

AP3502/3 应用手册

作者：韩璐
系统工程部

1. 简介

AP3502/3 是电流模式的降压变换器。它们可以驱动 2A/3A 的负载，同时具有很高的功率转换效率，以及很好的线性调整率和负载调整率。AP3502/3 具有逐周期电流保护、可编程软启动、短路保护和过温保护功能，这些功能有效地提高了系统的可靠性。

AP3502/3 是内置功率 MOSFET 开关的同步降压变换器。两个 MOSFET 交替导通来实现斩波输入电压，对电流感应信号与 EA 输出信号进行比对来共同调节输出电压和 MOSFET 开关占空比。AP3502/3 还内置有 OCP、OVP、OTP 和 UVLO 等电路模块，以提高系统可靠性。更多的描述信息请参考 AP3502/3 的功能结构框图（图 1）。

2. 总体描述

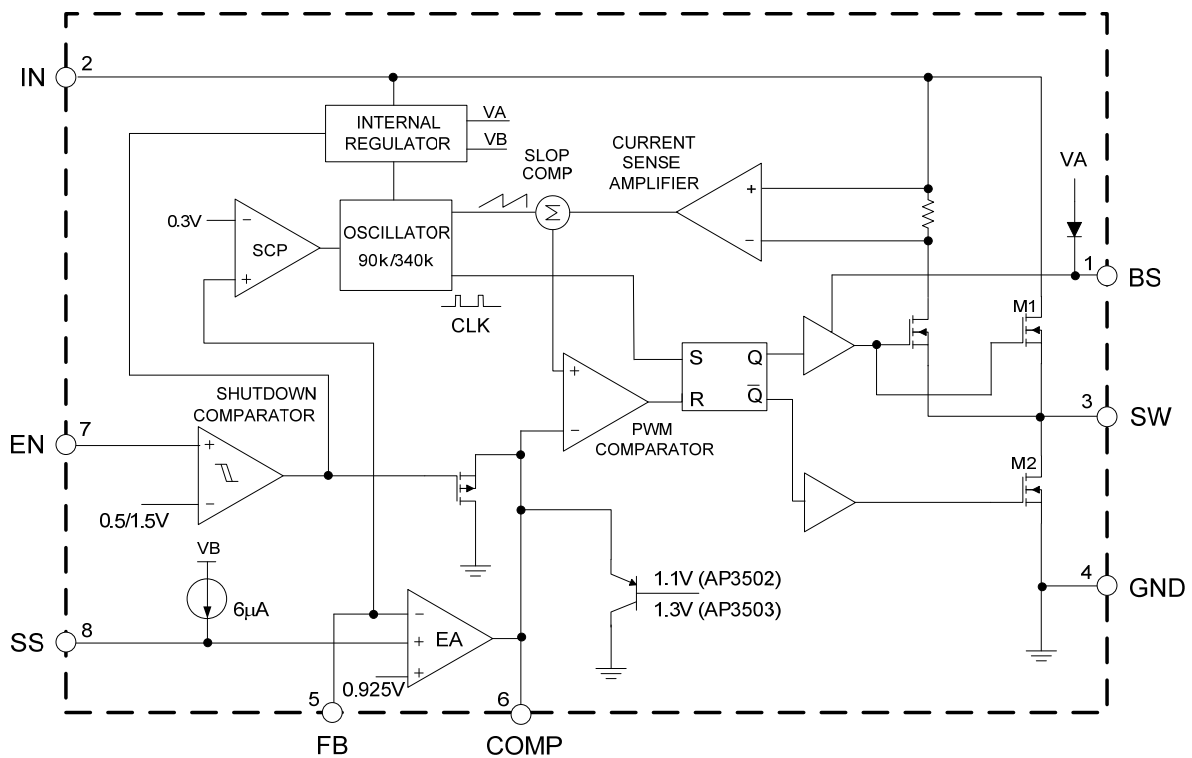


图 1. AP3502/3功能结构图

2.1 可编程软启动

AP3502/3 允许用户通过调整 C_{SS} 的容值来设定系统软启动时间。当系统启动时, IC 以 $6\mu A$ 的恒定电流对 C_{SS} 充电, 产生一个线性增加的电平信号, 这个信号回馈至 EA 的反相端, COMP 的电压会被这个信号钳位从而实现系统的软启动。这个电容可以通过下面的公式进行计算:

$$C_{SS} = t_{SS} \times \frac{6\mu A}{V_{FB}}$$

其中, C_{SS} 是连接在 SS 端的电容, t_{SS} 是软启动所需的时间, V_{FB} 是反馈电压。

2.2 过流保护

AP3502/3 内置了过电流保护电路, 以防止芯片出现意外损坏。AP3502/3 会检测上端 MOSFET 漏极到源极的电流, 当该电流超过 3.5A/5.6A 时, 就会触发 OCP 保护功能, 上管被强制关断直至下一

个开关周期的到来。

2.3 短路保护

由于 FB 脚上的电压与输出电压成正比, 当输出端短路时, FB 上的电压低于 0.3V, 此时会触发短路保护功能, 系统工作频率降至 90kHz 来保护 IC。当短路现象移除以后, AP3502/3 会重新启动。

2.4 过压保护

AP3502/3 内置有过电压保护电路。当输出电压高于保护电压设定门限时, 功率开关管全部被关断。当过压现象移除以后, AP3502/3 会重新启动。

2.5 过温保护

AP3502/3 内置有过温保护电路, 防止 IC 结温过高。当结温超过 $16^{\circ}C$ 时, IC 会关断内部的控制电路和功率 MOSFET 以实现保护功能。当过温故障移除并且结温降至 $130^{\circ}C/140^{\circ}C$ 以下时, AP3502/3 会重新启动。

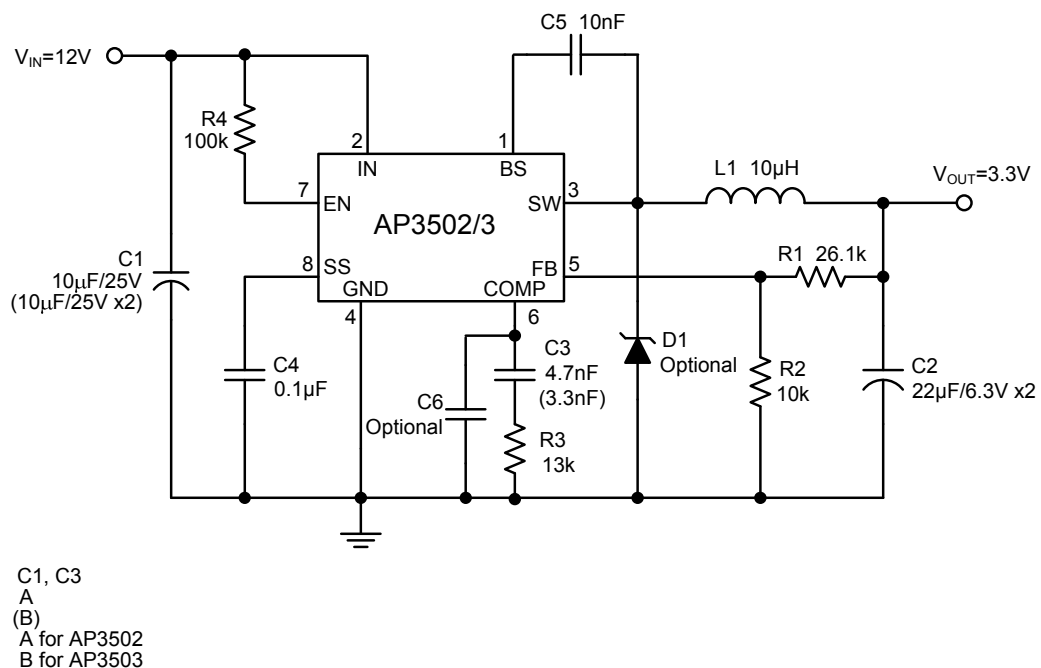


图 2. AP3502/3 典型应用电路图

3. 应用信息

图 2 是 AP3502/3 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

输出电压由连接在 FB 脚上的分压电阻设定。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_{FB} 是反馈电压，其值为 0.925V， V_{FB} 表示输出电压。因此输出电压可表示为：

$$V_{OUT} = 0.925 \times \left(\frac{R1 + R2}{R2} \right)$$

首先确定 R2 阻值，这里推荐使用 10kΩ。然后，通过下式计算 R1：

$$R1 = R2 \times \left(\frac{V_{OUT}}{0.925} - 1 \right)$$

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。

电感值较大的电感可以减小电流纹波和输出电压纹波，但同时也伴随着较大的电感尺寸。所以，选择电感时要综合考虑这些变量因素；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最大负载电流的 20%到 30%），所以 L1 可由下式进行计算：

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

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。应该保证所选择的电感额定电流值至少是该峰值电流的 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声，限制由开关管导通所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 和较小的封装尺寸。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大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， V_{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之要求来选择输出电容。输出电压纹波由纹波电流决定，它受两个因素的影响：一个是输出电容容值，一个是等效串联电阻（ESR）。输出纹波可以用下式计算：

$$\Delta V_{OUT} = \Delta I_L \times \left[R_{ESR} + \left(\frac{1}{8 \times C_{OUT} \times f_{SW}} \right) \right]$$

其中， ΔV_{OUT} 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会受到很多因素的影响。在我们忽略控制环路带宽的影响后，输出电压变化量可以近似表示如下：

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

其中， I_{TRAN} 是输出电流变化量， V_{DROD} 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 1.5 倍的最大输出电压。在降压变换器中，输出电流是连续的，有效电流是由电流纹波决定的，它可以由下式进行计算：

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

其中， I_{COUT_RMS} 是输出电容有效值。

3.5 环路补偿

AP3502/3 使用电流模式控制，具有易补偿、动态特性好等优点。最佳的环路补偿特性取决于输出电容、电感、负载、补偿网络和器件本身。表 1、2 给出了典型应用条件下（如图 2）补偿的参考值：

V_{IN}/V_{OUT} (V)	R1 (kΩ)	C3 (nF)	R3 (kΩ)
12/1.2	3	4.7	7.5
12/1.8	9.53	6.8	15
12/2.5	16.9	5.6	13
12/3.3	26.1	4.7	13
12/5	44.1	3.3	13

表 1. AP3502 补偿系数

V_{IN}/V_{OUT} (V)	R1 (kΩ)	C3 (nF)	R3 (kΩ)
12/1.2	3	6.8	7.5
12/1.8	9.53	6.8	10
12/2.5	16.9	5.6	10
12/3.3	26.1	3.3	13
12/5	44.1	2.2	13

表 2. AP3503 补偿系数

如果您所需系统的输入/输出值无法在上表中找到，我们需要在分析环路后才能得到最优的补偿。整个开环控制环路的传递函数是由功率级和反馈级的传递函数相乘后得到的。功率级传递函数是由功率调制级、输出 LC 滤波级和负载级共同构成的；反馈级的传递函数由误差放大级，补偿级和反馈级构成。

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穿越频率，过低的穿越频率会导致较慢的线性和负载反应速度。而过高的穿越频率则可能会导致系统不稳定。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：

$$f_c = \left(\frac{G_{EA} \times G_{CS} \times R3}{2\pi \times C_{OUT}} \times \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} \right) < 0.1 \times f_{SW}$$

其中， f_c 是穿越频率， G_{EA} 是误差放大器， G_{CS} 是电流感应跨导系数，我们可以通过选择合适的 R3 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：

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

$$f_{Z_EA} = \left(\frac{1}{2\pi \times C3 \times R3} \right)$$

一般我们会设置误差运算放大器的零点 (f_{P_OUT}) 小于 1/4 的穿越频率，所以 C3 的值可以由下式得到：

$$C3 > \frac{4}{2\pi \times R3 \times f_c}$$

设定适当的 R3 和 C3 来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是有很高的 ESR 值，那么计算式中由输出电容容值和 ESR 构成的零点就需要设计者格外重视，在这种情况下，额外的补偿电容 C6 应该放置在 COMP 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：

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

其中， f_{Z_ESR} 是输出滤波器的零点，如果需要， $C6$ 的值可由下式计算：

$$C6 = \frac{C_{OUT} \times R_{ESR}}{R3}$$

3.6 自举电容

自举电容是用来提供高于输入电压的电位以驱动M1管，自举电容由IC内部的一个5V的电源供电，它连接在SW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

AP3502/3 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在同一层连接它们。功率器件应该尽可能的互相靠近，如果功率路径过长，就会像一个天线一样，从而引起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，且反馈网络路径越短越好。

4.4 留意过孔

过孔会引起路径的高阻抗，如果设计中，大电流需要通过过孔，建议使用多个过孔以减少其阻抗。AP3502/3 的典型PCB布线如图3和图4所示。

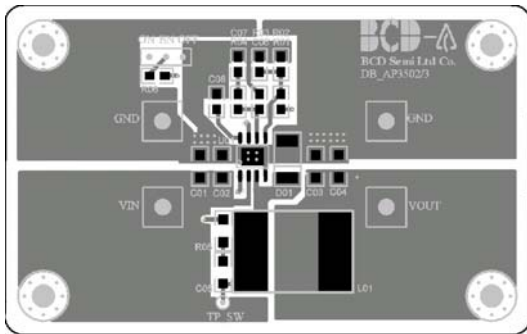


图 3. 顶层布线图

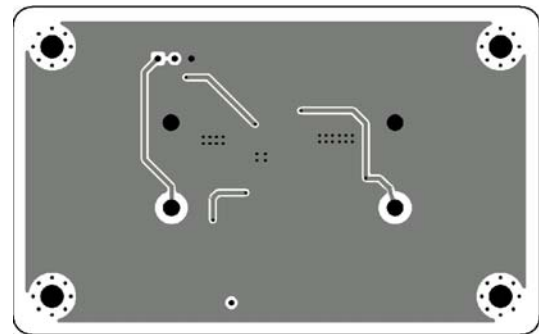


图 4. 底层布线图