

应用工程师问答 41——LDO 的运行困境：低裕量和最小负载

LDO 裕量及其对输出噪声和 PSRR 的影响

作者：Glenn Morita

基于深亚微米工艺的最新千兆级模拟电路对电源电压的要求越来越低，在有些情况下，还不到 1 V。这些高频电路往往需要较大的供电电流，因此，可能在散热方面存在困难。设计目标之一是使功耗降至电路性能绝对需要的水平。

开关模式 DC-DC 转换器是最高效的电源，有些器件效率可超过 95%，但其代价是电源噪声，通常在较宽带宽范围内都存在噪声问题。通常用低压差线性调节器(LDO)清除供电轨中的噪声，但也需要，在功耗和增加的系统热负荷之间做出权衡。为了缓解这些问题，使用 LDO 时，可使输入和输出电压之间存在较小的压差（裕量电压）本文旨在讨论低裕量电压对电源抑制和总输出噪声的影响。

LDO 电源抑制与裕量

LDO 电源抑制比(PSRR)与裕量电压相关——裕量电压指输入与输出电压之差。对于固定裕量电压，PSRR 随着负载电流的提高而降低，大负载电流和小裕量电压条件下尤其如此。图 1 所示为 ADM7160 超低噪声、2.5 V 线性调节器在 200 mA 负载电流和 200 mV、300 mV、500 mV 和 1 V 裕量电压条件下的 PSRR。随着裕量电压的减小，PSRR 也会减小，压差可能变得非常大。例如，在 100 kHz 下，裕量电压从 1 V 变为 500 mV，结果将使 PSRR 减少 5 dB。然而，裕量电压的较小变化，从 500 mV 变为 300 mV，结果会导致 PSRR 下降 18 dB 以上。

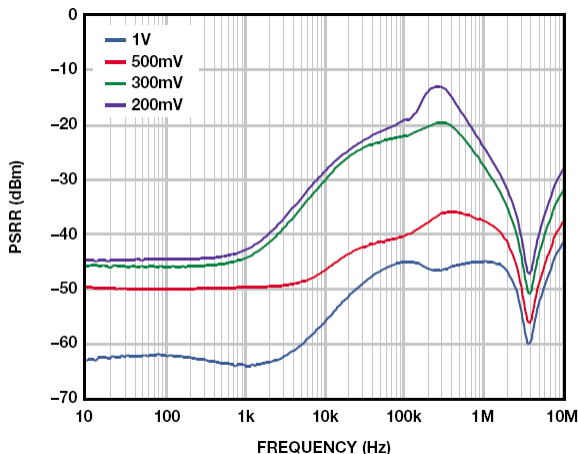
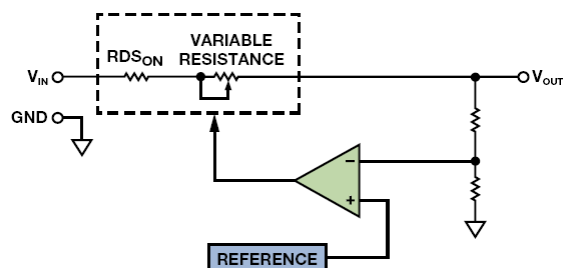


图 1. ADM7160 PSRR 与裕量

图 2 显示了 LDO 的框图。随着负载电流的增加，PMOS 调整元件的增益会减小，它脱离饱和状态，进入三极工作区。结果使总环路增益减小，导致 PSRR 下降。裕量电压越小，增益降幅越大。随着裕量电压继续减小到一个点，此时，控制环路的增益降至 1，PSRR 降至 0 dB。

导致环路增益减小的另一个因素是通路中元件的电阻，包括 FET 的导通电阻、片内互连电阻和焊线电阻。可以根据压差推算出该电阻。例如，采用 WLCSP 封装的 ADM7160 在 200 mA 下的最大压差为 200 mV。利用欧姆定律，调整元件的电阻约为 1 Ω，可以把调整元件近似地当作固定电阻与可变电阻之和。

流过该电阻的负载电流导致的压差减去 FET 的漏极源极工作电压。例如，在 1 Ω FET 条件下，200 mA 的负载电流会使漏极源极电压下降 200 mV。在估算裕量为 500 mV 或 1 V 的 LDO 的 PSRR 时，必须考虑调整元件上的压差，因为调整 FET 的工作电压实际上只有 300 mV 或 800 mV。



- NOTES
1. ERROR AMP CONTROLS VALUE OF VARIABLE RESISTOR TO REGULATE OUTPUT VOLTAGE.
 2. AT LOW HEADROOM VOLTAGE, THE VARIABLE RESISTOR IS NEARLY 0Ω.

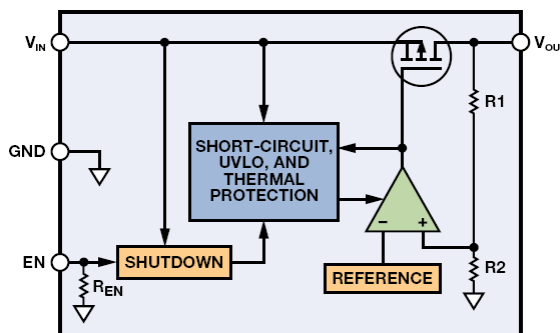


图 2. 低压差调节器的框图

容差对 LDO 裕量的影响

客户通常要求应用工程师帮助他们选择合适的 LDO，以便在负载电流 Z 条件下从输入电压 Y 产生低噪声电压 X ，但在设置这些参数时，往往忽略了输入和输出电压容差这个因素。随着裕量电压值变得越来越小，输入和输出电压的容差可能对工作条件造成巨大的影响。输入和输出电压的最差条件容差始终会导致裕量电压下降。例如，最差条件下的输出电压可能高 1.5%，输入电压可能低 3%。当通过一个 3.8 V 源驱动 3.3 V 的调节器时，最差条件裕量电压为 336.5 mV，远低于预期值 500 mV。在最差条件负载电流为 200 mA 的情况下，调整 FET 的漏极源极电压只有 136.5 mV。在这种情况下，ADM7160 的 PSRR 可能远远低于标称值 55 dB（10 mA 时）。

压差模式下的 LDO 的 PSRR

客户经常会就 LDO 在压差模式下的 PSRR 请教应用工程师。开始时，这似乎是个合理的问题，但只要看看简化的框图，就知道这个问题毫无意义。当 LDO 工作于压差模式时，调整 FET 的可变电阻部分为零，输出电压等于输入电压与通过调整 FET 的 $R_{DS(ON)}$ 的负载电流导致的压降之差。LDO 不进行调节，而且没有增益来抑制输入端的噪声；只是充当一个电阻。FET 的 $R_{DS(ON)}$ 与输出电容一起形成一个 RC 滤波器，提供少量残余 PSRR，但一个简单的电阻或铁氧体磁珠即可完成同一任务，而且更加经济高效。

在低裕量工作模式下维持性能

在低裕量工作模式下，需要考虑裕量电压对 PSRR 的影响，否则，会导致输出电压噪声水平高于预期。如图 3 所示的 PSRR 与裕量电压关系曲线通常可在数据手册中找到，而且可以用来确定给定条件下可以实现的噪声抑制量。

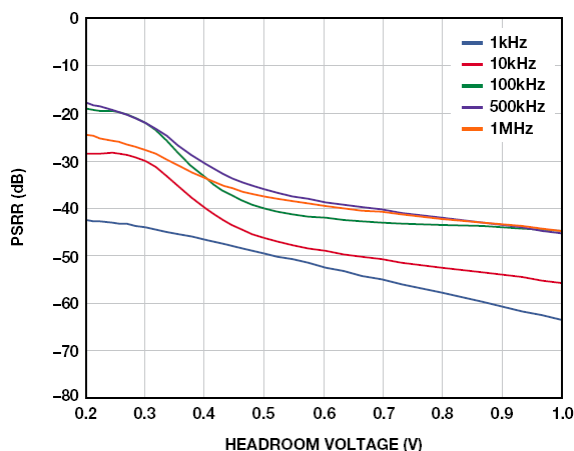


图 3. PSRR 与裕量电压的关系

然而，有时候，通过展示 LDO 的 PSRR 如何有效滤除源电压中的噪声，可以更加容易地看到这种信息的利用价值。下面的曲线图展示了 LDO 在不同裕量电压下时，对总输出噪声的影响。

图 4 展示的是 2.5 V ADM7160 在 500 mV 裕量和 100 mA 负载条件下，相对于 E3631A 台式电源的输出噪声，该台式电源在 20 Hz 至 20 MHz 范围内的额定噪声低于 350 $\mu\text{V-rms}$ 。1 kHz 以下的许多杂散为与 60 Hz 线路频率整流相关的谐波。10 kHz 以上的宽杂散来自产生最终输出电压的 DC-DC 转换器。1 MHz 以上的杂散源于环境中与电源噪声不相关的 RF 源。在 10 Hz 至 100 kHz 范围内，这些测试所用电源的实测噪声为 56 $\mu\text{V rms}$ ，含杂散为 104 μV 。LDO 抑制电源上的所有噪声，输出噪声约为 9 $\mu\text{V-rms}$ 。

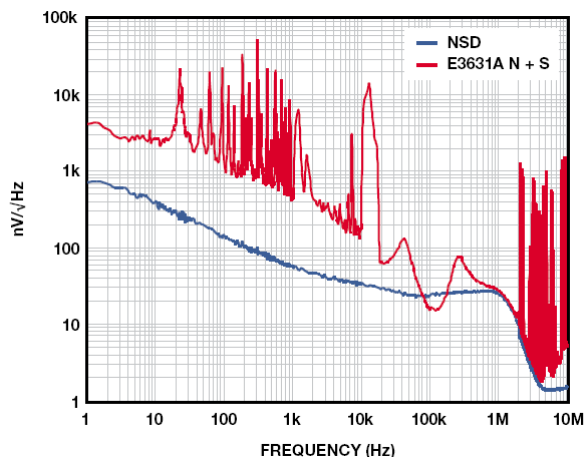


图 4. ADM7160 噪声频谱密度 (裕量为 500 mV)

当裕量电压降至 200 mV 时，随着高频 PSRR 接近 0 dB，100 kHz 以上的噪声杂散开始穿过噪底。噪声略升至 10.8 $\mu\text{V rms}$ 。随着裕量降至 150 mV，整流谐波开始影响输出噪声，后者升至 12 $\mu\text{V rms}$ 。在大约 250 kHz 处出现幅度适中的峰值，因而尽管总噪声的增加量并不大，但敏感电路也可能受到不利影响。随着裕量电压进一步下降，性能受到影响，与整流相关的杂散开始在噪声频谱中显现出来。图 5 所示为 100-mV 裕量条件下的输出。噪声已上升至 12.5 $\mu\text{V rms}$ 。谐波所含能量极少，因此，杂散噪声只是略有增加，为 12.7 $\mu\text{V rms}$ 。

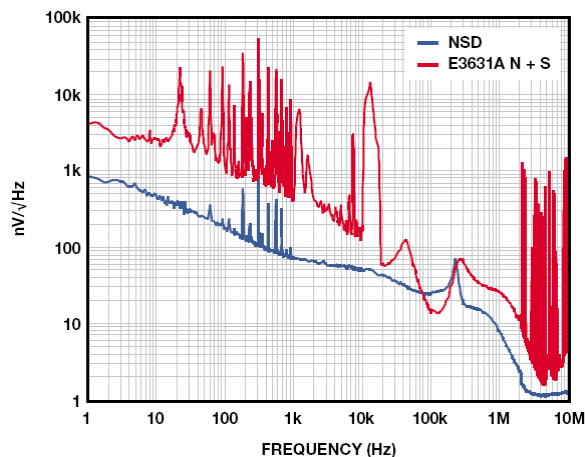


图 5. ADM7160 噪声频谱密度 (裕量为 100 mV)

当裕量为 75 mV 时，输出噪声受到严重影响，整流谐波出现在整个频谱中。Rms 噪声升至 18 $\mu\text{V rms}$ ，噪声与杂散之和升至 27 $\mu\text{V rms}$ 。超过~200 kHz 范围的噪声被衰减，因为 LDO 环路无增益，充当一个无源 RC 滤波器。当裕量为 65 mV 时，ADM7160 采用压差工作模式。如图 6 所示，ADM7160 的输出电压噪声实际上与输入噪声相同。现在，rms 噪声为 53 $\mu\text{V rms}$ ，噪声与杂散之和为 109 $\mu\text{V rms}$ 。超过~100 kHz 范围的噪声被衰减，因为 LDO 充当一个无源 RC 滤波器。

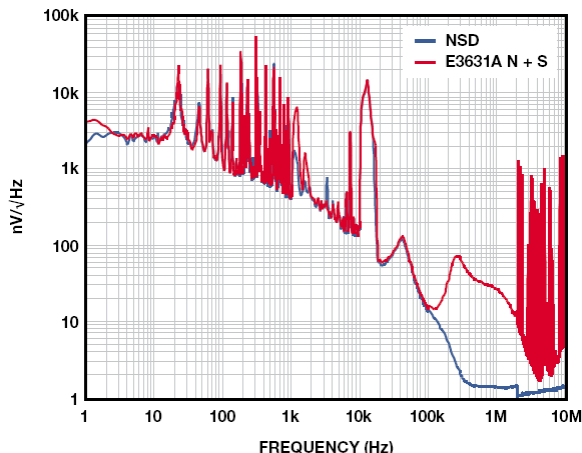


图 6. ADM7160 在压差模式下的噪声频谱密度

高 PSRR、超低噪声 LDO

如 ADM7150 超低噪声、高 PSRR 调节器一类的新型 LDO 实际上级联了两个 LDO，因此，结果得到的 PSRR 约为各个级之和。这些 LDO 要求略高的裕量电压，但能够在 1 MHz 条件下实现超过 60 dB 的 PSRR，较低频率下，PSRR 可以远超 100 dB。

图 7 所示为一个 5 V 的 ADM7150 的噪声频谱密度，其负载电流为 500 mA，裕量为 800 mV。10 Hz 至 100 kHz 范围内，输出噪声为 2.2 $\mu\text{V rms}$ 。随着裕量降至 600 mV，整流谐波开始显现，但当输出噪声升至 2.3 $\mu\text{V rms}$ 时，其对噪声的影响很小。

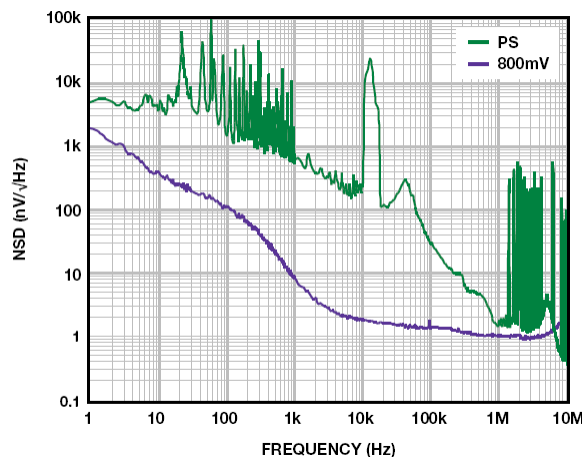


图 7. ADM7150 噪声频谱密度 (裕量为 800 mV)

当裕量为 500 mV 时，可在 12 kHz 处明显看到整流谐波和峰值，如图 8 所示。输出电压噪声升至 3.9 $\mu\text{V rms}$ 。

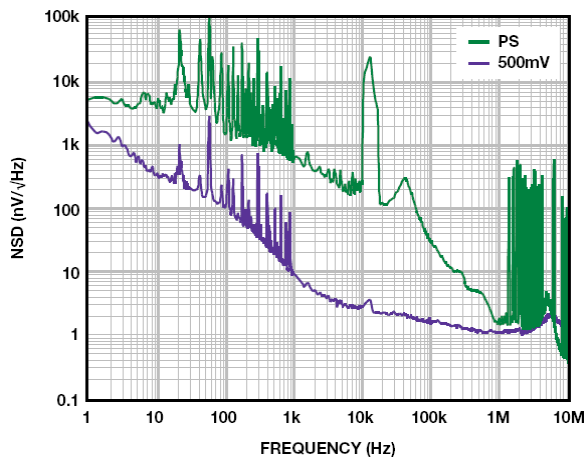


图 8. ADM7150 噪声频谱密度 (裕量为 500 mV)

当裕量为 350 mV 时，LDO 采用压差工作模式。此时，LDO 再也不能调节输出电压，充当一个电阻，输出噪声升至近 76 $\mu\text{V rms}$ ，如图 9 所示。只有 FET 的 $R_{DS(ON)}$ 和输出端的电容形成的极点衰减输入噪声。

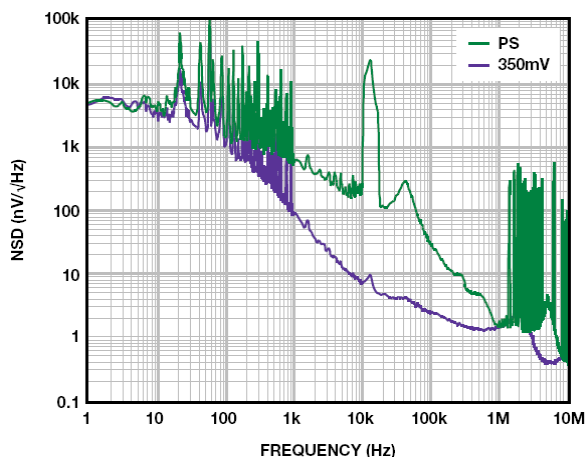


图 9. ADM7150 在压差模式下的噪声频谱密度

结论

现代 LDO 越来越多地用于清除供电轨中的噪声，这些供电轨通常通过可以在较宽频谱下产生噪声的开关调节器实现。开关调节器以超高的效率形成这些电压轨，但本身耗能的 LDO 既会减少噪声，也会导致效率下降。因此，应尽量降低 LDO 的工作裕量电压。

如前所述，LDO 的 PSRR 为负载电流和裕量电压的函数，会随负载电流的增加或裕量电压的减少而减少，因为，在调整管的工作点从饱和工作区移至三极工作区时，环路增益会下降。

通过考虑输入源噪声特性、PSRR 和最差条件容差，设计师可以优化功耗和输出噪声，为敏感型模拟电路打造出高效的低噪声电源。

在裕量电压超低的条件下，输入和输出电压的最差条件容差可能对 PSRR 形成影响。在设计时充分考虑最差条件容差可以确保可靠的设计，否则设计的具有较低的 PSRR 的电源解决方案，其总噪声也会高于预期。

参考文献

线性调节器

Glenn Morita, [可调节输出低压差稳压器的降噪网络](#)《模拟对话》，第 48 卷第 1 期，2014。

Glenn Morita, “[低压差调节器——为什么选择旁路电容很重要。](#)”《模拟对话》，第 45 卷第 1 期，2011。

Glenn Morita, [低压差\(LDO\)调节器的噪声源](#)。AN-1120 应用笔记。ADI 公司，2011。

最小负载电流工作模式——零负载工作模式

作者：Luca Vassalli

作为应用工程师，经常有人问我调节器能否在无负载条件下工作。现代的多数 LDO 和开关调节器都可在无负载条件下稳定工作，那么，人们为什么要反复问这个问题呢？某些较老的功率器件必须满足最低负载要求才能稳定工作，因为必须补偿的极点之一会受到有效负载电阻的影响，详见“应用工程师问答 37——低压差调节器”。例如，图 A 表明，LM1117 的最小负载电流要求为 1.7 mA（最高 5 mA）。

LM1117-N 的电气特性（续）

典型值和采用正常字体的限值适用于 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 条件。**粗体**限值适用于整个工作结温范围，即 0°C 至 125°C 。

符号	参数	条件	最小值 ⁽¹⁾	典型值 ⁽²⁾	最大值 ⁽¹⁾	单位
I_{LIMIT}	限流	$V_{\text{IN}} - V_{\text{OUT}} = 5\text{V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	800	1200	1500	mA
	最小负载电流 ⁽⁵⁾	LM1117-N-ADJ $V_{\text{IN}} = 15\text{V}$		1.7	5	mA

图 A. LM1117 的最小负载电流规格

多数较新的器件都支持无负载运行，极少有例外。采用使 LDO 在任何输出电容（尤其是低 DSR 电容）条件下保持稳定的相同设计技术来确保无负载条件下的稳定性。对那些要求负载的少数现代器件来说，导致限制的通常是通过调整元件的漏电流，而不是稳定性。怎样才能知道这些呢？阅读数据手册。如果器件要求最低负载，数据手册一定会有所表示。

ADP1740 和其他低电压、高电流 LDO 就属于这类。85°C 时，来自集成电源开关的最差条件漏电流约为 100 μA ，125°C 时为 500 μA 。无负载条件下，漏电流会对输出电容充电，直到开关 VDS 足够低并能使漏电流降至可忽略水平，因此无负载时输出电压升高。数据手册中要求 500 μA 的最低负载，如果器件将在高温条件下工作，则建议采用伪负载。相比器件的 2-A 额定值，该负载还是比较小的。图 B 所示为 ADP1740 数据手册规定的最小负载电流。

ADP1740/ADP1741

数据手册

参数	符号	测试条件/注释	最小值	典型值	最大值	单位	
检测输入偏置电流(ADP1740)	$\text{SNS}_{\text{I-BIAS}}$	$1.6\text{ V} \leq V_{\text{IN}} \leq 3.6\text{ V}$		10		μA	
输出噪声	$\text{OUT}_{\text{NOISE}}$	10 Hz 至 100 kHz, $V_{\text{OUT}} = 0.75\text{ V}$		23		$\mu\text{V rms}$	
		10 Hz 至 100 kHz, $V_{\text{OUT}} = 2.5\text{ V}$		65		$\mu\text{V rms}$	
电源抑制比	PSRR	$V_{\text{IN}} = V_{\text{OUT}} + 1\text{ V}$, $I_{\text{OUT}} = 10\text{ mA}$					
		1 kHz, $V_{\text{OUT}} = 0.75\text{ V}$		65		dB	
		1 kHz, $V_{\text{OUT}} = 2.5\text{ V}$			56		dB
		10 kHz, $V_{\text{OUT}} = 0.75\text{ V}$			65		dB
		10 kHz, $V_{\text{OUT}} = 2.5\text{ V}$			56		dB
		100 kHz, $V_{\text{OUT}} = 0.75\text{ V}$			54		dB
		100 kHz, $V_{\text{OUT}} = 2.5\text{ V}$		51		dB	

¹ 最小输出负载电流为 500 μA 。

² V_{OUT} 直接连接至 ADJ 时的精度。当 V_{OUT} 电压由外部反馈电阻设置时，调节模式下的绝对精度取决于所用电阻的容差。

³ 基于 10 mA 和 2 A 负载条件下的端点计算。典型负载调整性能参见图 6。

⁴ 压差定义为将输入电压设置为标称输出电压时的输入至输出电压差。仅适用于高于 1.6 V 的输出电压。

⁵ 启动时间定义为 EN 的上升沿到 V_{OUT} 达到其标称值 95% 的时间。

⁶ 限流阈值定义为输出电压降至额定典型值 90% 时的电流。例如，1.0 V 输出电压的电流限值定义为引起输出电压降至 1.0 V 的 90% 或 0.9 V 的电流。

图 B. ADP1740 的最小负载电流规格

如果数据手册未明确规定最小负载，应该怎么办呢？多数情况下并不需要最小负载。这可能难以令人信服，但是如果需要最小负载，数据手册一定会明确说明。引起困惑的原因在于，数据手册往往包含一些图示，展示了一定工作范围内的技术规格。多数示意图都是对数图，可以显示数十倍频程的负载范围，但对数标尺不能到零。图 C 展示的是 ADM7160 输出电压和地电流与负载电流在 10 μ A 至 200 mA 范围内的关系。其他图（比如地电流与输入电压的关系图）展示的是多个负载电流条件下的测量值，却不显示零电流下的数据。另外，PSRR、线性调整率、负载调整率和噪声等参数会规定一定的负载电流范围，其中并不包括零，如图 D 所示。尽管如此，所有这些都不表示需要最小负载。

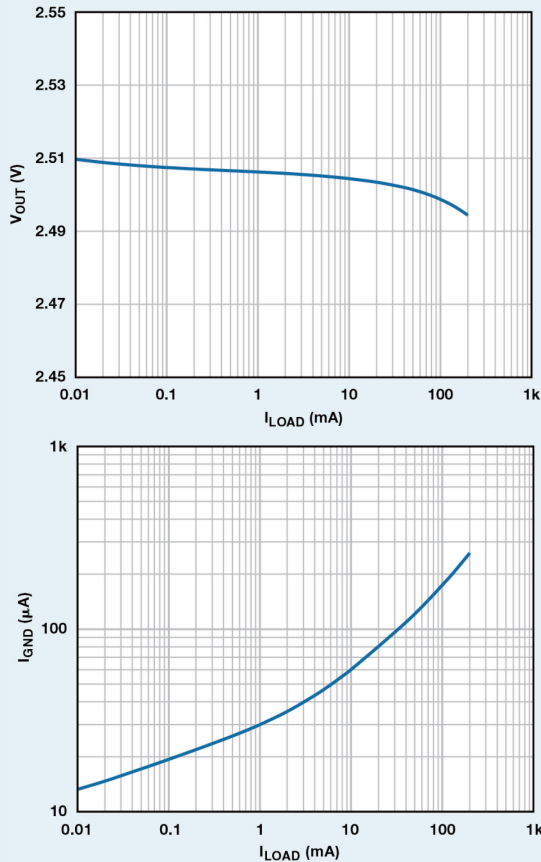


图 C. ADM7160 输出电压和地电流与负载电流的关系

负载调整率	$\Delta V_{OUT}/\Delta I_{LOAD}$	I_{LOAD}		
$V_{OUT} < 1.8 V$		$I_{LOAD} = 100 \mu A$ 至 200 mA	0.006	%/mA
		$I_{LOAD} = 100 \mu A$ 至 200 mA, $T_j = -40^\circ C$ 至 $+125^\circ C$	0.012	%/mA
$V_{OUT} \geq 1.8 V$		$I_{LOAD} = 100 \mu A$ 至 200 mA	0.003	%/mA
		$I_{LOAD} = 100 \mu A$ 至 200 mA, $T_j = -40^\circ C$ 至 $+125^\circ C$	0.008	%/mA

图 D. ADM7160 负载调节

具有节能模式(PSM)的开关调节器的用户往往担心器件在轻负载条件下的工作性能，因为 PSM 会降低工作频率，跳脉冲工作，带来突发脉冲，或者这些问题同时存在。PSM 可以在轻负载条件下降低功耗，提高效率。其不足是输出纹波会显著增加，但器件会保持稳定，可以轻松在无负载条件下正常运行。

如图 E 所示，当负载在 800 mA 和 1 mA 之间切换时，PSM 会导致 ADP2370 高电压、低静态电流降压调节器的纹波增加。在 1 mA 条件下进行测试并不意味着 1 mA 就是最小负载。

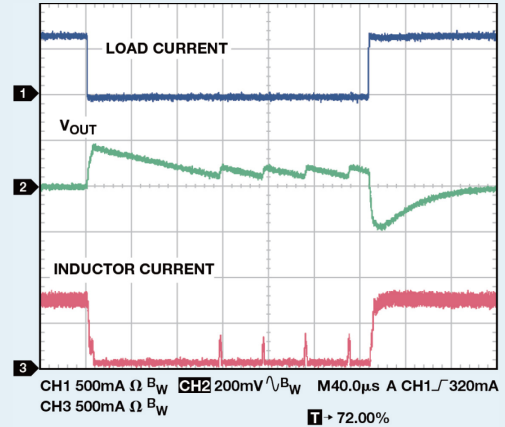


图 E. ADP2370 在节能模式下的负载瞬态

图 F 所示为纹波电压随负载电流变化的情况。在这种情况下，示意图一直变为零。这表明了两点，首先，负载可以为零；第二，无负载条件下的噪声可能不会比 1 mA 或 10 mA 条件下的噪声差。

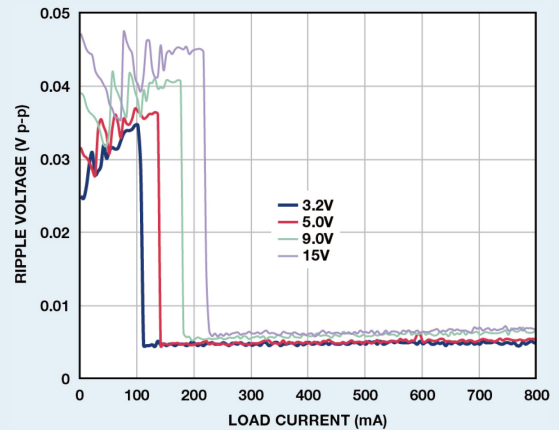


图 F. ADP2370 输出纹波与负载电流的关系

结论

多数现代调节器均可在零负载电流条件下稳定工作，但是，如果有疑问，请查询数据手册。谨慎为上。对数图不会变为零，测试并非始终都在零负载电流条件下进行，但不得由此推断，调节器在无负载条件下不能工作，即使数据手册未列出无负载条件下的数据。对于开关调节器，节能模式下出现纹波是正常现象，并不表示器件不稳定。

参考文献

作者自慎

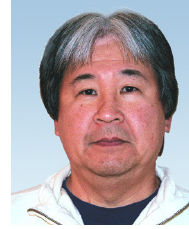
线性调节器

开关调节器

Patoux, Jerome. “应用工程师问答 37——低压降调节器，” 《模拟对话》，第 41 卷第 2 期，2007。

作者简介

Glenn Morita [glenn.morita@analog.com]于 1976 年获得华盛顿州立大学电气工程学士(BSEE)学位。毕业后加入 Texas Instruments 公司，期间参与研制旅行者号太空探测用红外分光仪。之后，Glenn 一直从事仪器仪表、军用和航空航天以及医疗行业的装置设计工作。2007 年，他加入 ADI 公司，成为华盛顿州贝尔维尤电源管理产品团队的一名应用工程师。他拥有 25 年以上的线性和开关模式电源设计经验，所设计电源的功率范围从微瓦到千瓦不等。Glenn 拥有两项利用体热能量给植入式心脏除颤器供电方面的专利，以及另外一项延长外部心脏除颤器电池使用寿命的专利。闲暇时，他喜欢收集矿石、雕琢宝石、摄影和逛国家公园。



Glenn Morita

该作者的其他文章：

[可调输出低压差调节器的
降噪网络，第 48 卷第 1 期](#)

Luca Vassalli [luca.vassalli.luca@analog.com]加盟 ADI 公司已超过 12 年，历任多种职位。参与了多种模拟系统的支持和设计工作，包括光学通信、无线系统、医疗诊断设备、测试设备等。Luca 现为 ADIsimPower™ 开发团队的一员，在高性能系统电源的设计、仿真、原型制作和测试方面与客户密切合作。Luca 获瑞士沃州工程师管理学院 (Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud) 电机工程学士学位，获北卡州立大学电机工程学硕士学位。



Luca Vassalli