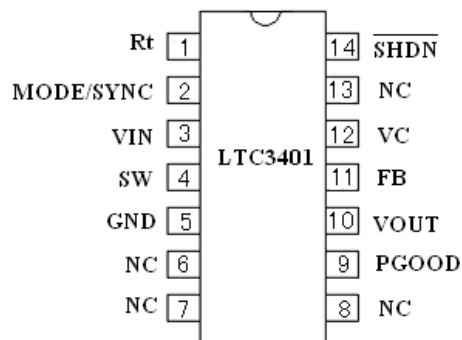


Burst 工作模式



Burst 工作模式

引脚描述



(顶视图)

LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

LTC3401 引出端功能

引出端	符号	功能	引出端	符号	功能
1	R _t	定时电阻输入端	8	NC	空端
2	MODE/ SYNC	工作模式选择端/振荡器同步输入端	9	PGOOD	电源指示端
3	V _{IN}	电源电压输入端	10	V _{OUT}	调整电压输出端
4	SW	开关端	11	FB	反馈电压输入端
5	GND	地	12	V _C	误差放大器输出端
6	NC	空端	13	NC	空端
7	NC	空端	14	$\overline{\text{SHDN}}$	关断控制端

引脚功能

● R_t(引脚 1)

定时电阻控制振荡器频率，通过下式实现：

$$f_{\text{OSC}} = \frac{3 \cdot 10^{10}}{R_t} \text{ Hz}$$

● MODE/SYNC（引脚 2）

实现 Burst 工作模式选择或振荡器同步。

MODE/SYNC=高电平，激活 Burst 工作模式。峰值电感电流将达到限制值的 1/3，并且电流在每个周期之内回归到 0。在 Burst 工作模式下，频率是可变的，并在轻载时使效率有明显的提高。推荐使用方式是当一部分完全启动之后，再进入 Burst 工作模式。

MODE/SYNC=低电平，不进入 Burst 模式，保持固定频率、低噪声的工作状态。

MODE/SYNC=外部时钟，不实现同步振荡器和进入 Burst 模式的功能。需 100ns 到 2μs 的时钟脉冲来进行同步预置。

● V_{IN}（引脚 3）

电源输入引脚。

● SW（引脚 4）

开关引脚。这里连接电感和肖特基二极管。在实际应用中，当输出电压超过 4.3V 时，在 SW 引脚处应接一个肖特基二极管以防止电压超过最大额定值。减小引线长度来降低电磁辐射。

当电感电流不连续的时候，应在芯片的 SW 到 V_{IN} 之间放置一个可控阻抗，来减少 SW 开关处的电容和电感谐振，以此实现电磁辐射降低。

● GND（引脚 5）

芯片的信号和电源地引脚。

● PGOOD（引脚 9）

电源良好比较器输出。当 V_{FB}<-9% 时，这个开漏输出为低。

● V_{OUT}（引脚 10）

芯片同步整流器和电源的输出。在 V_{OUT} 和 GND 引脚旁边尽可能近的地方放置一个至少为 1μF 的陶瓷电容。

● FB（引脚 11）

反馈引脚，这里连接电阻分压器。

LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

输出电压的调整范围为 2.6V 到 5.5V，典型的参考反馈电压是 1.25V。

- V_C (引脚 12)

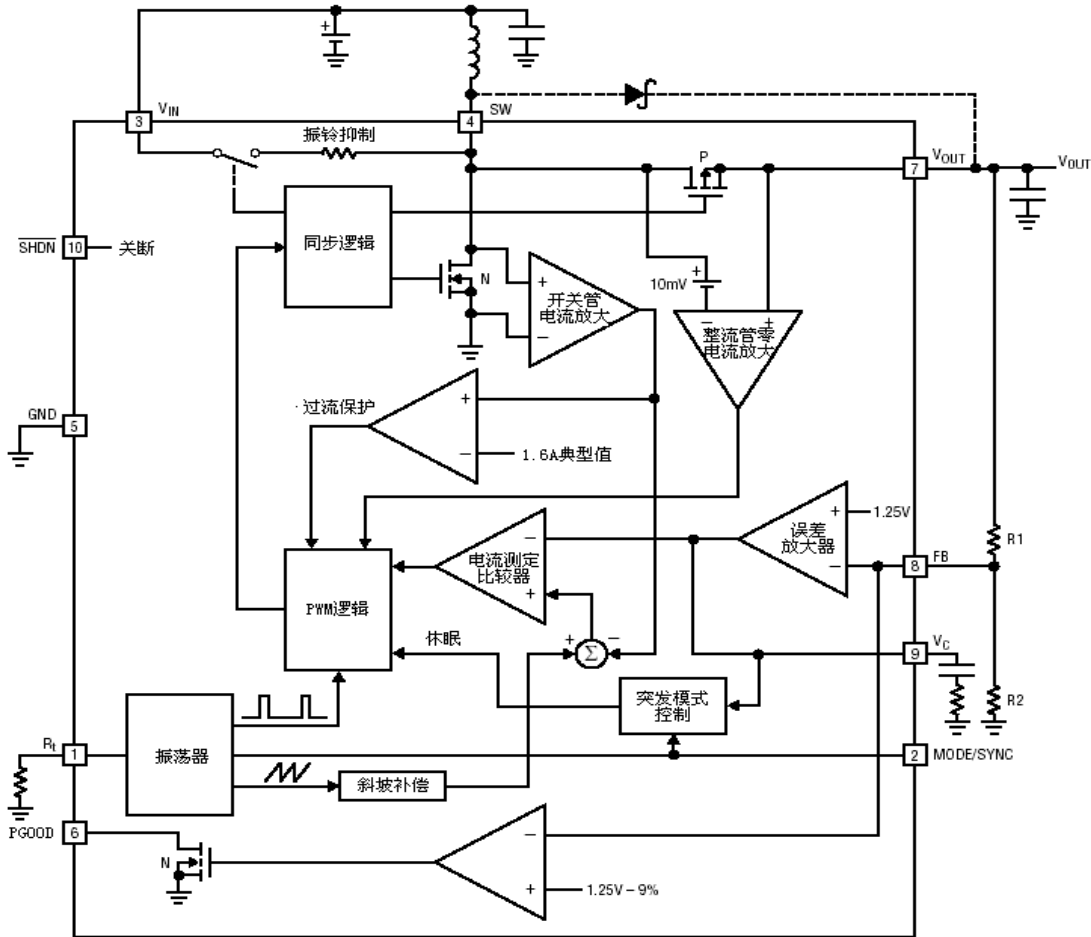
误差放大器输出，这个引脚连接频率补偿网络以对环路进行补偿。

- $\overline{\text{SHDN}}$ (引脚 14)

关闭端口，这个引脚接地可使芯片停止工作。引脚电压超过 1V 实现使能 (V_{IN} 或者数字门输出)。当转换器

已经启动但输入电压小于 1V 时，为了正常工作， $\overline{\text{SHDN}}$ 到 V_{IN} 之间的 1M 电阻和 $\overline{\text{SHDN}}$ 到 V_{OUT} 之间的 5M 电阻将提供足够的欠压锁定，由于 PMOS 同步开关的体二极管存在，输出电压将保持在 V_{IN} 减去一个二极管压降。

功能框图



LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

应用信息

● 详细描述

LTC3401 提供高效率、低噪声的直流电源，应用在诸如便携式设备等方面。具有自适应斜坡补偿的电流模式结构便于提供环路补偿，且具有良好的瞬时负载响应。具有低导通电阻 $R_{DS(ON)}$ 、低栅电荷的同步开关能够提供高效的脉冲宽度调制。

接在同步 PMOS 开关两端的肖特基二极管将在 NMOS 到 PMOS 转换的完成时间（典型值为 20ns）内提供更低的压降。因此肖特基二极管可以提高效率。在轻载时，Burst 模式的极低的 65 μ A 静态电流能够实现高转换效率。

● 低压启动

LTC3401 的启动电压小于 1.15V。器件可以在有负载时实现启动。一旦输出电压超过 2.3V 的阈值，芯片将使用输出 V_{OUT} 供电，而不再使用输入 V_{IN} 供电。此时，如果忽略输入电容，内部电路便不依赖于输入 V_{IN} 。在不影响正常工作的情况下输入电压可以降低到 1.05V 以下。但是低电压应用的限制因素是输入电源能够提供足够的能量到输出。

● 低噪声固定频率工作

振荡器

工作频率是通过 R_t 引脚到地之间的电阻设置的，表达式为：

$$f = 3 \cdot 10^{10} / R_t$$

芯片内部设计有稳定的时基电容。振荡器可以与 MODE/SYNC 引脚的外部时钟同步。当振荡器同步操作时，自由工作频率必须设置为比预定同步频率低 30%。为防止激活 Burst 工作模式，同步脉冲的宽度必须低于 2 μ s。

电流采样

无损电流采样的作用是将峰值电流信号转化为电压信号后与内部的斜坡补偿信号相加，相加后的信号与误差放大器的输出比较得到 PWM 峰值电流控制信号。芯片中的斜坡补偿信号是根据输入和输出电压的变化进行自动调整的。因此，转换器提供适当的斜坡补偿用以确保稳定性，并不是导致相位裕度损失的冗余因素。

误差放大器

误差放大器是一跨导为 $g_m=0.1ms$ 的跨导放大器。 V_c 引脚到地之间需有一个简单的补偿网络。

电流限制

当电流超过阈值之后，限流放大器会关断 NMOS 开关。这个放大器的输出延时典型值为 50ns。

零电流放大器

零电流放大器是用来检测电感到输出端的电流。为阻止反向电感电流，一旦电流低于 50mA，同步整流器便被关断。

抗振铃控制

在非连续工作模式，抗振铃控制

LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

将在电感两端形成阻抗来降低 SW 引脚的振荡。LC_{SW} 振荡 (L 是电感, C_{SW} 是开关引脚的电容) 的能量不高, 但是能引起 EMI 辐射。

● Burst 工作模式

当输出被关断, 芯片消耗小于 65μA 的电流, 这时的工作状态被称为睡眠模式。在工作过程中, 除非状态被调整为睡眠模式, 在此之前芯片消耗能量的状态就是 Burst 模式。在这种工作模式下, 输出纹波频率可控, 且负载电流和纹波变化率通常低于 3%。

在器件消耗能量过程中, 峰值电流将会等于限制电流值的 1/3, 电感电流在每个周期结束时又回归到 0。这种模式下, 输出最大电流可通过下式计算:

$$I_{OUT(MAXBURST)} \approx \frac{V_{IN}}{6 \cdot V_{OUT}} \text{ Amps}$$

Burst 工作模式是用户可控制的, 通过设置 MODE/SYNC 引脚的电平高低来实现功能的正常与否。推荐的使用方式是当器件完全启动之后, 再进入该工作模式。

● 元件选择

电感选择

LTC3401 的高频工作特点要求使用小型的表面贴装电感。电感的最小值正比于工作频率, 最大值由下式限定:

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

式中:

f=工作频率 (Hz)

Ripple=允许的电感纹波电流 (A)

V_{IN(MIN)}=最小输入电压 (V)

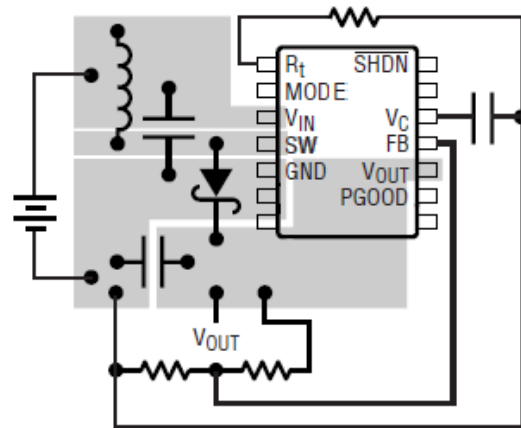
V_{OUT(MAX)}=最大输出电压 (V)

电感纹波电流通常约为最大电感电流的 20% 到 40%。

对于高频运用, 应选择具有高频磁芯的电感, 比如铁氧体, 来降低磁芯损耗。电感必须要有低的 ESR (等效串联电阻) 来降低 I²R 功耗, 且能在满载而未饱和的情况下控制电感峰值电流。在 1A 到 2A 范围内, 模压厄流圈或者片式电感通常不能提供满足峰值电感电流的磁芯。为了减少噪声, 使用一个环形, 柱状芯或者具有屏蔽层的绕线电感。

PCB 布局

线路直接传导大电流, 布线区域 FB 和 V_C 引脚保持低电位。连接到电池的引线长度应比较短。



输出电容选择

形成输出纹波电压的元件有许多。因为每个周期需要对电容充电, 因此可以设定电容的体积来减小纹波

LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

电压。由电荷引起的最大纹波电压为：

$$V_{R_{BULK}} = \frac{I_P \cdot V_{IN}}{C_{OUT} \cdot V_{OUT} \cdot f} V$$

其中， I_P 是峰值电感电流。

在大多数功率转换器中，影响纹波电压的一个很重要因素是等效串联电阻。由等效串联电阻决定的纹波电压可简单计算为：

$$V_{R_{ESR}} = I_P \cdot R_{ESR} V$$

式中， R_{ESR} 是电容等效串联阻抗。

使用低等效串联电阻的电容可以用来减小输出纹波电压。对于表面贴装应用，推荐使用钽电容器或者陶瓷电容。

在某些版图布局中，可能需要尽可能近地在 V_{OUT} 和 GND 引脚附近放置一个 $1\mu F$ 且等效串联电阻较小的电容。

输入电容选择

输入滤波电容能减小信号源产生的峰值电流，并降低输入开关噪声。若输出调整，芯片可以在低于 $0.5V$ 的电压下工作，因此对输入电容的需求就会减弱很多，在大多数应用中 $3.3\mu F$ 就足够了。

输出二极管

应用中要求输出电压超过 $4.3V$ 时，需要用肖特基二极管来确保 SW 引脚的电压不会超出绝对最大额定值。同步 PMOS 开关两端的肖特基二极管将在 NMOS 到 PMOS 转换的完成时间（典型值为 $20ns$ ）内提供更低的压降，因此可以提高峰值效率。由于较慢的

恢复时间将会使效率打折，因此不要使用一般的整流二极管。

● 工作频率选择

在选择转换器的工作频率时，有几方面考虑。第一个是确定不能容忍任何噪声的敏感频段。比如，在射频通信产品中 $455kHz$ 的 IF 频率就是对噪声敏感的，因此所需开关频率必须要超过 $600kHz$ 。某些通信对 $1.1MHz$ 敏感，在这种情况下，转换器的频率可能需要达到 $3MHz$ 。

第二个方面是转换器的体积大小。当工作频率上升时，电感和滤波器的值与型号大小都要下降。需要权衡的是开关损失带来的效率降低，因为栅极电荷和频率成正比。例如，一个 $2.4V$ 到 $3.3V$ 转换器，和 $300kHz$ 相比 $100mA$ 的效率在 $2MHz$ 时降低了 5% 。

工作频率方面的另外一个考虑是应用能否允许“脉冲跳跃”。在这种模式下，转换器最小的导通时间不能提供足够的占空比，以至于输出纹波增大，因此需要再设置一个低频的输出纹波元件。在一些元件大小为主要考虑的应用中，这种工作模式是适用的。当应用不需要将这种模式作为首要考虑时，最大工作频率将由下式给出：

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

其中， $t_{ON(MIN)}$ 是最小导通时间，为 $120ns$ 。

● 用负载前馈信号减小输出电容

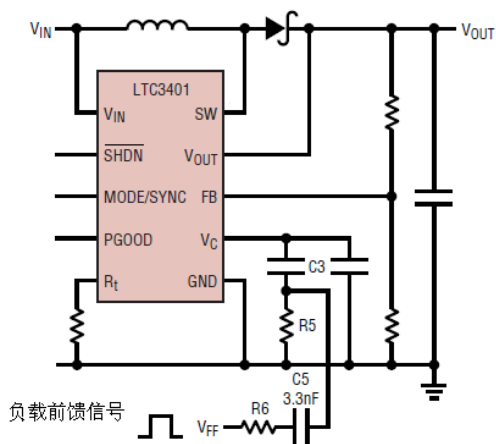
LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

在许多应用中，对于特定的瞬态响应输出滤波电容可以通过改变负载电流来降低电容值（例如微控系统），这种变化出现时会反应给转换器。具体而言，就是在这种变化反映在输出电流时，一个耦合到 V_C 引脚的“负载前馈”信号启动内部电流回路。考虑到电感电流，LTC3401 转换器的跨导通常是 $130\text{mA}/100\text{mV}$ ，所以输入的信号量和有负载时的电感电流变化量成正比。外电压回路进行剩余的校正，但是由于负载前馈信号，需要转换调整的范围大大减小。这就形成了瞬态响应的提升。

如下图所示， V_{FF} 是一个前馈逻辑信号，通过 $C5$ 和 $R6$ 耦合。由电阻 $R6$ 减弱的前馈信号量及其之间的关系通过下式给出：

$$R6 \approx \left(\frac{V_{FF} \cdot R5 \cdot V_{IN} \cdot 1.5}{V_{OUT} \cdot \Delta I_{OUT}} \right) - R5$$

式中 I_{OUT} 是负载电流变化量。



● 关闭反馈环路

LTC3401 采用带有内部自适应斜坡补偿的电流模控制方式。电流控制模式省略了电压模式控制方式中由电

感和输出电容构成的二阶滤波器，简化成一个单极点滤波响应。系统的直流增益等于调制器控制到输出直流增益与误差放大器的开环增益的乘积。

$$G_{DC} = G_{CONTROL} \cdot G_{EA}$$

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

输出滤波极点如下：

$$f_{FILTERPOLE} = \frac{I_{OUT}}{\pi \cdot V_{OUT} \cdot C_{OUT}} \text{ Hz}$$

上式中， C_{OUT} 是输出滤波电容。

输出滤波零点由下式决定：

$$f_{FILTERZERO} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{ESR} \cdot C_{OUT}} \text{ Hz}$$

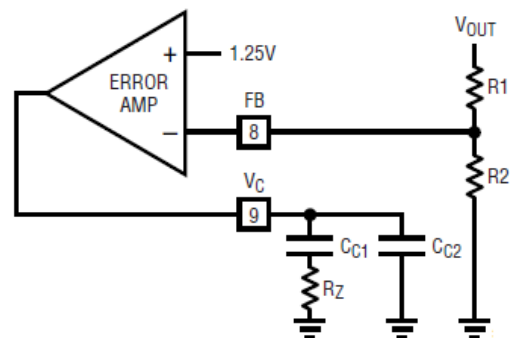
其中， R_{ESR} 是电容的等效阻抗。

升压型转换器拓扑结构的缺点是存在右半平面零点，由下式给出：

$$f_{RHPZ} = \frac{V_{IN}^2 \cdot R_0}{2 \cdot \pi \cdot L \cdot V_0^2} \text{ Hz}$$

在重载时，这个增益将在相对较低的频率下增加，且出现相位滞后。在右半平面零点频率之前，环路增益通常会下降。

典型的误差放大器补偿方式如下图所示。



LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

动态环路方程式如下：

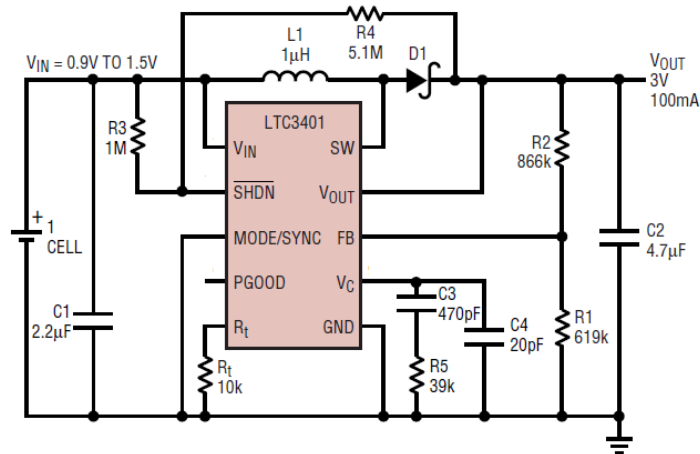
$$f_{\text{POLE1}} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot C_{C1}} \text{ Hz}$$

$$f_{\text{ZERO1}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{C1}} \text{ Hz}$$

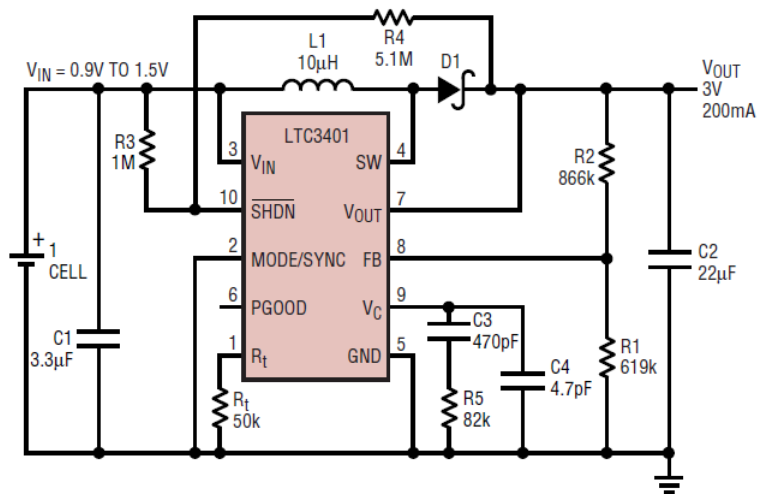
$$f_{\text{POLE2}} \approx \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_Z \cdot C_{C2}} \text{ Hz}$$

典型应用

单电池升压到 3V，负载 100mA，固定频率 3MHz 应用实例



单电池升压到 3V，负载 200mA，固定频率 600kHz 应用实例

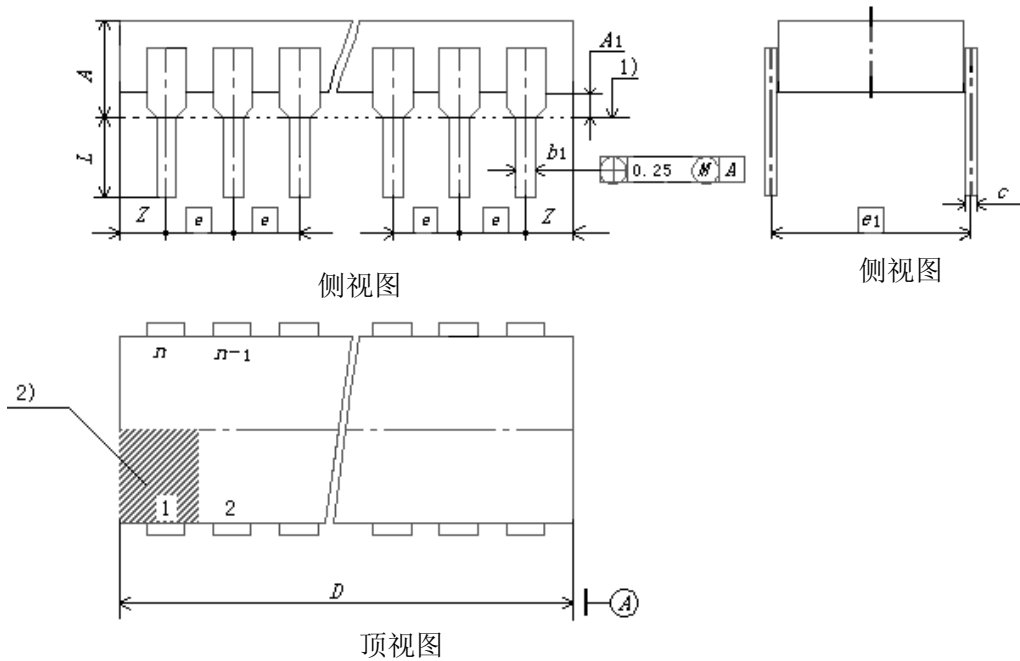


LTC3401 升压型 DC/DC 电源变换器

封装信息

封装形式:

LTC3401 封装形式按 GB/T 7092 和本规范的规定。器件采用 14 线陶瓷双列直插 (D14S2) 封装, 外形尺寸按下图的规定, 未注公差按照 GB/T 1804-2000 公差等级 c 执行。



图中: 1) 为装配平面, 孔的中心位于 e_1 网格上。

2) 为引出端识别标志区。

单位: 毫米

尺寸符号	数值		
	最小	公称	最大
A	—	—	5.1
A ₁	0.51	—	—
b ₁	0.35	—	0.59
c	0.20	—	0.36
e	—	2.54	—
e ₁	—	7.62	—
L	3.50	—	5.00
D	—	—	17.78
Z	—	—	1.27