

线性稳压器： 工作原理极其补偿

美国国家半导体公司
应用注释1148
Chester Simpson
2000年5月



引言

随着电池供电设备在过去十年间的快速增长，诸如LM340和LM317这类符合原业界标准的稳压器件已无法满足新的需要。这些稳压器内部使用一个NPN达林顿调整管（见图1），在本文中称其为**NPN稳压器**。正由新型的低压差稳压器（LDO）和准LDO稳压器（quasi-LDO）来满足更高的性能需求。

NPN稳压器

在NPN稳压器内部使用一个PNP管来驱动NPN达林顿调整管，为了使器件能稳压工作，输入输出之间至少要保持1.5V到2.5V的压降（dropout voltage）。这个最小电压“裕量”（也称之为压降）是：

$$V_{DROP} = 2V_{BE} + V_{SAT} \text{ (NPN REG)}$$

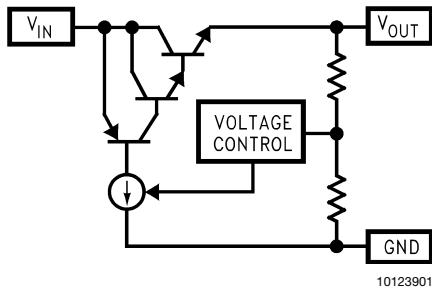


图1. NPN稳压器

LDO稳压器

在LDO（低压降）稳压器中，调整管是单个PNP管（图2）。LDO的最大优势就是PNP管在调节输出时仅有很小的压降，LDO的压降为：

$$V_{drop} = V_{sat} \text{ (LDO稳压器)}$$

满载时压降的典型值小于500mV，轻载时的压降仅有10mV到20mV。

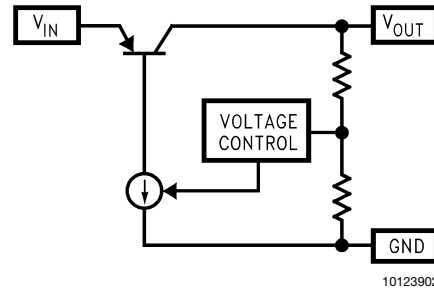


图2. PNP LDO稳压器

准LDO稳压器

另一种已广泛应用于某些场合（例如5V到3.3V的转换器）是准LDO稳压器（图3）。准LDO的压降介于NPN达林顿稳压器和LDO稳压器之间而得名，由单个PNP管来驱动单个NPN调整管。因此，它的压降介于NPN稳压器和LDO之间：

$$V_{DROP} = V_{BE} + V_{SAT}$$

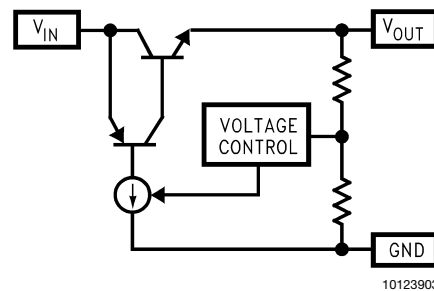


图3. 准LDO稳压器

稳压器的基本原理

所有三种稳压器都利用了相同的技术，将输出电压调节为一个固定值（恒定值，见图4）。

通过连接到误差放大器反相输入端的分压电阻对输出电压进行采样（测量），误差放大器的同相输入端接到一个参考电压，该参考电压由IC内部的带隙参考源产生。误差放大器总是试图迫使其两个输入端电压相等。为此，它控制调整管输出足够的负载电流以保证输出电压稳定：

$$V_{OUT} = V_{REF} (1 + R1/R2)$$

稳压器的基本原理(续)

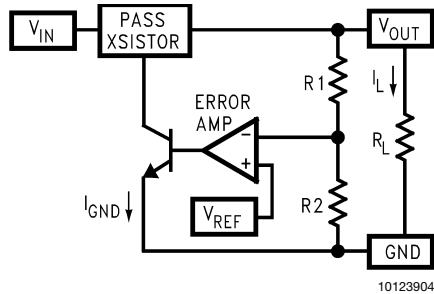


图4.稳压器

性能比较

NPN稳压器，LDO稳压器和准LDO稳压器在电性能参数上的最大区别体现在（先前定义的）压降和接地引脚电流。前文已经论述了压降。为便于分析，我们定义地脚电流为 I_{GND} （参见图4），并忽略了IC到地的小偏置电流。那么， I_{GND} 等于负载电流 I_L 除以调整管的电流增益。

在NPN稳压器中，达林顿管的增益很高，所以只需很小的电流来驱动负载电流 I_L 。这样它的地脚电流 I_{GND} 也会很低，一般只有几个mA。准LDO也有较好的性能，如美国国家半导体的LM1085只有10mA的地脚电流，但能输出3A的负载电流。

然而，LDO的地脚电流会比较高。在满载时，PNP管的 β 值一般是15~20。也就是说LDO的地脚电流一般达到负载电流的7%。

NPN稳压器的最大好处就是无条件的稳定（大多数器件无需外接电容）。在LDO输出端至少需要一个外部电容，以减少回路带宽及提供一些正的相移补偿。一般准LDO也需要输出电容，但容值小于LDO的要求，并且对其特性的局限也较少。

反馈及回路的稳定性

所有稳压器都使用反馈回路以保持输出电压的稳定。反馈信号在通过回路后都会在增益和相位上有所改变，通过在单位增益（0dB）频率下的相位偏移总量来确定回路的稳定性。

波特图

回路的稳定性可用波特图来确认，图中回路的增益（单位为dB）是频率的函数（见图5）。回路增益及其相关内容在下节介绍。

可以用网络分析仪测量回路增益，网络分析仪向反馈回路注入低电平的正弦波，然后从直流信号扫描到使增益下降到0dB的频率来测量增益的响应。

波特图是很方便的工具，它包含判断闭环系统稳定性的所有必要信息。然而，解析包含在波特图内的信息须理解下面几个关键参数：**环路增益**，**相位裕度**、**极点和零点**。

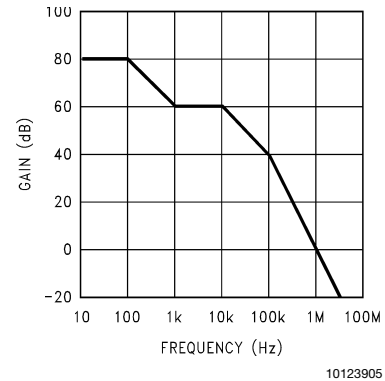


图5.典型的波特图

回路增益

每个闭环系统都有一个称之为回路增益的特性。在分析稳压电路时，将回路增益定义为反馈信号通过整个回路后的电压增益。为了更好地解释这个概念，对图2中LDO的结构框图作如下的修改（见图6）。

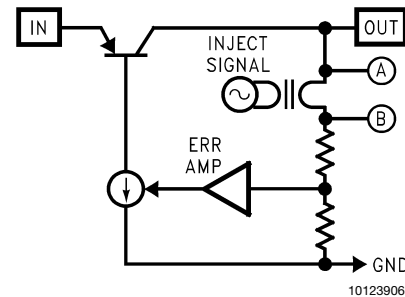


图6.环路增益实例

变压器用来将交流信号注入到反馈回路的“A”、“B”两点之间。借助这个变压器，用小信号正弦波来“调制”反馈信号。可以测量出A、B两点间的交流电压，然后计算回路增益。回路增益定义为两点电压的比值：

$$\text{Loop Gain} = V_a / V_b$$

需要注意的是，从 V_b 点开始传输的信号，通过回路时会出现相移，最终到达 V_a 点。相位偏移量决定了回路的稳定程度。

反馈

如前所述，所有的稳压器都采用反馈以使输出电压稳定。输出电压是通过电阻分压器采样的（图6），并且该分压信号反馈到误差放大器的一个输入端，误差放大器的另一个输入端接参考电压，误差放大器将控制调整管的输出电流以保持直流电压的稳定输出。

反馈及回路的稳定性(续)

需要注意的是，为了实现稳定的回路就必须使用负反馈。负反馈，有时亦称为退化的反馈，与源信号的极性相反（见图7）。

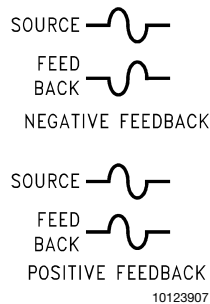


图7.反馈信号

负反馈与源的极性相反，它总是阻止输出的任何变化。也就是说，如果输出电压趋于变高（或变低），负反馈回路总会阻止其变化，强制输出电压回到正常值。

正反馈是指当反馈信号与源信号有相同的极性时发生的反馈。此时，回路响应会与发生变化的方向一致。显而易见不能达到输出的稳定，不能消除输出电压的改变，反而将变化趋势扩大了。

显然，不会有人在线性稳压器的设计中故意使用正反馈。但是如果出现 180° 的相移，负反馈就会变成正反馈。

相位偏移

相位偏移就是反馈信号经过整个回路后出现的相位改变的总和（相对起始点）。相位偏移，单位用度表示，通常使用网络分析仪测量。理想的负反馈信号与源信号相位差 180° （如图8），因此它的起始点在 -180° 。在图7中可以看到 180° 的偏置，也就是波形差半周。

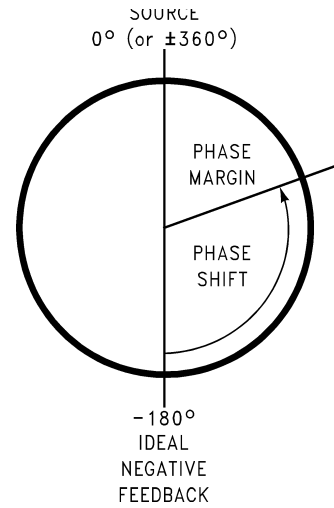


图8.相移图

可以看到，从 -180° 开始，增加 180° 的相移（正相或者反相），信号相位回到零度，就会使反馈信号与源信号的相位相同，从而造成回路不稳定。

相位裕度

相位裕度（单位为度），定义为频率的回路增益等于 0dB （单位增益）时，反馈信号总的相位偏移与 -180° 的差。一个稳定的回路一般需要 20° 的相位裕度。

相位偏移和相位裕度可以通过波特图中的零、极点计算获得。

极点

极点被定义为（相对于极点之前的）增益曲线斜率出现 $-20\text{dB}/十倍频程$ 变化的频点（见图9）。请注意其叠加性：每个增加的极

反馈及回路的稳定性(续)

点以因子" n " \times ($-20\text{dB}/十倍频程$) 增加负的斜率, 此处 " n " 是增加的极点数目。

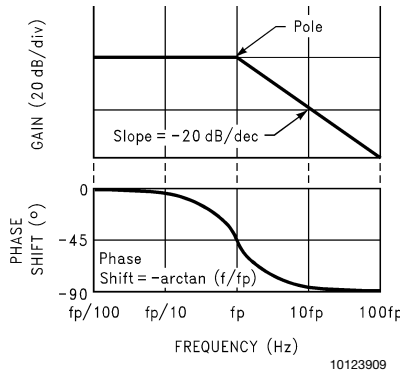


图9.极点增益/相位图

每个极点表示的相位偏移都与频率相关, 相移从 0 到 -90° (增加极点就增加相移)。最重要的是几乎所有由极点 (或零点) 引起的相移都是在十倍频程范围内。

注意: 一个极点只能增加 -90° 的相移, 所以最少需要两个极点来到达 -180° (发生不稳定的条件)。

零点

零点被定义为(相对于零点之前的)增益曲线斜率出现 $+20\text{dB}/十倍频程$ 变化的频点 (如图10)。正如之前所述, 增加的零点所产生的斜率变化效应是可迭加的。

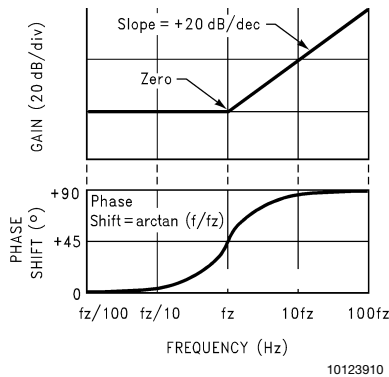


图10.零点增益/相位图

零点产生的相移为 0 到 $+90^\circ$, 在零点频率上有 $+45^\circ$ 角的相移。最重要的是认识到零点就是“反极点”, 它在增益和相位上的效果与极点恰恰相反。

这也就是为什么要在LDO稳压器的回路中故意添加零点的原因: 零点可以抵消极点的影响, 这种影响若不予以补偿会导致电路不稳定。

波特图分析

用包含三个极点和一个零点的波特图 (图11) 来分析增益和相位裕度。

假设直流增益为 80dB , 第一个极点发生在 100Hz 处。在此频率处增益曲线的斜率变为 $-20\text{dB}/十倍频程$ 。

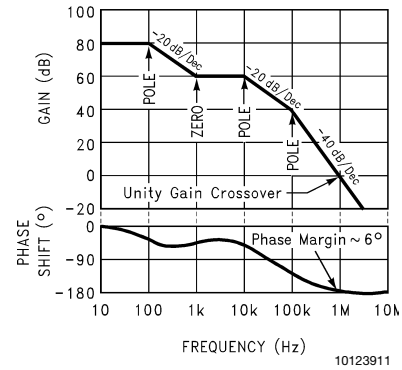


图11.带有相位信息的波特图

1kHz 处的零点使斜率变为 $0\text{dB}/十倍频程$, 到 10kHz 处斜率又变成 $-20\text{dB}/十倍频程$ 。

在 100kHz 处的第三个也是最后一个极点将斜率最终变为 $-40\text{dB}/十倍频程$ 。

由图11中可看到单位增益点 (0dB) 的交越频率是 1MHz 。 0dB 频率有时也被称之为回路带宽。

相位偏移图表示了零、极点的不同分布对反馈信号的影响。为了产生这个图, 就要根据分布的零点、极点计算相移的总和。在任意频率 (f) 上的极点相移, 可以通过下式计算获得:

$$\text{极点相移} = -\arctan(f/f_p)$$

在任意频率 (f) 上的零点相移, 可以通过下式计算获得:

$$\text{零点相移} = \arctan(f/f_z)$$

此回路稳定吗? 为了回答这个问题, 我们不必作复杂的计算, 只需要知道 0dB 时的相移 (此例中是 1MHz)。

如前节所述, 一个极点或零点在以极点(或零点)的中心频率上下一个十倍频程范围内贡献其几乎所有的相移。

反馈及回路的稳定性(续)

因此，前两个极点和第一个零点贡献它们各自的总相移为 -180° 和 $+90^\circ$ ，最终导致网络的净相移变为 -90° 。

最后一个极点在十倍频程中出现了0dB点。代入零点相移公式，可以计算出该极点产生了 -84° 的相移（在1MHz时）。加上原来的 -90° 相移，全部的相移是 -174° （也就是说相位裕度是 6° ）。由此得出结论，该回路不能保持稳定，可能会引起振荡。

NPN稳压器的补偿

NPN 稳压器的调整管（见图1）的连接是共集电极方式。所有共集电极电路的一个重要特性就是低输出阻抗，意味着回路增益曲线的功率台阶上的极点出现在较高频处。

由于NPN稳压器没有固有的低频极点，所以它使用了一种称为**主极点补偿**的技术。方法是在稳压器的内部集成了一个电容，该电容在环路增益的低频端添加了一个极点（见图12）。

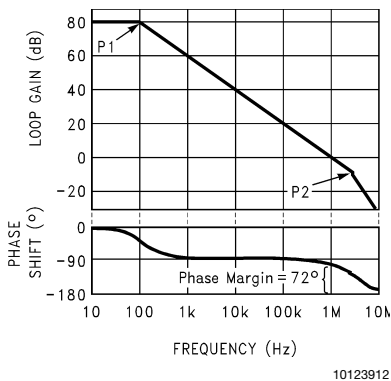


图12.NPN稳压器的波特图

NPN稳压器的**主极点**用P1点表示，一般设置在100Hz处。100Hz处的极点使增益以 $-20\text{dB}/十倍频程$ 的斜率减小，直到3MHz处的第二个极点（P2）。在P2处，增益曲线的斜率又增加了 $-20\text{dB}/十倍频程$ 。

P2的频率主要取决于 NPN 功率管及相关驱动电路，因此有时也称此点为**功率极点**。另外，P2点出现在回路增益为 -10dB 处，因此它对单位增益（0dB）频率处（1MHz）的相移贡献很小。

为了确定稳定性，只需要计算0dB频率处的相位裕度。

第一个极点（P1）会产生 -90° 的相位偏移，但是第二个极点（P2）只增加了 -18° 的相位偏移（1MHz处）。也就是说0dB点处的相位偏移为 -108° ，相位裕度为 72° ，表明回路非常稳定。

需要注意的是，简单观察即可看出回路的稳定性，由于

使回路达到 -180° 的相移（不稳定点）需要两个极点各贡献全部 -90° 的相移，而极点P2又在较高频率处，所以它在0dB（1MHz）处的相移贡献就很小了。

LDO稳压器的补偿

LDO稳压器中的PNP调整管的接法为**共射极方式**。它相对共集电极方式有更高的输出阻抗。由于**负载阻抗和输出容抗**的影响在低频程处会出现低频极点。此极点又被称为**负载极点**，用PL表示。负载极点的频率由下式计算：

$$f(PL) = 1 / (2\pi \times R_{load} \times C_{out})$$

由此式可知，LDO不能通过简单地添加主极点的方式实现补偿。为什么？先假设一个5V/50mA的LDO稳压器有下面的条件：

在最大负载电流时，负载极点（PL）频率由下式给出：

$$PL = 1 / (2\pi \times R_{load} \times C_{out}) = 1 / (2\pi \times 100 \times 10^{-5}) = 160\text{Hz}$$

假设内部的补偿在1kHz处添加了一个极点(P1)。由于PNP功率管和驱动电路的存在，在500kHz处会出现一个功率极点（PPWR）。

假设直流增益为80dB，在最大输出电流时的负载阻值为 $R_L = 100\Omega$ ，输出电容为 $C_{out} = 10\mu\text{F}$ 。

使用上述条件可以画出相应的波特图（如图13）。

可以看出回路是不稳定的。极点PL和P1分别产生 -90° 的相移。在0dB处（此例为40kHz），相移达到了 -180° 为了减少负相移（阻止振荡），在回路中必须添加一个零点。一个零点可以产生 $+90^\circ$ 的相移，它会

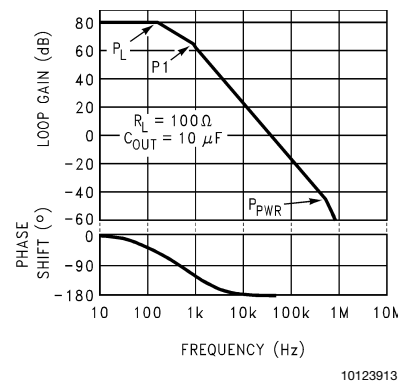


图13.未经补偿的LDO增益波特图

LDO稳压器的补偿（续）

因此，几乎所有的单片LDO都需要在回路中添加这个零点。该零点一般是通过输出电容内在的等效串联电阻（通常简称为ESR）获得的。

使用ESR补偿LDO

等效串联电阻（ESR）是每个电容都具有的一个基本特性。可以将电容表示为电阻与电容的串联等效电路（图14）。

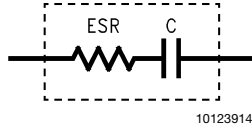


图14.电容器的ESR等效电路图

输出电容的ESR在回路增益中产生一个零点，可以用来减少过量的负相移。零点处的频率值（Fzero）直接与ESR和输出电容值相关：

$$F_{zero} = 1 / (2\pi \times C_{out} \times ESR)$$

再看上一节的例子（图13），假设输出电容值 $C_{out} = 10\mu F$ ，输出电容的 $ESR = 1\Omega$ 。则零点发生在16kHz处。图15的波特图显示了添加此零点如何使不稳定的系统恢复稳定。

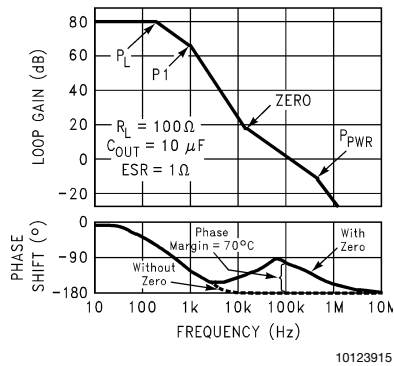


图15.用ESR零点稳定LDO

回路的带宽增加了，单位增益（0dB）的交点频率从30kHz移到了100kHz。到100kHz处该零点总共增加了 $+81^\circ$ 相移。也就是减少了极点 P_L 和 P_1 造成的负相移。极点 P_{pwr} 在500kHz处，在100kHz处它仅增加了 -11° 的相移。累加所有零、极点的相移贡献，0dB处的总相移为 -110° 。也就是有 $+70^\circ$ 的相位裕度，系统非常稳定。

这就解释了选择合适ESR值的输出电容可以产生零点来稳定LDO系统。

ESR和稳定性

通常所有的LDO都会要求其输出电容的ESR值在某一特定范围内，以保证输出的稳定性。LDO制造商会提供一系列由输出电容ESR和负载电流组成的定义稳定范围的曲线（图16），作为选择电容时的参考。

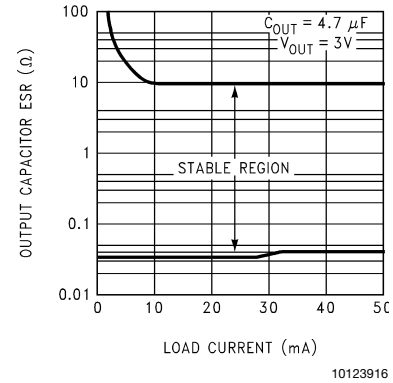


图16.LDO的ESR稳定范围曲线

要解释为什么会有这些范围的存在，我们使用前面提到的例子来说明ESR的高低对相位裕度的影响。

高ESR

同样使用上一节提到的例子，我们假设 $10\mu F$ 输出电容的ESR增加到 20Ω 。这将使零点的频率降低到800Hz（图17）。降低零点的频率会使回路的带宽增加，它的单位增益（0dB）的交点频率从100kHz提高到2MHz。带宽的增加意味着极点 P_{pwr} 会出现在通带内（对比图15）。分析图17波特图中曲线的相位裕度，发现如果同时拿掉该零点和 P_1 或 P_L 中的一个极点，对曲线的形状影响很小。也就是说该回路受到 -90° 相移的低频极点和发生 -76° 相移的高频极点 P_{pwr} 的共同影响。

ESR和稳定性(续)

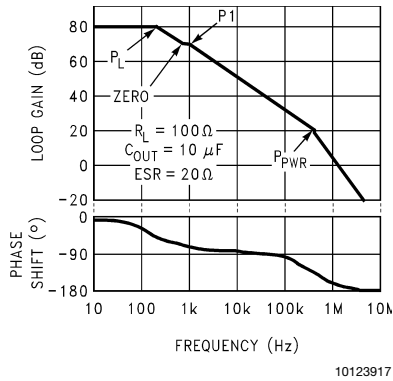


图17.高ESR引起回路振荡的波特图

尽管有 14° 的相位裕度 (系统可能会稳定), 但很多经验测试数据显示, 当 $ESR > 10\Omega$ 时, 由于其它的高频极点的贡献 (在此简单模型中未表示) 很可能会引入不稳定性。

低ESR

选择具有很低ESR的输出电容, 由于一个不同的原因也会产生振荡。继续沿用上一节的例子, 假定 $10\mu\text{F}$ 输出电容的ESR只有 $50\text{m}\Omega$, 则零点的频率会变到 320kHz (图18)。

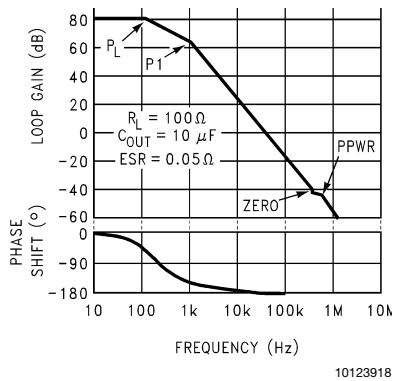


图18.低ESR引起回路不稳定

不用计算就知道系统是不稳定的。两个极点 P_1 和 P_L 在 0dB 处共产生了 -180° 的相移。如果要系统稳定, 则零点应该在 0dB 点之前补偿正相移。然而, 零点在 320kHz 处, 已经在系统带宽之外了, 所以无法起到补偿作用。

输出电容的选择

综上所述, 输出电容是用来补偿LDO稳压器的, 所以选择时必须谨慎。基本上所有的LDO应用中引起的振荡都是由于输出电容的ESR过高或过低造成的。

为LDO选择输出电容, 通常钽电容是最好的选择 (除了一些使用陶瓷电容而专门设计的LDO, 例如: LP2985)。测试一个AVX的 $4.7\mu\text{F}$ 钽电容, 可知它在 25°C 时ESR为 1.3Ω , 该值处在稳定范围的中心 (图16)。

另一点非常重要, AVX电容的ESR在 -40°C 到 $+125^\circ\text{C}$ 温度范围内的变化小于2:1。铝电解电容在低温时的ESR呈指数增长, 所以不适合作LDO的输出电容。

必须注意通常大的陶瓷电容 ($\geq 1\mu\text{F}$) 有很低的ESR ($< 20\text{m}\Omega$), 这几乎会使 (除了LP2985之外的) 所有LDO稳压器产生振荡。如果使用陶瓷电容就要串联电阻以增加ESR。大容量陶瓷电容的温度特性很差 (典型的是Z5U型), 也就是说在工作范围内温度的上升和下降会使容值成倍地变化, 所以不推荐使用。

准LDO补偿

准LDO (图3) 的稳定性和补偿, 应考虑它兼有LDO和NPN稳压器的特性。因为准LDO稳压器利用NPN调整管, 它的共集电极组合也就使它的输出极 (射极) 看上去有相对低的阻抗。

然而, 由于NPN的基极是由高阻抗PNP电流源驱动的, 所以准LDO的输出阻抗不会象使用NPN达林顿管的NPN稳压器的那么低 (当然它比由PNP管集电极输出的真正LDO的输出阻抗要低很多)。

也就是说有点麻烦的准LDO的功率极点频率比NPN稳压器的低, 因此准LDO也需要一些 (输出电容的) 补偿以达到稳定。当然, 这个功率极点的频率要比LDO的极点频率高很多, 因此准LDO只需要很小的电容, 而且对ESR的要求也不很苛刻。

例如, 准LDO LM1085可以输出高达 3A 的负载电流, 却只需 $10\mu\text{F}$ 的输出钽电容来维持稳定性。准LDO的制造商未必提供ESR范围的曲线图, 所以准LDO对电容的ESR要求很宽松。

要求低ESR的特定LDO

美国国家半导体的两款LDO, LP2985和LP2989, 要求贴装象陶瓷电容一样超低ESR的输出电容。这种电容的ESR可以低

要求低ESR的特定LDO(续)

到5~10mΩ。然而这样小的ESR会引起典型的LDO稳压器振荡（如图18所示）。

为了使LP2985用如此低ESR的电容仍能稳定工作，使用内置零点代替了先前钽输出电容的ESR零点。这样做是为了将稳定的ESR取值上限降低。内部未加零点的典型LDO的稳定ESR取值范围一般为100mΩ-5Ω，只适合使用钽电容而不能陶瓷电容。LP2985的ESR稳定范围低至3 MΩ，高达500MΩ，因此可以使用陶瓷电容。

要明了将ESR取值上限降低的原因，请参考图15。上文提到，此LDO的零点已被集成在IC内部。因此外部电容产生的ESR零点必须处在足够高的频率，使带宽不会很宽。否则，高频极点会产生足够大的相移而导致振荡。

使用FET（场效应管）的优点

LDO稳压器可以使用P-FET（P沟道场效应管）作为调整管（图19）。

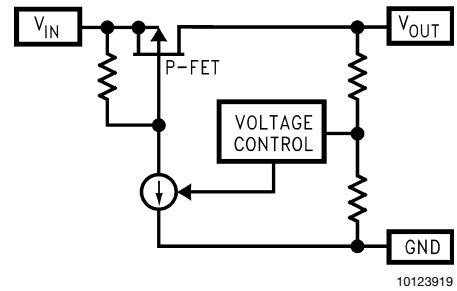


图19.P沟道场效应管LDO稳压器

为了解使用P-FET LDO的好处，应注意到，在PNP LDO（图2）中功率管需要的所有基极电流由地脚流出并由输入电压的负端返回。因此，从输入电源汲取的基极驱动电流并未用来驱动负载。它在LDO稳压器中耗损的功耗由下式计算：

$$PWR (\text{Base Drive}) = V_{in} \times I_{base}$$

需要驱动PNP管的基极电流等于负载电流除以β值（PNP管的增益）。在一些PNP LDO稳压器中β值一般为15~20（与负载电流相关）。此基极驱动电流产生的功耗不是我们所期望的（尤其是在电池供电的低功耗应用中）。P沟道场效应管（P-FET）的栅极驱动电流极小，较好地解决了这个问题。

P-FET LDO稳压器的另一个优点是调整场效应管（FET）的导通电阻使稳压器的压降更低。对于集成的稳压器而言，在场效应功率管的单位面积导通电阻会比双极型开关管的导通电阻低。这就可以在更小封装下输出更大的电流。

注释

对于上述任何电路的使用，美国国家半导体公司不承担任何责任且不默示任何电路专利许可。美国国家半导体公司保留随时更改上述电路和规格的权利，恕不另行通知。想了解最新的产品信息，请访问我们的网址：www.national.com。

生命支持策略

未经美国国家半导体公司的总裁和首席律师的明确书面审批，不得将美国国家半导体公司的产品作为生命支持设备或系统中的关键部件使用。特此说明：

1. 生命支持设备/系统指：(a) 打算通过外科手术移植到体内的生命支持设备或系统；(b) 支持或维持生命，依照使用说明书正确使用时，有理由认为其失效会造成用户严重伤害。
2. 关键部件是在生命支持设备或系统中，有理由认为其失效会造成生命支持设备/系统失效，或影响生命支持设备/系统的安全性或效力的任何部件。

禁用物质合规

美国国家半导体公司制造的产品和使用的包装材料符合《消费产品管理规范（CSP-9-111C2）》以及《相关禁用物质和材料规范（CSP-9-111S2）》的条款，不包含CSP-9-111S2限定的任何“禁用物质”。无铅产品符合RoHS指令。



National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
Email: new.feedback@nsc.com
Tel: 1-800-272-9959

www.national.com

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
Fax: 81-3-5639-7507
Email: jpn.feedback@nsc.com
Tel: 81-3-5639-7560