

AP3202 应用手册

作者：尤庆玲
系统工程部

1. 简介

AP3202 是一款电流模式的降压变换器。它可以驱动 2A 的负载，同时具有很好的功率转换效率、线性调整率和负载调整率。它的内部补偿动能可以提供简单易行、稳定的电源供应，同时所需的外部元件数量也降到了最低。AP3202 还进行了优化，输入电压范围可从 4.75V 到 18V，因此很适合多种电源系统。AP3202 还具有逐周期电流保护、内置软启动、短路保护和过温保护功能，这些功能有效的提高了系统的可靠性。

2. 总体描述

AP3202 是一款内置功率 MOSFET 开关的非同步降压变换器。MOSFET 和外置二极管的交替导通可实现斩波输入电压。电流感应信号与 EA 输出信号共同调节输出电压和 MOSFET 开关占空比。AP3202 还内置有 OCP、OVP、OTP、UVLO 电路，以提高系统可靠性。更多的描述信息请参考 IC 的功能结构框图（图 1）。

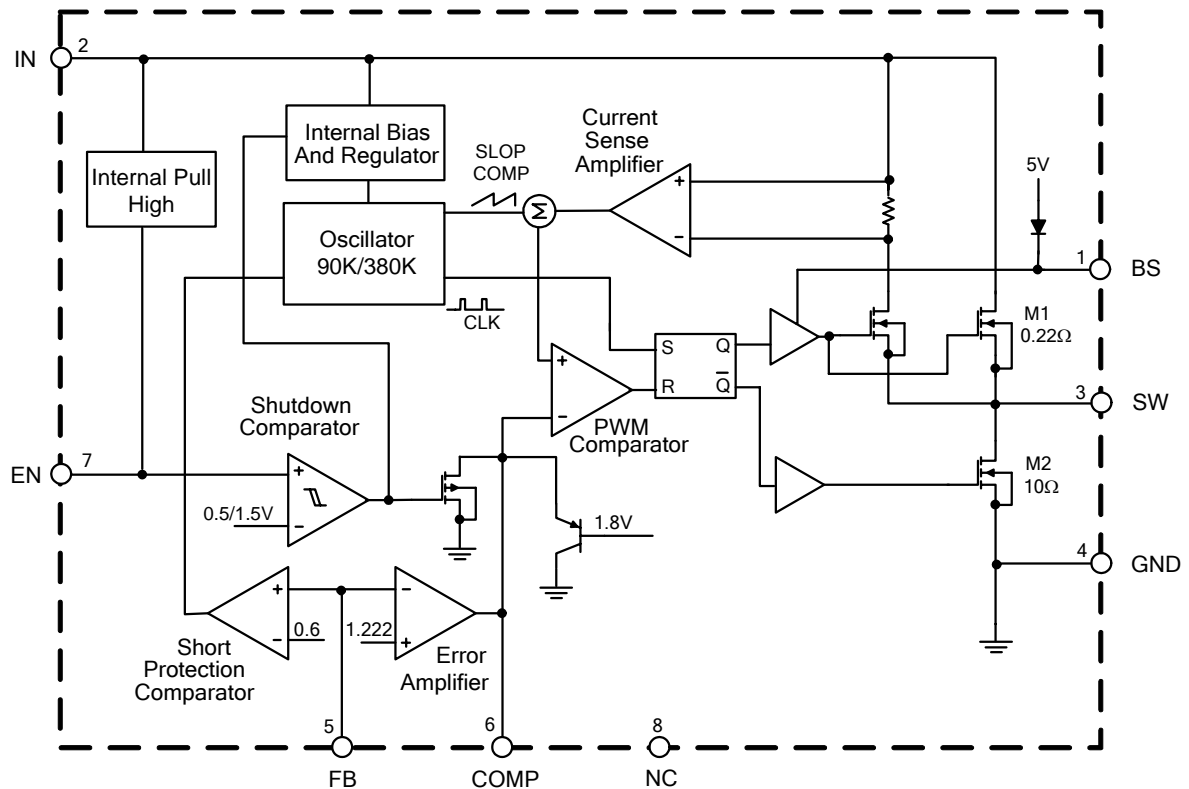


图 1. AP3202功能结构图

2.1 内置软启动

AP3202 内置了软启动电路，用以防止轻载情况下，启动时出现输出过冲，也有效减小了输入浪涌电流。当 EN 管脚悬空或者电压超过 1.5V 时芯片被开启；低于 0.5V 时，芯片被关断。

2.2 过流保护

AP3202 内置了过流保护电路，以防止芯片出现意外损坏。AP3202 会检测上端 MOSFET 漏极到源极的电流，当电流超过 3.8A 时触发 OCP 保护，这时，上管强制关断直至下一个开关周期的到来。

2.3 短路保护

由于 FB 的电压正比于输出电压的，当输出

端短路时，FB 的电压低于 0.3V，此时触发短路保护功能，系统工作频率降至 90kHz 来保护 IC。当短路现象移除后，AP3202 会重新启动。

2.4 过压保护

AP3202 内置了过压保护电路。当输出电压高于保护电压设定门限时，功率开关管都被关断。当过压现象移除以后，AP3202 会重新启动。

2.5 过温保护

AP3202 内置了过温保护电路以防止 IC 结温过高。当结温超过 160°C 时，IC 会关断内部的控制电路和功率 MOSFET 以实现保护动作。当过温故障移除并且结温降至 130°C 以下，AP3202 会重新启动。

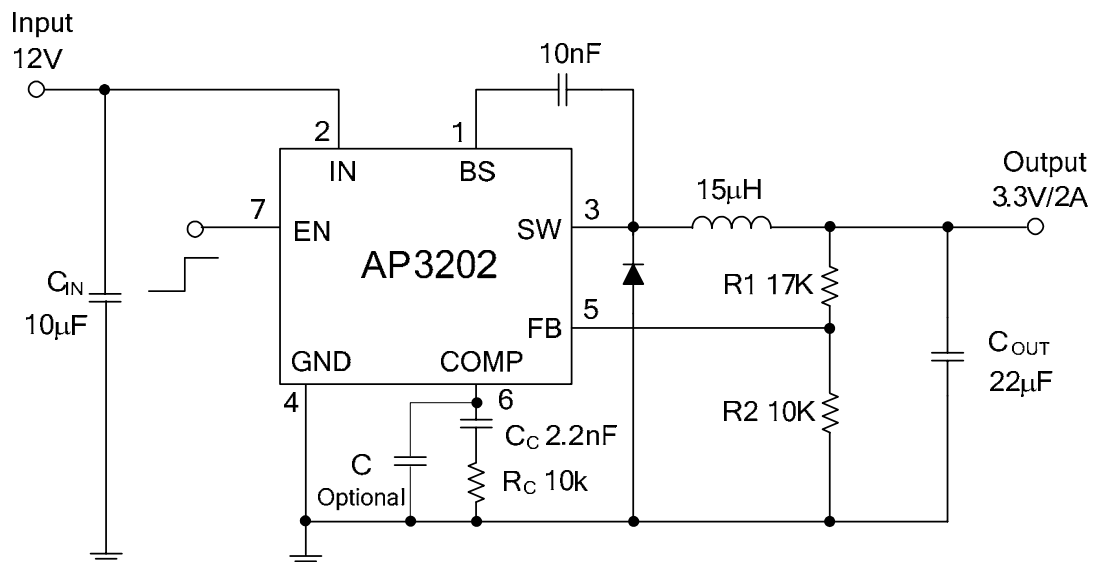


图 2. AP3202 典型应用电路图

3. 应用信息

图 2 是 AP3202 的典型应用电路图，电路参数可参照如下描述进行设定：

3.1 设定输出电压

输出电压是由连接在 FB 脚上的分压电阻进行设定的，并按照如下公式进行分压：

$$V_{FB} = V_{OUT} \times \left(\frac{R2}{R1 + R2} \right)$$

其中， V_{OUT} 表示输出电压。因此输出电压等于：

$$V_{OUT} = 1.222 \times \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

首先选择电阻 R2，这里推荐使用 10kΩ 的电阻。然后，通过下式计算 R1：

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{OUT}}{1.222} - 1 \right)$$

3.2 设定电感

电感和输出电容构成一个滤波器用以平滑输出。电感值由开关频率、负载电流、电流纹波和占空比共同决定。

使用大的电感值能减小电流纹波和输出电压纹波，但同时也伴随着电感尺寸的增大。所以选择电感时要综合考虑这些变量，进行折中选择。假设 IC 工作在连续模式，电感电流纹波大小为最大输出电流的 26%（在大多数应用中，建议设定电感纹波电流幅值为 20%-30% 的最大负载电流），所以 L1 可以由下式计算：

$$L1 = V_{OUT} \times \frac{V_{IN} - V_{OUT}}{f_{SW} \times V_{IN} \times 26\% \times I_{OUT}}$$

其中， V_{IN} 是输入电压， I_{OUT} 是输出电流， f_{SW} 是工作频率。

电感的另一个重要参数是额定电流，当电感值选定以后，最大电感电流可以由下式进行计算：

$$I_{PEAK} = I_{OUT} + \frac{(V_{IN} - V_{OUT}) \times V_{OUT}}{2 \times V_{IN} \times f_{SW} \times L1}$$

其中， I_{PEAK} 是电感电流峰值。

应该保证，所选电感的额定电流至少是峰值电流的 1.5 倍。

3.3 设定输入电容

足够的输入电容可以用来过滤输入电源噪音，限制由开关管导通引起的输入电压纹波。输入电容推荐使用陶瓷电容，因为陶瓷电容具有较小的 ESR 和封装尺寸。也可以选择钽电容和 ESR 较小的铝电解电容。

额定电压和额定有效电流是选择电容的两个重要参数。电容的额定电压至少要大于输入电压的 1.25 倍以上。而输入电容的额定有效电流可以通过下式进行计算：

$$I_{CIN_RMS} = I_{OUT(MAX)} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right)}$$

其中， I_{CIN_RMS} 表示输入电容的有效电流值。由上式可以看出，输入电容的有效电流在占空比为 50% 时最大，所以要保证电容的额定有效电流值在最恶劣的工作条件下仍有裕量。为了提高系统的可靠性和性能，建议使用低 ESR 和高额定电流值的陶瓷电容，并且优先选用具有良好的温度特性和电压特性的 X5R 系列和 X7R 系列陶瓷电容。同时，还要保证选择的电容具有足够的容值来平缓输入电压的纹波。输入电压的纹波可用下面的式子近似计算：

$$\Delta V_{IN} = \frac{I_{OUT}}{f_{SW} \times C_{IN}} \times \left(1 - \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \right) \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$$

其中， ΔV_{IN} 是输入电压的纹波。

3.4 设定输出电容

客户应该依据输出电压纹波和变换器瞬态反应的要求来选择输出电容。输出电压纹波由纹波电流决定，并受两个因素的影响：一个是输出电容容值，另一个是等效串联电阻（ESR）。输出纹波可以用下式计算：

$$\Delta V_O = \Delta I_L \times \left[R_{ESR} + \left(\frac{I}{8 \times C_{OUT} \times f_{SW}} \right) \right]$$

其中， ΔV_O 是输出电压纹波， R_{ESR} 是电容等效串

联电阻。为了减小全温范围内的电压纹波，建议使用 X5R、X7R 系列陶瓷电容，或低 ESR 的钽电容和铝电解电容。

输出电容的选择同样会影响负载瞬态变化时输出电压的变化。输出电压的变化量实际上取决于很多因素。在我们忽略控制环路带宽的影响时，可以得到输出电压变化量的表达式：

$$V_{DROF} = \Delta I_{TRAN} \times R_{ESR} + \frac{L \times \Delta I_{TRAN}^2}{C_{OUT} \times (V_{IN} - V_{OUT})}$$

其中， ΔI_{TRAN} 是输出电流变化量， V_{DROF} 是输出电压降（忽略控制环路带宽）。

当设计指标中具有明确的输出电压纹波和负载变化要求时，工程师需要谨慎的审视电容的额定电压和额定有效电流。额定电压要大于最大输出电压的 1.5 倍。在降压变换器中，输出电流是连续的，有效电流由电流纹波决定，并由下式计算：

$$I_{COUT_RMS} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}$$

其中， I_{COUT_RMS} 是输出电容有效值。

3.5 环路补偿

AP3202 使用电流模式，具有易补偿、动态特性好等优点。能否达到最佳的环路补偿取决于输出电容、电感、负载、补偿网络和器件本身。表 1 给出了典型应用条件下（图 2）补偿的参考值：

V_{IN}/V_{OUT} (V)	L (μ H)	C_{OUT} (μ F)	C_C (nF)	R_C (k Ω)	C_{OPTION} (pF)
12V/5V	15	22	1	15	None
12V/3.3V	15	22	2.2	10	None
12V/2.5V	15	22	1	5.1	None
12V/1.8V	15	22	2.2	4.3	None
5V/3.3V	22	22	3.3	9.1	None
5V/2.5V	15	22	1	4.7	None
5V/1.8V	15	22	2.2	5.1	None

表 1. AP3202 补偿系数

如果您的系统参数与上表不一致，我们需要在分析环路后才能得到最优的补偿方案。整个开环控制环路的传递函数是功率级传递函数与反馈级传递函数之积。功率级传递函数由功率调制级、输出

LC 滤波级和负载级共同组成；反馈级的传递函数由误差放大级，补偿级和反馈级组成。环路补偿的目标是使传递函数符合设计要求。在设计过程中我们要首先确定好穿越频率，穿越频率过低会导致较慢的线性和负载反应速度，而过高则会导致系统的不稳定。综合考虑，我们建议工程师将穿越频率定在小于开关频率的 1/10 的位置，穿越频率可由下式计算：

$$f_c = \left(\frac{G_{EA} \times G_{CS} \times R_C \times V_{FB}}{2\pi \times C_C \times V_{OUT}} \right) < 0.1 \times f_{SW}$$

其中， f_c 是穿越频率， G_{EA} 是误差放大器跨导系数， G_{CS} 是电流感应跨导系数，我们可以通过选择合适的 R_C 来设定所需的穿越频率。

为了得到足够的相位裕度，环路增益应以 -20db/decade 穿越。为了满足这个设计指标，输出滤波的极点 (f_{P_OUT}) 应该被误差运算放大器的零点 (f_{Z_EA}) 补偿，这些零极点分别位于：

$$f_{P_OUT} = \left(\frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_O} \right)$$

$$f_{Z_EA} = \left(\frac{1}{2\pi \times C_C \times R_C} \right)$$

一般我们会设置误差运算放大器的零点 (f_{Z_EA}) 小于 1/4 的穿越频率，所以 C_C 的值可以由下式得到：

$$C_C > \frac{4}{2\pi \times R_C \times f_c}$$

设定适当的 R_C 和 C_C 以保证系统工作在所需的瞬态响应下。如果使用的是大容量值的输出电容或有很高的 ESR 值，那么，设计者需格外重视由输出电容容值和 ESR 所决定的零点 (f_{Z_ESR})，在这种情况下，额外的补偿电容 C_{OPTION} 应该放置在 COMP 脚和 GND 脚之间。这个电容增加了一个极点来消除 f_{Z_ESR} ，保证穿越频率在 $f_{SW}/2$ 的双极点前影响相位裕度。 f_{Z_ESR} 的表达式如下所示：

$$f_{Z_ESR} = \left(\frac{1}{2\pi \times C_{OUT} \times R_{ESR}} \right)$$

其中, f_{z_ESR} 是输出滤波器的零点, 如果需要, C_{OPTION} 的值可由下式计算:

$$C_{OPTION} = \frac{C_{OUT} \times R_{ESR}}{R_C}$$

3.6 设定集流二极管

在开关关断时, 降压转换器需要一个二极管为电感电流提供一个回路。需要在 AP3202 附近 (越近越好) 放置一个快速二极管, 并且尽量使用短导程和较短的 PCB 走线。

由于肖特基二极管具有较短的开关时间和较低的正向压降, 因此很适合在此应用。集流二极管的额定反相电压和额定电流应该能够确保系统在确定的安全范围内正常运作。

3.7 自举电容

自举电容用来提供高于输入电压的电位以驱动 M1 管, 它由 IC 内部一个 5V 的电源供电, 连接在 SW 脚和 BS 脚之间, 所以需要质量良好并且适合高频的陶瓷电容。为了得到良好的性能, 建议使用 10nF, X5R 系列或是 X7R 系列的陶瓷电容。

4. PCB 布线规则

在 DC-DC 变换器中, PCB 的布线是设计中非常重要的一环。布线失误会影响系统的性能并引发 EMI 干扰问题, 好的布线应遵循以下规则:

4.1 缩短功率路径

AP3202 功率路径包括输入电容, 功率电感和输出电容, 尽量将这些功率器件放置在 PCB 板的同一侧, 通过尽可能短的厚铜连接它们。功率器件放置的位置应该尽可能的靠近, 如果功率路径过长, 路径就会表现的像一个天线, 引起 EMI 问题。

4.2 降低耦合噪声

外置的控制元器件应该尽可能的靠近 IC。

4.3 注意反馈网络

布线时应该特别注意反馈网络, 与 FB 脚相连的反馈网络应该远离电感和功率噪声路径, 且反馈网络路径远短越好。

4.4 留意过孔

过孔会引起路径的高阻抗, 如果过孔需要通过大电流, 建议使用多个过孔以减少其阻抗, 图 3、4、5 给出了 AP3202 的 PCB 布线图。

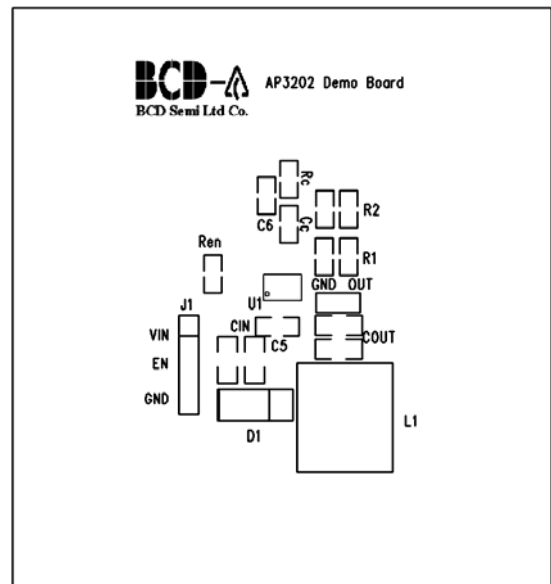


图 3. PCB 丝印层

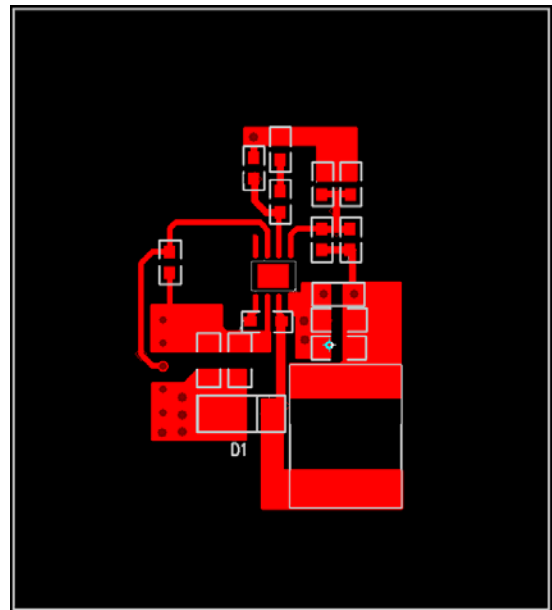


图 4. 顶层布线图

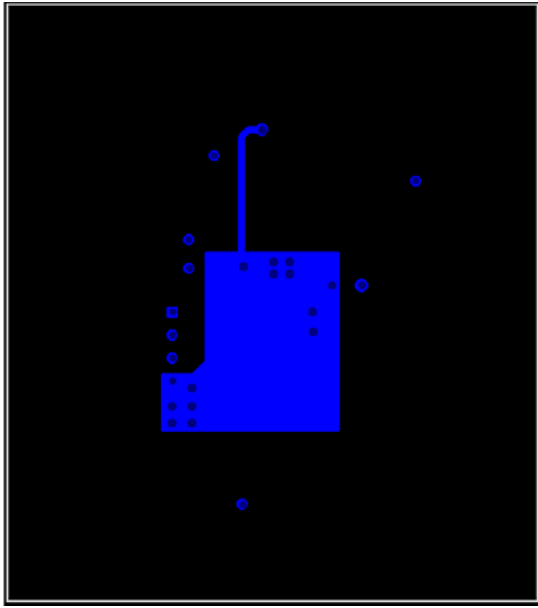


图 5. 底层布线图