

在低功耗应用中克服低 I_Q 挑战

**Keith Kunz**

Distinguished Member Technical Staff
Design Engineer & Technologist, Linear Power

Stefan Reithmaier

Distinguished Member Technical Staff
Analog Design Manager, Boost & Multi Channel/Phase DCDC

如今，超低功耗电子产品的设计人员经常在更高的性能和更长的电池寿命之间进行权衡。尽管电池容量有所提高，但根本的挑战仍然存在：如何在更长的时间内实现更高的性能？

内容概览

本文探讨了降低静态电流 (I_Q) 的必要性以及相关挑战和解决方案。

- 1 什么是 I_Q ?**
 I_Q 是空载静态电流，是占比低功耗系统所需克服的最重要瓶颈。低 I_Q 可延长电池寿命。
- 2 为何低 I_Q 会带来新的挑战**
降低 I_Q 需要权衡瞬态噪声性能、芯片封装面积和输出功率范围。
- 3 如何打破低 I_Q 障碍**
在不牺牲性能或面积的情况下将 I_Q 降低数十级，需要重新审视硅技术和电路技术。

最小化静态电流 (I_Q) 是降低功耗和管理电池寿命的关键因素。物联网 (IoT) 传感器节点是最小化 I_Q 以延长电池寿命重要性的最好例子之一。例如，在图 1 所示的低功耗物联网应用中，SimpleLink™ MCU 通过 Bluetooth® 和/或 Wi-Fi® 连接来控制门锁。

由于这些类型的系统大多数 (>99%) 时间都处于待机模式（如图 2 所示），因此待机或睡眠模式下的 I_Q 往往是电池寿命的限制因素。精心优化低 I_Q 电源管理模块，可以将电池寿命从两年延长至五年以上。

待机 I_Q 长期以来一直是一个问题，但以往的解决方案仅限于一组狭窄的低功耗系统。最近的突破性进展降低了直流/直流转换器、电源开关、低压降稳压器 (LDO) 和监控器等电源管理构块中的 I_Q ，将这些构建块的使用范围扩展到工业仪表应用、汽车传感器和个人可穿戴设备等终端设备。

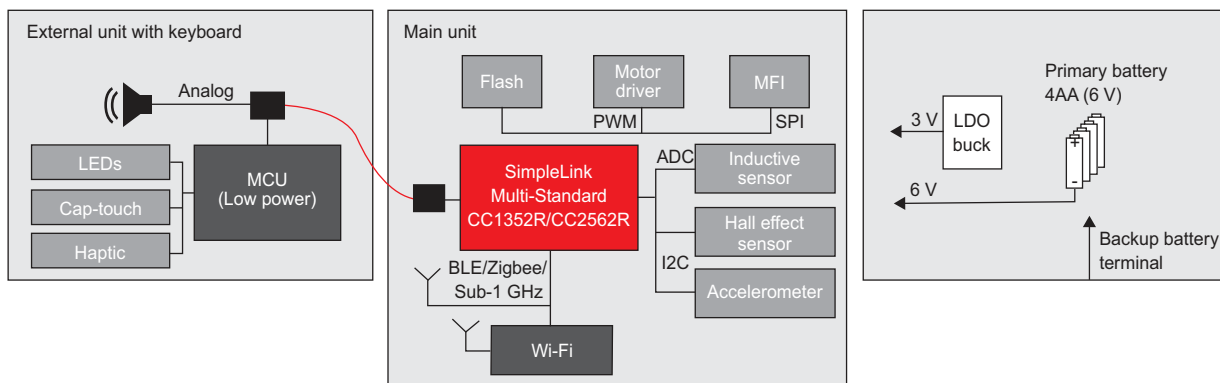


图 1. 智能电子锁方框图。

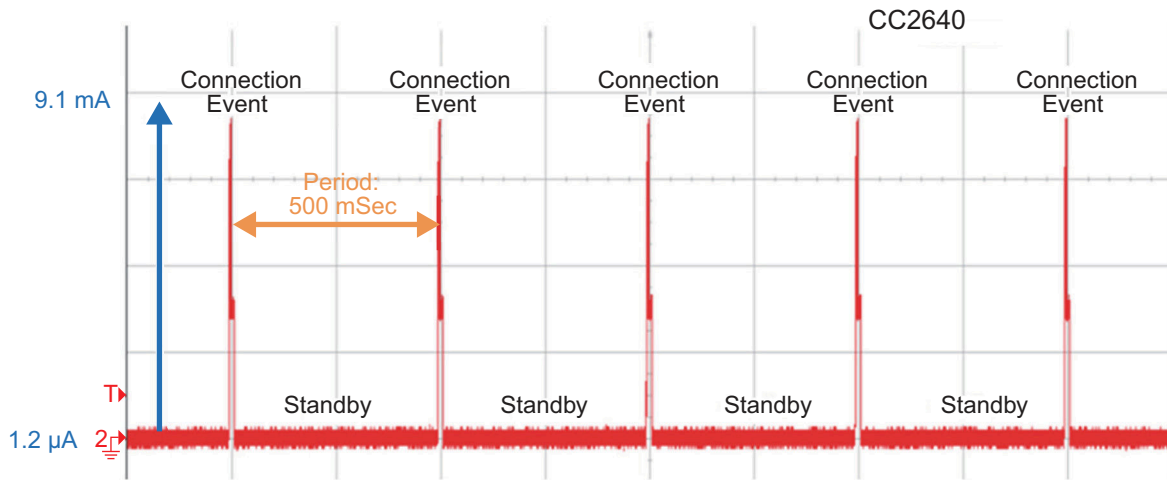


图 2. 智能电子锁中的电流消耗与时间关系。

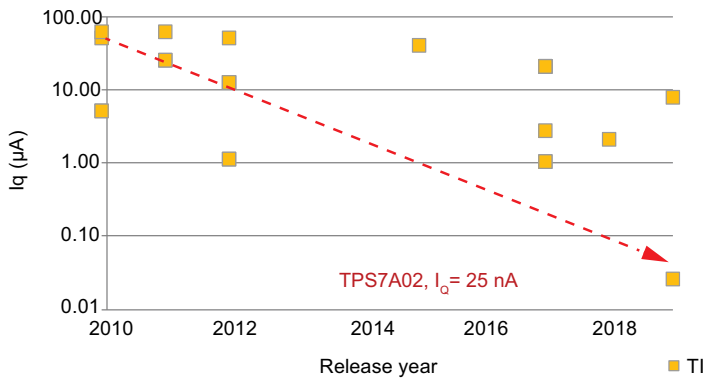


图 3. 5V LDO I_Q 随时间的变化。

如图 3 所示，在过去的 10 年中，5V LDO 中的 I_Q 每三年下降约 90%。电路改进和经优化的工艺技术都使得解决方案面积减小，瞬态噪声性能得到改善，同时 I_Q 降低。

I_Q 的影响因素

I_Q 是当集成电路 (IC) 启用但不切换也不支持外部负载电流时所使用的电流。关断电流 (I_{SHDN}) 是当器件禁用时从电源汲取的电流。

电源稳压器等常开功能的 I_Q 是待机时间较长的系统中总 I_Q 的重要组成部分。在电源稳压器内部，电压基准、误差放大器、输出分压器和保护电路都具有各自的工作电流。

要确定从电池或电源汲取的总 I_Q 大小，必须考虑常开功能以及电容器、电阻器和电感器的泄漏源。

对于开关转换器的 I_Q ，必须做出一些区分。开关转换器通常包含节电模式，该模式可实现更长的非开关周期，从而

降低平均 I_Q 。不过，由于 I_Q 不包含开关电流或从电压输出 (V_{OUT}) 汲取的有效电流（如图 4 中的升压转换器示例所示），因此可以使用方程式 1 来计算几乎所有稳压器以输入为基准的空载工作电流的超集，如下所示：

$$I_{I(\text{standby})} = I_Q(V_{IN}) + I_{\text{Leakage}}(V_{IN}) + \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \times \eta_1} \times [I_Q(V_{OUT}) + I_{FB} + I_{LOAD}] \quad (1)$$

图 4 对电流和电压进行了说明，其中：

- $I_Q(V_{IN})$ 是以 V_{IN} 为基准的 I_Q (IC 数据表值)。
- $I_{\text{Leakage}}(V_{IN})$ 是从电容器、电感器、二极管或开关在 V_{IN} 引脚上汲取的泄漏电压。
- V_{OUT} 是输出电压。
- V_{IN} 是电池电压 (LDO、升压转换器或降压-升压转换器的输入电压)。
- η_1 是转换器切换时的直流/直流效率。
- $I_Q(V_{OUT})$ 是在开关转换器的 V_{OUT} 引脚上汲取的 I_Q 。对于 LDO, $I_Q(V_{OUT}) = 0$ 。
- I_{FB} 是反馈电阻分压器的电流 (如适用)。
- I_{LOAD} 是待机模式下 V_{OUT} 上可能存在的负载电流。

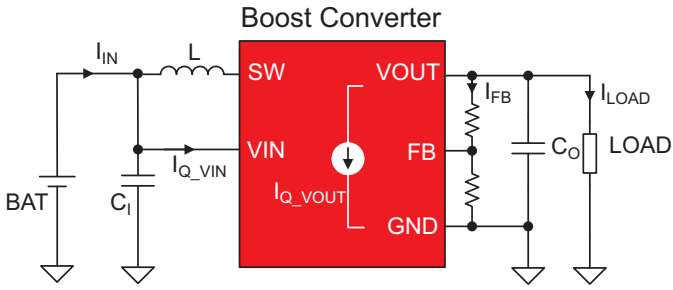


图4. 升压转换器系统中的电流。

如果已知电池容量并计算了输入基准待机电流，则在待机模式下，重占空比低功耗系统的电池寿命大于99.9%的方程式2估计时间为：

$$\text{Battery Lifetime} = \frac{\text{Battery Capacity}}{I_{(\text{standby})} + I_{\text{Battery leakage}}} \quad (2)$$

例如，待机电流为1.2μA的占空比系统的电池在100mAh纽扣电池上可以使用8.7年。

为何低I_Q会带来新的挑战

让我们来看看降低I_Q如此具有挑战性的一些原因。

瞬态响应

电源精度通常受到其瞬态响应的限制，其特征包括最大压降、稳定时间和电压误差积分（图5）。

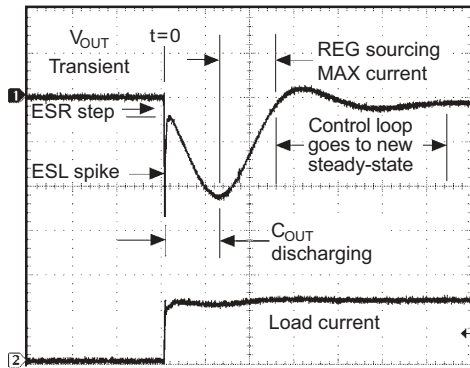


图5. 输出电压瞬态。

响应时间衡量功率器件在负载电流或电源电压突变后恢复为目标输出电压的速度。响应时间包含三个阶段：对变化作出响应的延迟时间、从下降或过冲恢复的时间和稳定时间。

低I_Q器件的响应时间较长，因为内部寄生电容器需要以相对较小的电流充电至新的工作点。最坏的情况通常是从空

载到最大允许负载电流的阶跃。这种情况需要重新激活已停用或功率降低的电路，从而造成额外的延迟。

更重要的是，偏置电流降低，稳定时间本身也会受到影响。对于传统的差分输入级，增益随偏置电流而线性减小，导致带宽减小和稳定时间延长。

计算品质因数(FOM)有助于设计人员判断电源稳压器的整体性能。方程式3计算了瞬态响应下降FOM，通过转换器的最大输出电流、负载电流阶跃(ΔI_O)、感应电压降(ΔV_O)和输出电容(C_O)对I_Q进行了归一化。图6显示了5V降压/升压转换器的FOM如何随时间变化。FOM越小，稳压器的性能就越高。

$$\text{Transient response dip FOM} = \frac{I_Q \times \Delta V \times C_O}{I_{O_MAX} \times \Delta I_O} \quad (3)$$

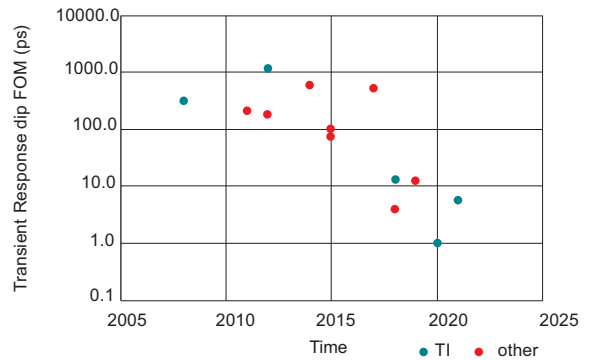


图6. 5V 降压/升压转换器的瞬态响应下降 FOM 随时间的变化。

纹波

另一种实现较低I_Q的方法是根据负载电流进入不同的节电模式。尽管这些模式之间的转换通常是自动发生的，但实现和性能却有很大的差异。需要注意的两点是在节电模式之间转换期间的电压纹波和输出电压精度。由于每种节电模式下的工作条件（例如在误差放大器中）通常是不同的，因此调整到不同工作点所需的转换时间会直接导致输出电压产生误差。此外，较低偏置电流下的比较器延迟较长，这可能导致电压阈值和零电流检测不准确，进而可能导致更高的输出电压纹波。

噪声

另一个需要克服的障碍是放大器中伴随着较低I_Q偏置而增加的自噪声。如图7所示，在LDO中造成最大噪声的内部模块为基准系统（带隙）、误差放大器和缩放输出电压的

电阻分压器。图 8 显示了典型的噪声曲线与频率间的关系。这些模块产生的噪声主要有两种类型：

- 热噪声（也称为 $4kTR$ 噪声），是超低 I_Q 设计中一个需要特别关注的问题，因为它与所使用的电阻呈线性关系。在频率大于 1kHz 时，误差放大器和基准模块中电阻衍生偏置电流以及电阻分压器中使用的电阻都是热噪声的主要产生因素。
- 闪烁噪声（也称为 $1/f$ 噪声），是一种低于 100Hz 的低频噪声，可以通过增大基准系统和误差放大器中差分对的尺寸来减轻。然而，这种较大的尺寸为纳米功耗设计带来了障碍，因为这会增大自感泄漏，并增大电容，从而减慢响应时间。

评估给定 I_Q 下所产生噪声的一种简单方法是将相关频率范围内的积分噪声与重要工作点处的 I_Q 相乘。通常可以在特定于器件的数据表中找到这两个数值。

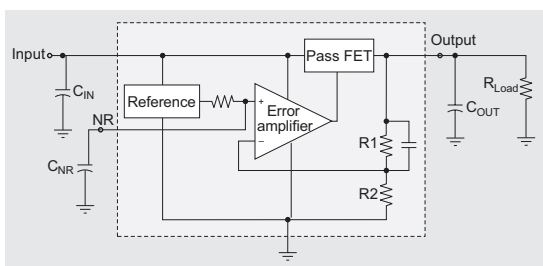


图 7. 简化的 LDO 方框图。

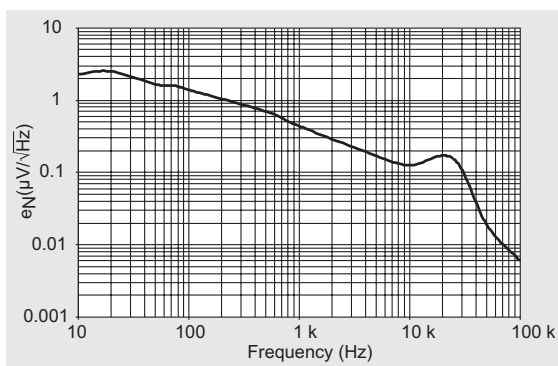


图 8. 频谱噪声密度示例。

芯片尺寸和解决方案面积

I_Q 降低也可能导致更大的无源器件或 IC 封装尺寸所需的电路板面积增加。较大的外部无源器件，（例如用于 LDO 和直流/直流转换器的大值电容器）在纳米功耗器件中非常

见，通常用于补偿较差的瞬态性能。芯片面积较大可直接导致封装面积较大。

在对 I_Q 小于 $1\mu A$ 的芯片拆卸目视检查时，电阻器和电容器占内部非场效应晶体管 (FET) 芯片面积的 20% 以上。尽管解决 I_Q -面积问题的解决方案有很多，但过滤市场上最佳解决方案的一种简单方法是应用简单的 FOM： I_Q 乘以最小封装面积。可以从数据表中获取相关信息来获得 FOM；查看所提供的最小封装来提供有关较小芯片面积的线索。

选择具有最低 I_Q 和最小可用封装的器件，意味着可以实现良好的 I_Q -面积效率。

泄漏和亚阈值操作

纳米功率工艺的目标可能与高性能深亚微米技术的目标相冲突，后者优先考虑速度和栅极密度，而非降低 I_Q 。尽管工艺技术可能有所不同，但绝大多数漏电都来自大型数字电路、存储器和高功率 FET。常开电路的精度往往受限于控制电阻器和电容器等元件的能力以及晶体管之间的不匹配。如果没有合适的组件来解决常开电路的泄漏和控制问题，则会体现在温度范围内 I_Q 与 I_{SHDN} 之比典型的大而差。具有适当组件的专用低功耗工艺技术可以带来明显的制造优势。

一项根本性的挑战是可靠地运行在亚阈值区域偏置的元件。阈值电压 (V_T) 随机不匹配度增加是一个常见的问题。图 9 显示了文献报道的一种机制，该机制使晶体管边缘的浅槽隔离 (STI) 中的氧化物变薄，从而使随机不匹配度增加。图 9 所示的并联低 V_T 边缘晶体管有意使目标晶体管的 V_T 失真，从而导致大多数基本模拟电路（如差分对和电流镜）出现更高的随机不匹配。这些不匹配会随着温度降低输出电压或模式控制精度，这可以在数据表中清楚地观察到。

如何打破低 I_Q 障碍

优化 I_Q 需要解决多个相互冲突的设计难题。必须满足瞬态响应、噪声和精度方面的所有关键性能规格，同时将 I_Q 降低几个数量级。在评估性能规格的优缺点之前，必须量化整个输出负载范围内的 I_Q 和功率损耗。对于直流/直流开关转换器，查看负载电流下的功率效率，而对于 LDO，查看负载电流下的电流效率。

例如，图 10 显示了 TI TPS63900 降压/升压转换器与同类竞争产品的效率对比分析。TPS63900 可在六个数量级的

负载电流（最低为 1 μ A）下保持 80% 以上的效率，峰值效率高达 96%。

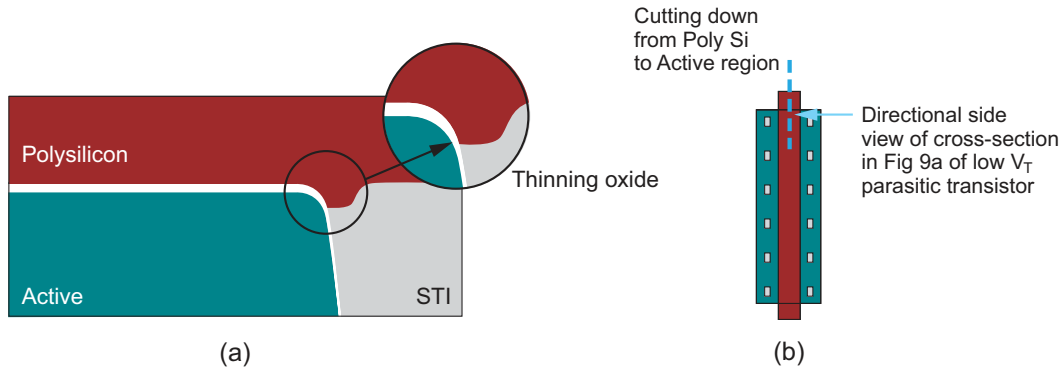


图 9. 以 2D 横截面 (a) 和布局视图 (b) 显示的氧化物变薄导致的寄生低 V_T 。

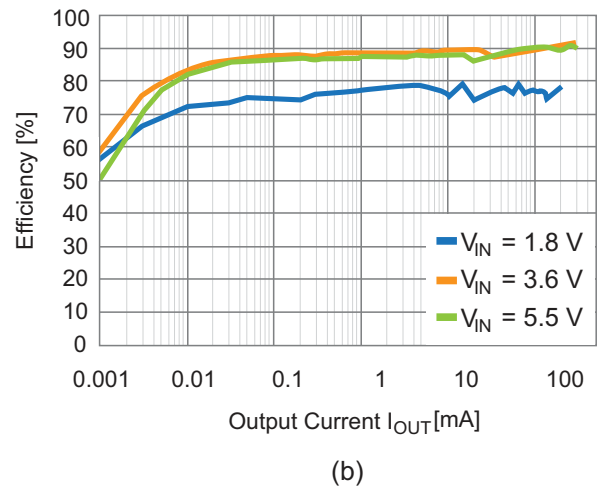
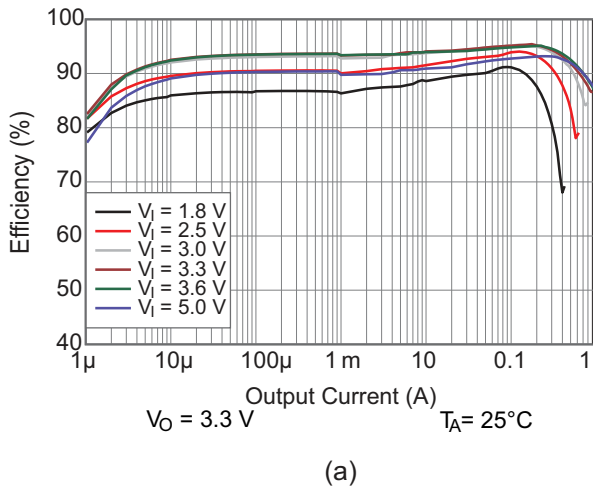


图 10. TPS63900 (a) 和同类竞争产品 (b) 的效率。（来源：TI 和竞争对手数据表）。

解决瞬态响应问题

改善瞬态响应的关键是从最佳拓扑开始。例如，TPS61094 支持低 I_Q 和快速瞬态响应。TPS61094 是一款双向降压/升压转换器，在超级电容充电（降压）和超级电容放电（升压）模式下，其低 I_Q 为 60nA。TPS61094 监测输出端的 dv/dt 斜率，并在任一给定时刻调整其调节行为以优化瞬态性能。这样可以快速地检测输出电压降，同时保持低 I_Q 。因此，当 TPS61094 开始支持备用电源或超级电容器的峰值负载时，输出电压几乎保持恒定。

必须尽可能减少耗电块的数量，因此拓扑越简单越好。例如，具有 75nA I_Q 的 TPS63900 四开关降压/升压转换器使用单一模式来调节高于、低于或等于输入电平的输出电

压。除核心架构之外，在进入轻负载时使用采样保持技术可将所有内部支持功能的 I_{SHDN} 降至最低。

可以通过零电流反馈分压器、数字辅助控制和动态偏置来节省更多电流。动态偏置是一项众所周知的技术，但当工作电流仅为几纳安时，该技术就变得非常具有挑战性。为避免低偏置电流下的增益下降，可以将跨导和输出电阻作为偏置电流的函数进行适当整形，从而实现 I_Q 高效的恒定增益放大器。

另一项技术使用快速启动电路。通过缩短采样保持基准系统的启动时间，带隙核心和比例放大器电路的导通时间显著缩短。这样提高了开关时间比，从而将平均电流降低至纳安级范围内，同时保持噪声和精度水平。

为了改善线路瞬态响应，前馈技术以节能的方式应用于电压调节环路。使用瞬态检测电路调节偏置电流或使能电路，进一步减小输出电压骤降，并缩短稳定时间。

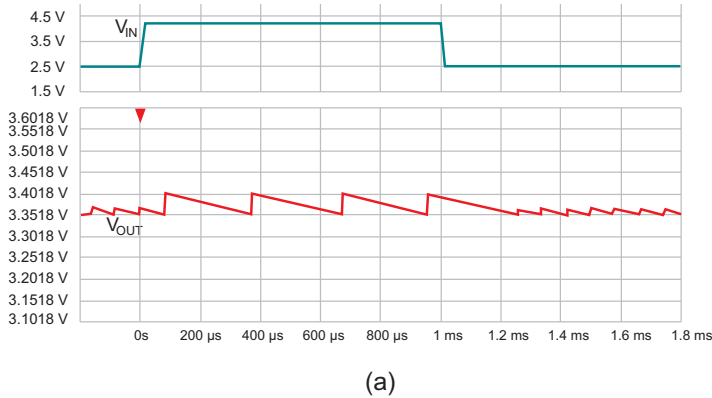


图 11 说明了这些技术在 TPS63900 中的应用。线路瞬态在输出电压上几乎不可见，远低于开关纹波，而其他器件则表现出 100mV 的变化。

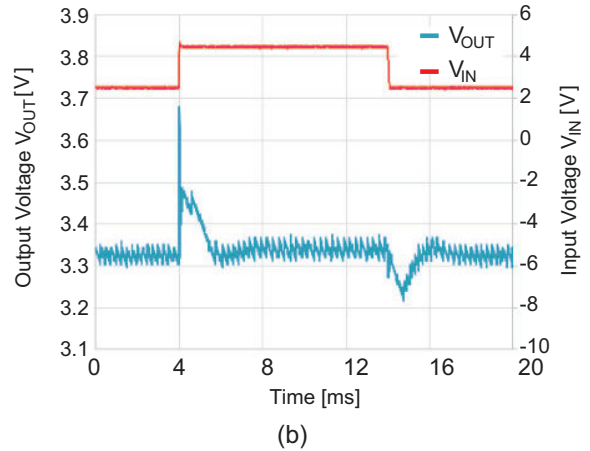


图 11. $V_{IN} = 2.5V$ 至 $4.2V$ 、 $V_{OUT} = 3.3V$ 、 $I_{OUT} = 1mA$ 时的线路瞬态响应：TPS63900 (a)；同类竞争器件 (b)。

解决开关噪声问题

在设计高精度数据应用时，首要任务是控制直流/直流转换器的开关噪声，尤其是在具有瞬态脉冲产生高输出电压纹波的节电模式下。降低纹波的一种方法是最大程度地减小开关周期中发送到输出端的能量包。但如果这还不够，应怎么办呢？

具有 $60nA$ I_Q 的 TPS62840 降压转换器有一个 STOP 引脚，其在当前开关周期之后立即停止稳压器开关，从而打开完全开关静音窗口（请参阅图 12）。

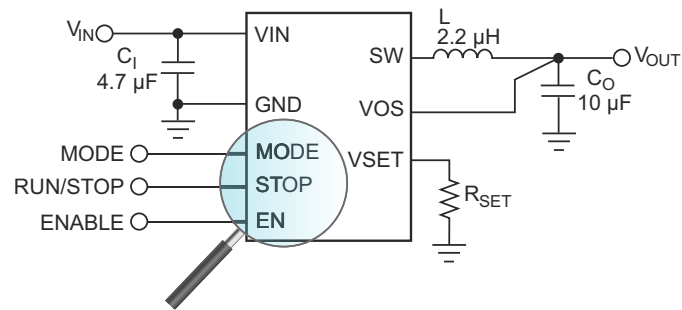


图 12. 由于 STOP 引脚功能，在 TPS62840 上实现了零开关噪声。

解决其他噪声问题

除开关噪声之外，在较低的 I_Q 偏置下，持续的自噪声以及 $0.1Hz$ 至 $100kHz$ 范围内的热噪声和闪烁噪声分量也是需

要关注的问题。由于基准通常是最大的噪声产生因素，因此选择集成版本的采样保持技术来创建电压基准和电流基准，从而在器件的整个使用寿命期间在面积、噪声、 I_Q 和稳健性能（无漂移）之间有利取舍。此类采样保持电路的缺点是会产生较小的纹波误差。

图 13 说明了采用 TI 精密数模转换器 (DAC) 和运算放大器系列的设计，该设计尝试优化采样保持操作，以使产生的任何干扰都在所讨论的稳压器的本底噪声范围之内。

TPS7A02 LDO 设计中采用了其中的一些技术，以消除干扰和多余的音调。

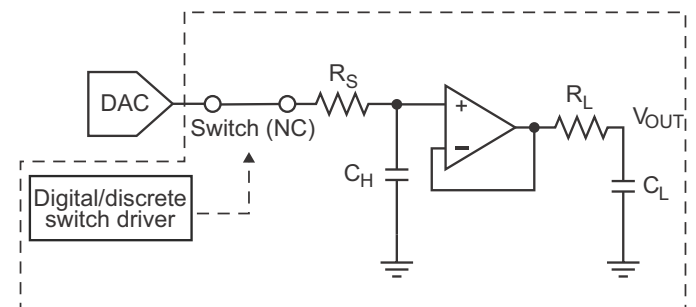


图 13. 分立式采样保持 DAC 系统。

如图 14 所示，TPS7A02 器件的采样保持噪声整形功能在 $10Hz$ 至 $100Hz$ 频段内将积分噪声降低 40% 以上。

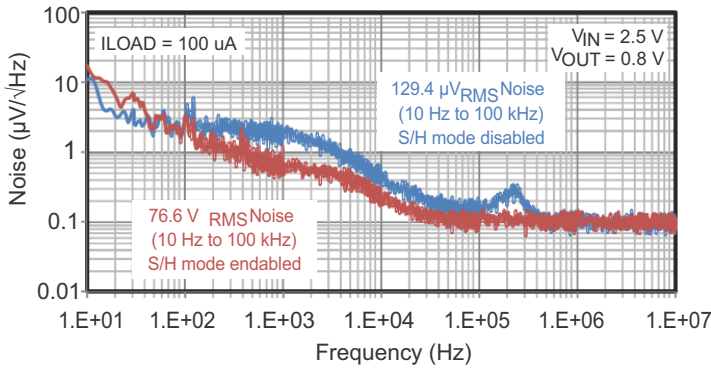


图 14. TPS7A02 上具有采样保持基准和不具有采样保持基准的噪声频谱。(来源: TPS7A02 上的 TI 内部硅测量)。

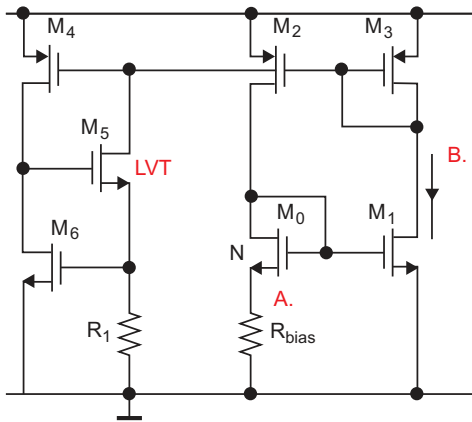
解决芯片尺寸和解决方案面积问题

在纳米功率稳压器中面积最大的模块之一是电流基准, 该基准负责生成 1 至 10nA 的偏置支路。电流基准模块内的电流偏置生成面积由电阻器元件决定。在低值电阻器上施加较小的电压偏置, 可减小电阻器值。在形成基准偏置电流时, 可以通过一项技术来生成 $\Delta V_{gst}/R$ 或 $\Delta V_{be}/R$ 电路。

图 15 显示了一种巧妙的偏置电流实现方式, 其温度系数几乎为零, 通过电阻器 R_1 和 R_{bias} 之间较小的电压偏置来创建正负系数温度偏置电流。

- $\Delta V_{GST} = 2 \times V_T \times \ln(N)$
- $I_b = \frac{2 \times V_T \times \ln(N)}{R_{bias}} + \frac{V_{GS6}}{R_1}$

图 15. 小面积 1nA 电流基准的电路图。



这些技术实现了更小的无源面积, 并有效地缩小了芯片面积。 I_Q 乘以最小封装面积 FOM 是比较此类技术面积效率的最佳方法。 TPS7A02 器件于 2019 年发布了 1mm x 1mm 双平面无引线 (Dual Flat No-Lead DQN) 封装, 而其对应的 晶片级封装 (Wafer Chip Scale Package WCSP) 于 2021 年发布。 LDO 拥有行业最低的 I_Q -封装面积-效率 FOM, 小于 10 nA-mm²。 图 16 展示了典型 0402 电容器与为 TPS7A02 提供的 DQN 和 WCSP 封装的并排比较。

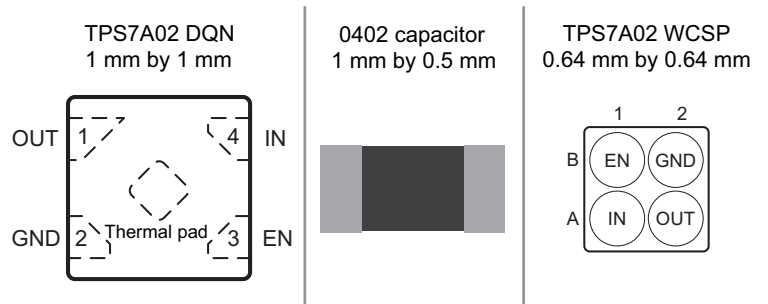


图 16. 采用 DQN 封装、0402 电容器和 WCSP 封装时 TPS7A02 的尺寸并排比较。

当将类似的面积减小技术应用于电源电压监控器时, 面临的主要挑战是如何检测高于 10V 的电压并仍然实现低于 0.5µA 的 I_Q 水平。受控电压的电容式感应与采样保持技术相结合, 可以减小芯片面积, 并缩短响应时间。 TPS3840 毫微功耗高输入电压监控器具有小于 350nA 的 I_Q , 从而实现了低至 15µs 的复位传播延迟, 同时能够直接监控 10V 电压轨。

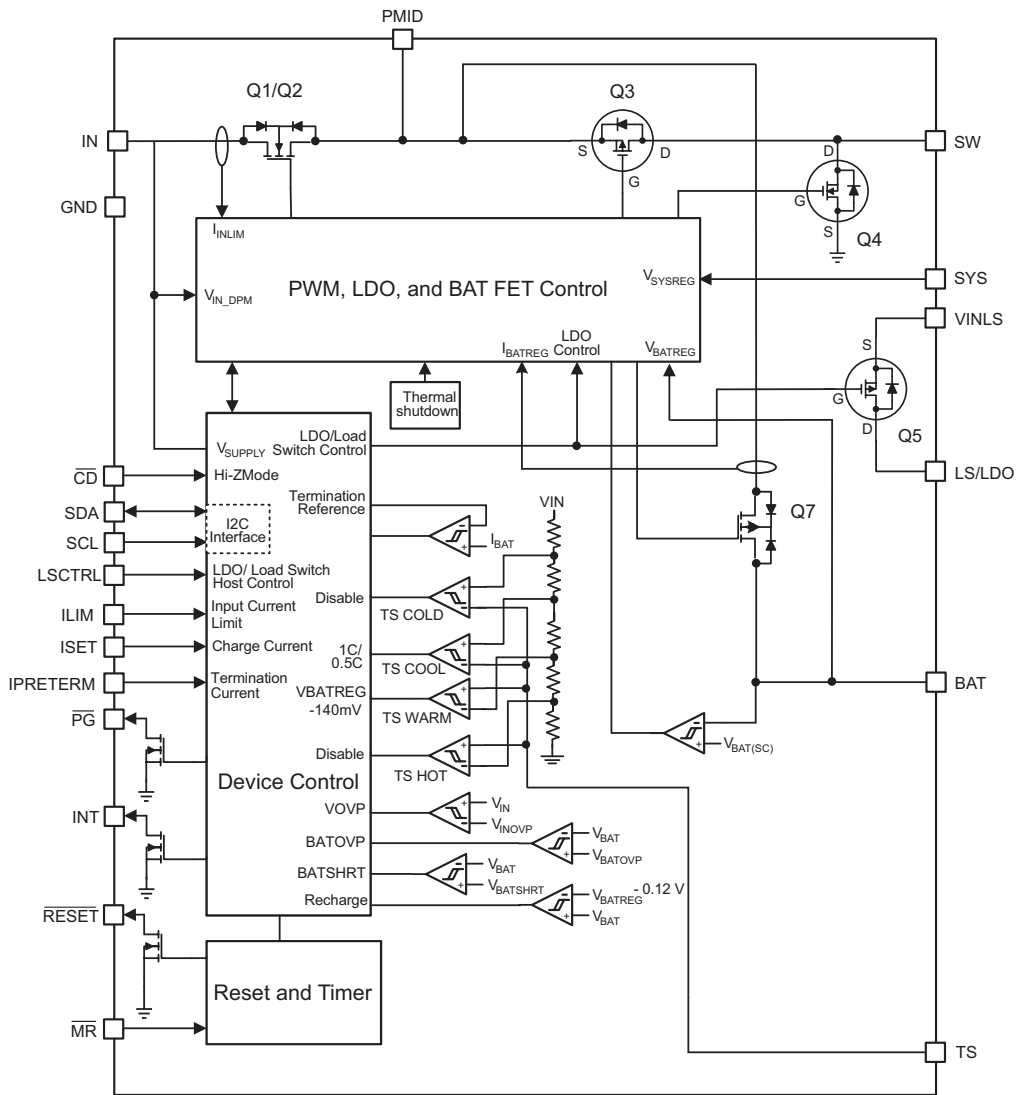


图 17. 纳安级充电器系统的系统级图。

节省电路板面积的有效方法之一是将更多功能集成到单个芯片上。这种集成使监控器、基准系统、LDO、电池充电器和直流/直流转换器等模块能够共享通用构建块，同时减小总 I_Q 大小。图 17 展示了 BQ25125 电池充电管理 IC 通过 I₂C 集成和灵活控制多种低 I_Q 的功能，I2C 为该器件提供了一项关键优势，能够将整个电源管理系统部署到可穿戴设备、计量和汽车传感器物联网应用中。

解决泄漏和亚阈值操作问题

TI 电源工艺技术采用优化的低功耗设计元件。高密度电阻器和电容器与全新的电路技术相结合，能够同时减小 I_Q 和裸片面积。功率 FET 和数字逻辑提供低泄漏晶体管，同时优化速度；因此， I_{SHDN} 和面积完全不受影响。此外，在较低 $V_{GS}-V_T$ 水平下对亚阈值操作进行精确建模（如图 18 所示），可实现低至皮安/微米的偏置水平的可靠操作。

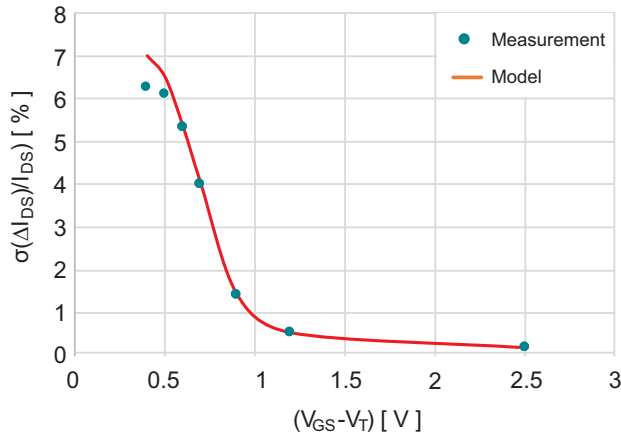


图 18. ΣIDS 不匹配百分比与 $V_{GS} - V_T$ 之间的关系。

电气特性

规定 $T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$ 、 $V_{IN} = V_{OUT(nom)} + 0.5\text{V}$ 或 2.0V （以较大者为准）、 $I_{OUT} = 1\text{mA}$ 、 $V_{EN} = V_{IN}$ 以及 $C_{IN} = C_{OUT} = 1\mu\text{F}$ （除非另有说明），典型值为 $T_J = 25^\circ\text{C}$ 条件下的值。

参数		测试条件:	最小值	典型值	最大值	单位	
标称精度		$T_J = 25^\circ\text{C}$, $V_{OUT} \geq 1.5\text{V}$, $1\mu\text{A}(1) \leq I_{OUT} \leq 1\text{mA}$	-1		1	%	
		$T_J = 25^\circ\text{C}$: $V_{OUT} < 1.5\text{V}$	-15		15	mV	
在温度范围内的精度		$V_{OUT} \geq 1.5\text{V}$	$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$		1.5	%	
		$V_{OUT} \geq 1.5\text{V}$			20	mV	
(ΔV_{IN})	线性调整率	$V_{OUT(nom)} + 0.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 6.0\text{V}$ (1)	$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$		5	mV	
ΔV_{OUT} (ΔI_{OUT})	线性调整率 (2)	$1\text{mA} \leq I_{OUT} \leq 200\text{mA}$, $V_{IN} = V_{OUT(nom)} + 0.5\text{V}$ (2)	$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$		20	38	mV
			$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+125^\circ\text{C}$			50	
I_{GND}	接地电流	$I_{OUT} = 0\text{mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		25	46	nA
			$T_J = -40^\circ\text{C}$ 至 $+85^\circ\text{C}$			60	
I_{GND}/I_{OUT}	接地电流与负载电流间的关系	$5\mu\text{A} \leq I_{OUT} < 1\text{mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		1		%
		$1\text{mA} \leq I_{OUT} < 100\text{mA}$			0.25		
		$I_{OUT} \geq 100\text{mA}$			0.15		
$I_{GND(DO)}$	压降中的接地电流 (3)	$I_{OUT} = 0\text{mA}$, $V_{IN} = 95\% \times V_{OUT(nom)}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		25		nA
I_{SHDN}	关断电流	$V_{EN} = 0\text{V}$, $1.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 5.0\text{V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$		3	10	nA

表 1. TPS7A02 数据表中 I_{GND} 和 I_{SHDN} 的变化。

- (1) 对于 $V_{OUT} \leq 1.5\text{V}$, $V_{IN} = 2.0\text{V}$ 。
- (2) 负载调节标准化为输出电压 ($I_{OUT} = 1\text{mA}$)。
- (3) 由设计指定

I_{Q-GND} 、 I_{SHDN} 和 V_{OUT} 精度的变化都是工艺技术组件可制造性的良好指标。表 1（来自 [TPS7A02 具有快速瞬态响应的毫微功耗 IQ、25nA、200mA 低压降稳压器数据表](#)）显示

了在 -40°C 至 85°C 温度范围内无负载情况下 I_{GND} 在 25nA 至 60nA 的范围内变化。这种温度变化代表了电流镜失配和 I_{BIAS} 生成控制。 I_{SHDN} 在室温下的变化范围为 3nA 至 10nA ，是功率 FET 和数字逻辑泄漏控制的良好指标。

V_{OUT} 精度随温度变化小于 1.5%，这是亚阈值失配控制的良好指标。

避免低 I_Q 设计中潜在的系统缺陷

外部电容器泄漏是一个问题。任何稳压器的输入和输出电容器都会使 I_Q 增大。图 19 描述了一种评估外部电容器泄漏的好方法，其中针对不同电容器绝缘电阻 (R_p) 规格测量了电容器的压降与时间的关系。撇开数据表的规格来测量电容器的泄漏也不愧是个好主意。将电容器充电至已知电压并监测压降随时间的变化可以很好地量化和比较不同的电容器选项。具有最大绝缘电阻的电容器随时间变化产生的压降最小。

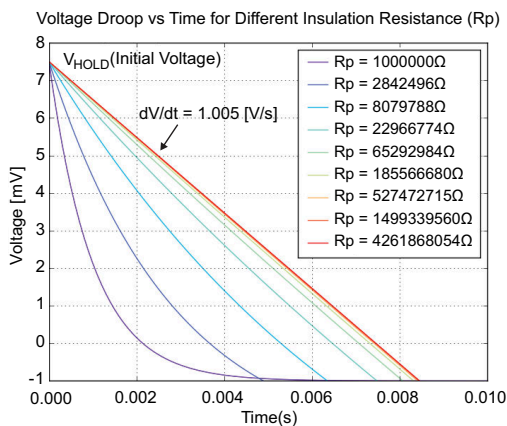


图 19. 不同绝缘电阻的压降与时间的关系。

除电容器泄漏之外，电压表的输入阻抗在低 I_Q 测量设置中也能起到重要的作用，并且可能导致错误的结果。在电源或输出电压为 5V 的情况下，典型的 $10M\Omega$ 阻抗电压表放置在电源稳压器的输入端或输出端，可产生 500nA 的电流。该外部泄漏比 TPS7A02 LDO 的内部自消耗 I_Q (25nA I_Q) 多出 20 倍。

正确的测量方法以及电压表和电流表的正确放置可以避免测量误差。图 20 显示了不同测试设置对效率的影响，在低于 0.1mA 负载时，这种影响已非常显著。有关避免超低 I_Q 测量设置问题的技巧，请参阅模拟设计期刊文章 [精确测量超低 \$I_Q\$ 器件的效率](#)。

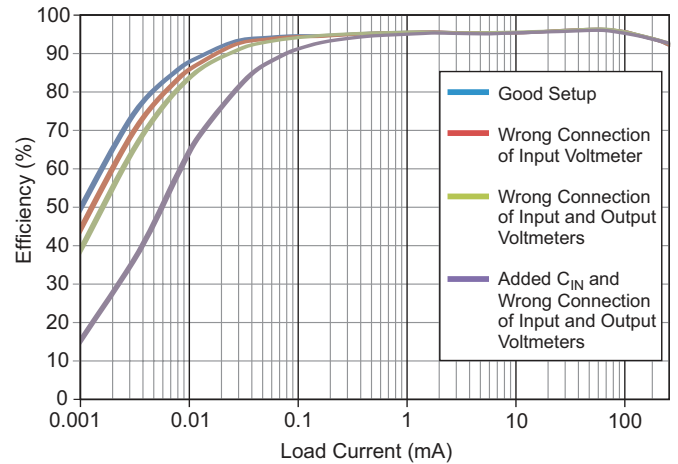


图 20. 不同的效率测量结果取决于设置。

实现低 I_Q ，但不失去灵活性

灵活性是低功耗应用设计的关键。其中一个示例是改变输出电压值。传统方法是使用可调的外部反馈分压器，但这不仅会导致较高的不准确性，还会导致较高的 I_Q 。现代纳安级功率转换器使用 R2D 接口 (图 21)，这些接口可在不消耗额外电流的情况下实现输出电压的数字化设置，因为该功能将在启动器件后关闭。

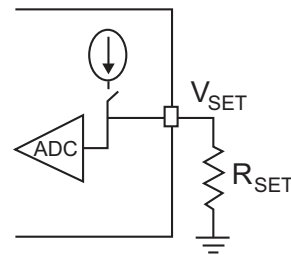


图 21. R2D 接口。

减少外部元件数量，从而降低汽车应用中的 I_Q

在严苛的汽车环境中，外部电阻器会在系统级别限制 I_Q 。考虑到防止泄漏的要求，电阻器通常限制在 $100k\Omega$ 以下。但您仍然可以实现较低的 I_Q 和 I_{SHDN} 。监控 12V 电压的外部反馈分压器将产生大于 $100\mu A$ 的 I_Q 。您可以使用具有较高电阻的内部反馈分压器来减小分压器电流，但可编程性会受到影响。

LM5123-Q1 宽 V_{IN} 升压控制器通过交换传统的外部反馈电阻器和内部低电压基准来实现较低的 I_Q ，从而以很低的成本实现低值电阻器。通过电压基准和反馈电阻器的这种创

新布局, 可实现比上一个示例中的 $300\mu\text{A}$ 的二十分之一还低的 I_Q , 请参阅图 22。

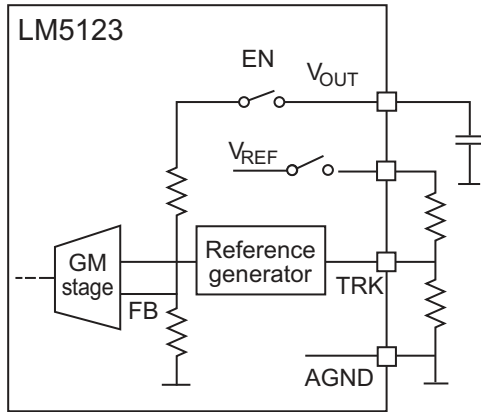


图 22. 低 I_Q 汽车环境中的灵活编程。

和 LM5123-Q1 类似, LMR43610/20 36V、1A/2A 降压转换器采用一种新颖的方法, 通过集成反馈网络最小化 I_Q 。LMR43610/20 在启动时对 V_{OUT}/FB 引脚进行阻抗检查, 检查外部反馈网络的存在, 工程师可以利用外部反馈网络来调节输出电压特性。如果未检测到外部反馈电阻器, 器件将会自动利用固定输出电压为 3.3V 或 5V 的集成反馈网络。这最大限度地减少流经反馈网络的泄漏, 并降低 I_Q 。许多开关模式的电源器件, 例如 LMR43610/20, 使用内部 LDO 为 IC 内部电路供电。低电压应用通常直接利用输入电压为内部 LDO 供电。然而, 这种为内部 LDO 供电的方法对跨宽输入电压工作的设计提出了独特的挑战, 因为 LDO 的功率损耗与输入电压成正比。

为了解决这一问题, LMR43610/20 不是从输入获取功率, 而是利用 V_{OUT}/FB 引脚提供的相同电压为内部 LDO 供电, 随后偏置所有内部电路以最小化总 I_{Q_VIN} 。这使内部 LDO 电流降低了 $V_{OUT}/(V_{IN} * \eta_1)$ 倍。这些特征与本文所述方法相结合, 使 LMR43610/20 在 $150^\circ\text{C } T_J$ 下具有小于 $3\mu\text{A}$ (最大值) 的最优 I_Q , 在 1mA 时, 对于额定 $12V_{IN}$ 、 $3.3V_{OUT}$ 、2.2MHz 转换的轻载效率接近 90%。

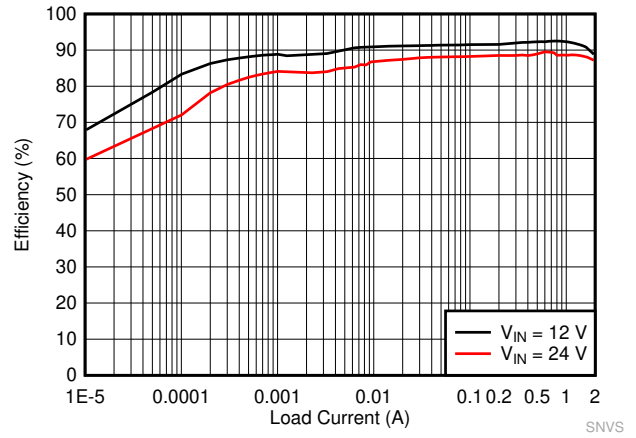


图 23. 效率: $V_{OUT} = 3.3\text{V}$ (固定值), 2.2MHz

支持系统级低 I_Q 的智能开启或启用功能

器件级别的改进可以简化系统级别的设计。其中一个示例是 TPS22916 上的智能启用功能, 这是一款 $60\text{m}\Omega$ 、 10nA 漏电流负载开关。除超低漏电流和 I_Q 性能之外, 该器件还提供了一种智能方式来打开开关。通常, ON 引脚上有一个内部下拉电阻器, 以确保在控制开关的微控制器进入高阻抗状态时电源开关不会意外打开。不幸的是, 这些上拉和下拉电阻器会对系统级 I_Q 产生不利的影响。

如图 24 所示, 与许多纳安级 I_Q 产品一样, TPS22916 具有智能启用或使能电路, 可在软启动之后开启下拉路径, 从而消除了之前常开的 I_Q , 并在器件断电后仍保证已知的低阻抗状态。

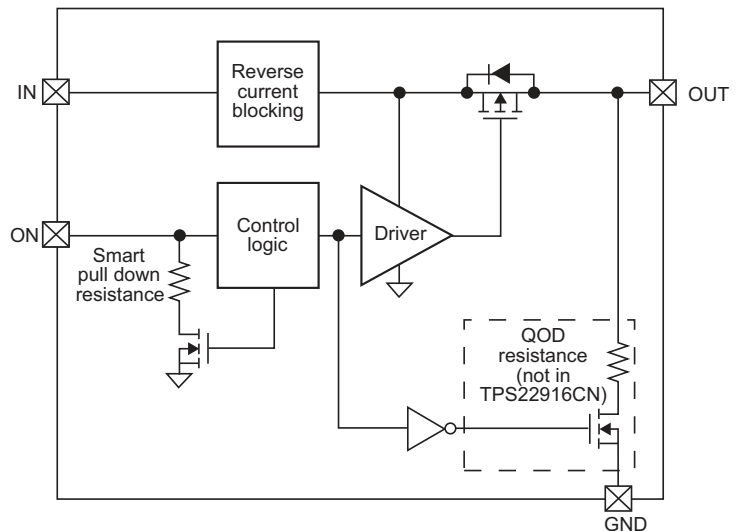


图 24. 可在器件关闭后保证 ON 引脚低阻抗的智能使能电路。

结语

显而易见，降低电流才是发展趋势。为了在空载或轻载条件下实现高效率，需要电源解决方案在保持超低电源电流的同时严格调节输出。借助 TI 的超低 I_Q 技术和产品组合，您可以在下一个设计中实现低功耗，并更大限度地延长电池运行时间。

TI 低 I_Q 技术的主要优势包括：

- 低功耗、常开型电源 - 超低泄漏工艺技术和新型控制拓扑可延长电池运行时间。
- 快速响应时间 - 快速唤醒比较器和零 I_Q 反馈控制可在不影响低功耗性能的情况下实现快速动态响应。
- 更小的外形尺寸 - 电阻器和电容器的面积缩减技术有助于在空间受限的应用中实现集成，同时不影响静态功率。

请访问 ti.com/lowiq，详细了解 TI 如何在不影响系统性能的情况下帮助您延长电池寿命和保质期。

低 I_Q 的主要产品类别

- **电池充电器 IC**
- **降压/升压和反相稳压器**
- **线性稳压器 (LDO)**
- **电源开关**
- **串联电压基准**
- **并联电压基准**
- **降压稳压器**
- **升压稳压器**
- **监控器和复位 IC**

重要声明: 本文所提及德州仪器 (TI) 及其子公司的产品和服务均依照 TI 标准销售条款和条件进行销售。建议客户在订购之前获取有关 TI 产品和服务的最新和完整信息。TI 对应用帮助、客户的应用或产品设计、软件性能或侵犯专利不负任何责任。有关任何其它公司产品或服务的发布信息均不构成 TI 因此对其的认可、保证或授权。

SimpleLink™ is a trademark of Texas Instruments.
Bluetooth® is a registered trademark of Bluetooth SIG, Inc.
Wi-Fi® is a registered trademark of Wi-Fi Alliance.
所有商标均为其各自所有者的财产。

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司