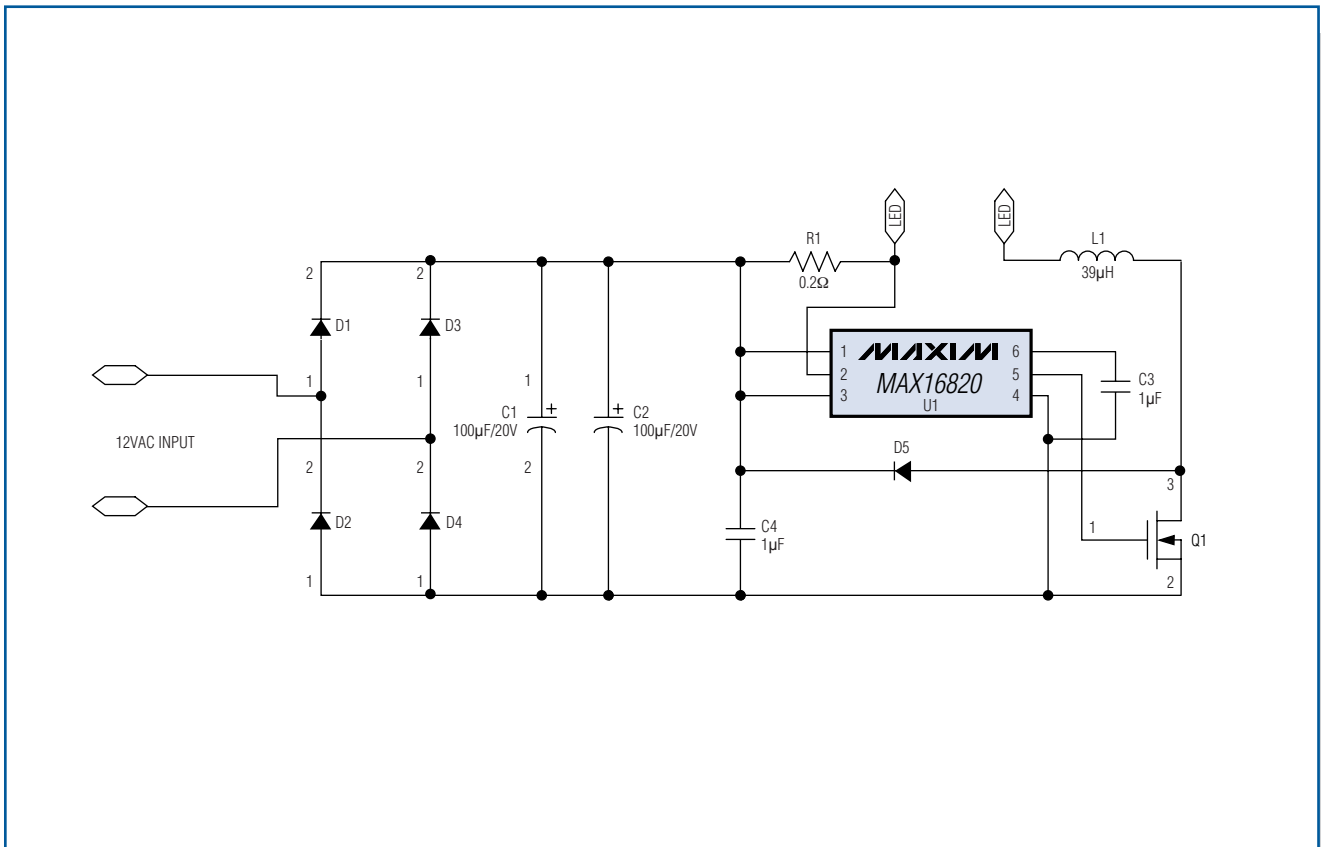


来自CEO的一封信		2
深入探讨	降低视频子系统的工作和待机功耗，延长手持式视频系统的电池使用时间	3
	用LED替代低效率的MR16卤素灯	10
	开关电源介绍	14
设计实例	低成本电源排序器	18



采用MAX16820 LED驱动器构建5W MR16 LED灯驱动电路。图中LED为LedEngin 5W WLED。(参见图10)

来自CEO的一封信

Maxim：技术之源

在Maxim成立25周年即将到来之际，请允许我回顾一下公司在电子行业取得的成就和业绩。

80年代，Maxim因单芯片RS-232方案和微处理器监控器而闻名；90年代，我们占据了电源管理产品的主导地位，推出了无数种开关电源和线性电源产品，并成为笔记本电脑行业高效开关电源的主要供应商。几乎所有读者使用过的笔记本里就至少有一颗Maxim的电源管理芯片。

多年以来，Maxim推出了大量的不同类型产品，涵盖26个主要产品线，其中包括：无线RF、光通信、音频、视频、数据转换和热管理。在www.maxim-ic.com.cn网站可以获得所有产品的列表，公司还针对大批量生产的产品提供定制的高集成度方案，如蜂窝电话、数码相机、平板电视和PC显示器、笔记本电脑以及个人媒体播放器。

公司最初是从代工厂购买晶圆产品。1989年，Maxim购买了第一家自己的晶圆厂，从而降低了生产成本并改进了产品质量，更重要的是我们开发出了独特的工艺，为产品提供超群的性能。目前我们拥有五个晶圆厂，分别坐落在San Antonio TX、Dallas TX、San Jose CA、Beaverton OR以及最近设立的Irving TX工厂，这些工厂承担了97%的晶圆生产任务。我们最初的4个晶圆厂拥有160种以上的不同生产工艺，为公司发展提供了巨大潜力，也是我们根据用户的发展需求、为用户及时供货的信心保障。

另外，我们的制造业并不局限于晶圆厂，我们始终采用自主测试，目前我们有三大测试厂：一个位于泰国，两个位于菲律宾。超过98%的测试任务在美国本土以外完成，位于California、Oregon和Texas的测试工厂也承担了部分任务。

我们拥有遍布全球的设计中心，在美国、中国、印度、日本、韩国、法国、意大利、土耳其、英国及其它几个欧洲国家设立了30多个设计中心。我们还在大多数发达地区成立了销售办事处，22个销售机构分布在14个国家。借助这些设计、制造和销售机构，我们将全球业务扩展到了18个国家。

Maxim在55个国家拥有经销商，并设立了6个Maxim直接销售机构，能够处理15个国家的销售业务。同时，我们还通过在线销售系统为其它国家提供服务。我们的用户包括消费电子、计算机、通信和工业领域的绝大多数知名厂商。遍及55个国家的35,000多家客户，使我们成为真正的国际化跨国公司。

Maxim公司始终心系客户，在产品定义、生产和测试过程中始终遵循非常高的标准准则。正是基于我们宽广的产品线和全球性的服务网络，Maxim能够满足不同区域的市场和技术需求。我们随时欢迎与任何规模、任何地点、具有任何需求的客户合作。

随时为您提供优质服务，



Tunç Doluca
总裁兼首席执行官

降低视频子系统的工作和待机功耗，延长手持式视频系统的电池使用时间

越来越多的便携式设备，例如数码相机、蜂窝电话和便携式媒体播放器等，都开始逐渐增加复合视频输出的连接功能。这类设备中，连接在视频数/模转换器(DAC)之后的视频滤波放大器产生视频信号。现有的3.3V视频滤波放大器处理视频信号时，功耗为45mW。

电池使用时间是便携设备的关键，首先要考虑降低视频系统IC的功耗。出于这一考虑，新一代视频滤波放大器能够工作在1.8V电压，功耗仅为12mW — 功耗降低了近70%。

能量消耗在哪里？

简单地说，每个电路的功耗包括自身工作的损耗和驱动负载的损耗。图1中，电源为电路提供总电流(I_T)，其中 I_Q 是运算放大器的静态电流， I_L 是负载电流。

电流和电源电压相乘得出功率。首先按照以下公式计算静态功耗(P_Q)、负载功耗(P_L)以及总功耗(P_T)：

$$P_Q = V_{DD} \times I_Q$$

$$P_L = V_{DD} \times I_L$$

$$P_T = P_Q + P_L = V_{DD} \times (I_Q + I_L)$$

为降低实际消耗的功率，必须同时减小 P_Q 和 P_L 。减小 V_{DD} 、 I_Q 和 I_L 都可以达到这一目的。

通常情况下，IC数据资料会给出 I_Q 或 P_Q 参数，但很少提到典型信号和典型负载条件下的平均功耗。对于

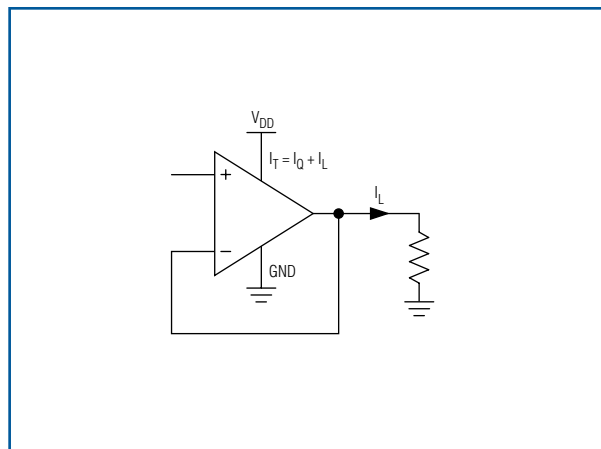


图1. 单电源运算放大器，带有一个对地的电阻负载。

便携式视频滤波放大器，由于电路不是处于关断状态，就是完全开启(即定义为当视频滤波放大器为负载提供视频信号驱动的时候)，因此， P_Q 几乎是无用信息。没有视频负载时，为了节省电池能量，应关断视频滤波放大器；如果在没有视频负载时开启视频滤波放大器，会造成电池能量的浪费。

3.3V 视频滤波放大器的功耗

当3.3V视频滤波放大器向负载提供视频信号驱动时，功耗增大，如表1所示。平均功耗定义为视频滤波放大器以50%平场视频信号驱动150Ω对地负载时的功耗。50%平场信号作为典型的视频信号，在电视上显示为灰屏(P_L 取决于图像内容，黑屏时功耗最低，白屏时功耗最大)。注意，尽管元件的 P_Q 差别很大，平均功耗却非常接近。

将视频信号驱动至视频负载造成功耗增大，这在很大程度上取决于视频放大器的输出方式。MAX9502输出视频信号采用了正向直流偏置(参见图2)。维持输出

表1. 各种视频滤波放大器的平均功耗和静态功耗

公司	型号	供电电压 (V)	平均电流 (mA)	平均功率 (mW)	I_Q (mA)	P_Q (mW)	输出方式
Maxim	MAX9502	3.3	13.5	44.6	5.3	17.5	正向直流偏置
TI™	OPA360	3.3	12.2	40.1	6	19.8	负向直流偏置
Maxim	MAX9503	3.3	13.2	43.4	12	39.6	DirectDrive™

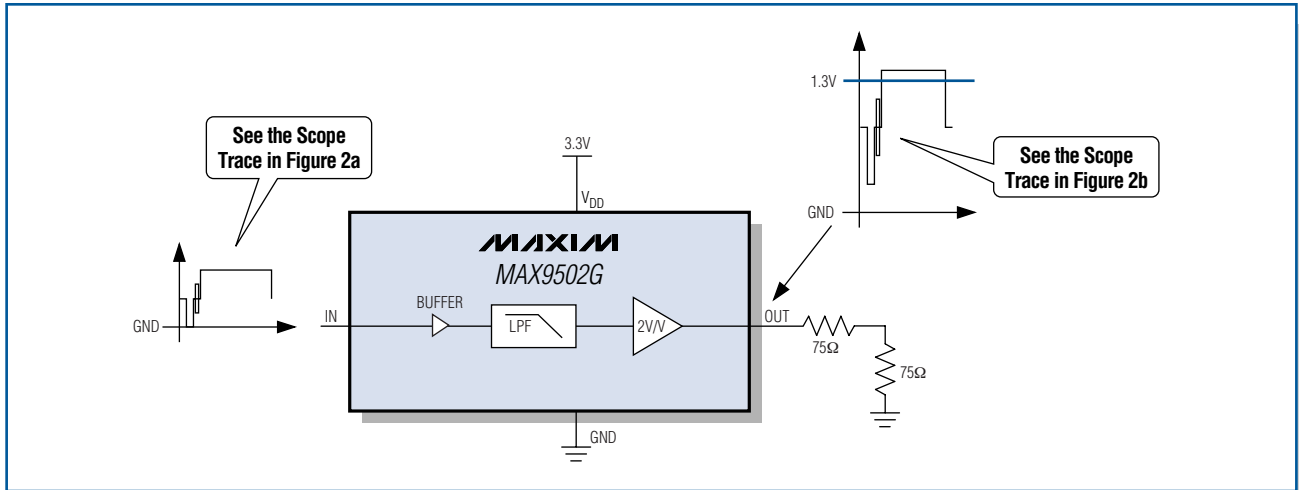


图2. MAX9502G应用电路，输入、输出为50%平场信号。

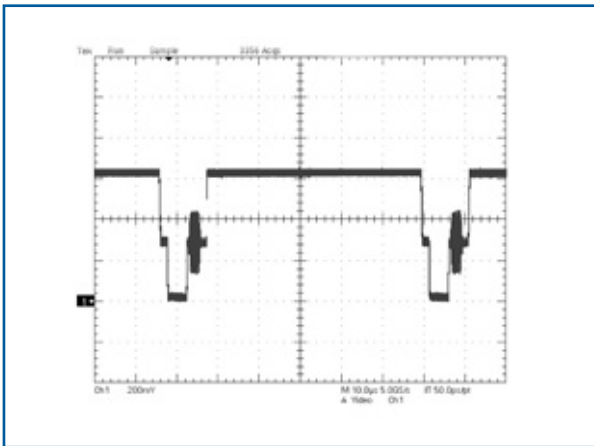


图2a. 50%平场信号波形，输入到需要测试的视频滤波放大器。

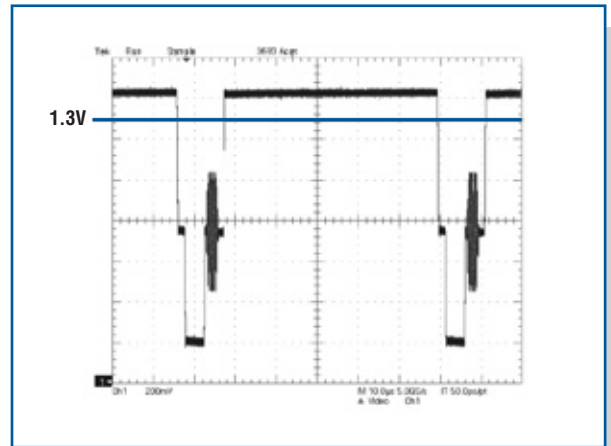


图2b. MAX9502G的输出波形，蓝色曲线表示50%平场信号的近似平均直流电平。

信号的正向直流偏置会使总功耗增大。因此，MAX9502必须供出大约8.7mA的电流(图2b中以蓝色粗线表示的电压除以150Ω)。

OPA360 (表1)的输出可以配合SAG网络工作，它由两个交流耦合电容组成(图3)。这些电容阻断了输出和负载之间的直流连接。因此，放大器不需要源出或吸入维持输出偏置的电流，从而降低了功耗。

利用Maxim受专利保护的DirectDrive[†]技术，MAX9503能够输出接近零直流偏置的视频信号，无需任何交流耦合电容(参见图4)。由于片内反向电荷泵可产生负电压，因此，这一技术使MAX9503能够输出地电平以下

的信号。尽管DirectDrive增大了 P_Q ，但由于 P_L 降低，MAX9503的平均功耗能够与MAX9502和OPA360保持同一水平。由于直流偏置接近地电平，MAX9503只需源出较小的电流。

新一代产品：1.8V视频滤波放大器

MAX9509是Maxim新一代视频滤波放大器系列的首款器件，大大降低了平均功耗和 P_Q ，如图5所示。其电源电压(V_{DD})由3.3V降到了1.8V，1.8V是移动电话正在逐渐使用的数字I/O电压；静态电源电流(I_Q)也由12mA降到了3.1mA (参见表2)。

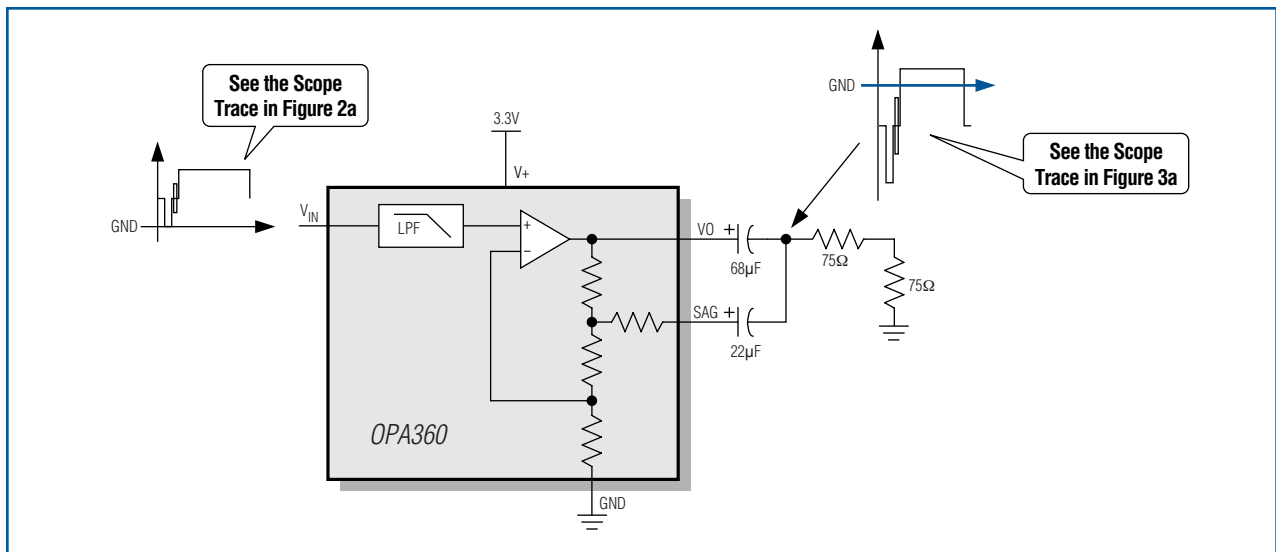


图3. 对于50%的平场信号，由于电容阻断了输出和负载之间的直流连接，因此，OPA360应用电路可有效降低功耗。

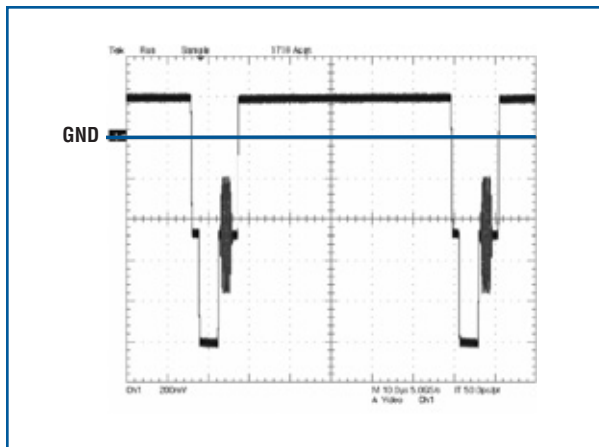


图3a. OPA360输出波形中的蓝色曲线表示50%平场信号的近似平均直流电平。

附录“1.8V视频滤波放大器的电路考虑”，给出了采用新的1.8V数字I/O电压设计视频电路时需要解决的特殊问题。

当视频滤波放大器采用1.8V电源电压工作时，必须采用DirectDrive技术。采用电压模式输出级的放大器必须至少提供 $2V_{p-p}$ 摆幅，才能输出复合视频信号。传统的放大器采用1.8V单电源供电时，没有足够的余量产生 $2V_{p-p}$ 输出信号。而采用DirectDrive后，集成反向电荷泵将产生一个嘈杂的-1.8V电压；负电压线性稳

压器将-1.8V电压稳定到-1V，降低了电荷泵噪声。因此，实际采用-1V至+1.8V的电压供电时，MAX9509刚好有足够的余量输出 $2V_{p-p}$ 视频信号。

MAX9509采用低电压、低 I_Q 的DirectDrive输出级，器件平均功耗(表2)大大低于表1中3.3V器件的功耗。更值得注意的是，MAX9509平均功耗低于3.3V视频滤波放大器的 P_Q 。

需要注意的是，在如此低的电压下电路高速工作，噪声将大大增加，因为此时电路的工作电流要比正常情况低。在MAX9509设计过程中考虑了噪声问题，该器件具有极佳的峰值信噪比(SNR)，达到64dB，足以满足消费类产品的要求。为了使电视屏幕显示清晰的图像，峰值SNR应该在40dB左右。

将充满噪声的电荷泵与滤波器和放大器放置在同一芯片是主要的设计难点。电荷泵有可能向敏感的视频信号上引入开关噪声。把MAX9509的电荷泵与视频信号通路隔离开可以有效解决这个问题，得到极低的电荷泵噪声频域特性(图6)，而且从时域特性也几乎观察不到噪声(图7)。

消费者在屏幕上观察MAX9509的输出信号时，既不会看到宽带噪声，也不会看到电荷泵噪声。

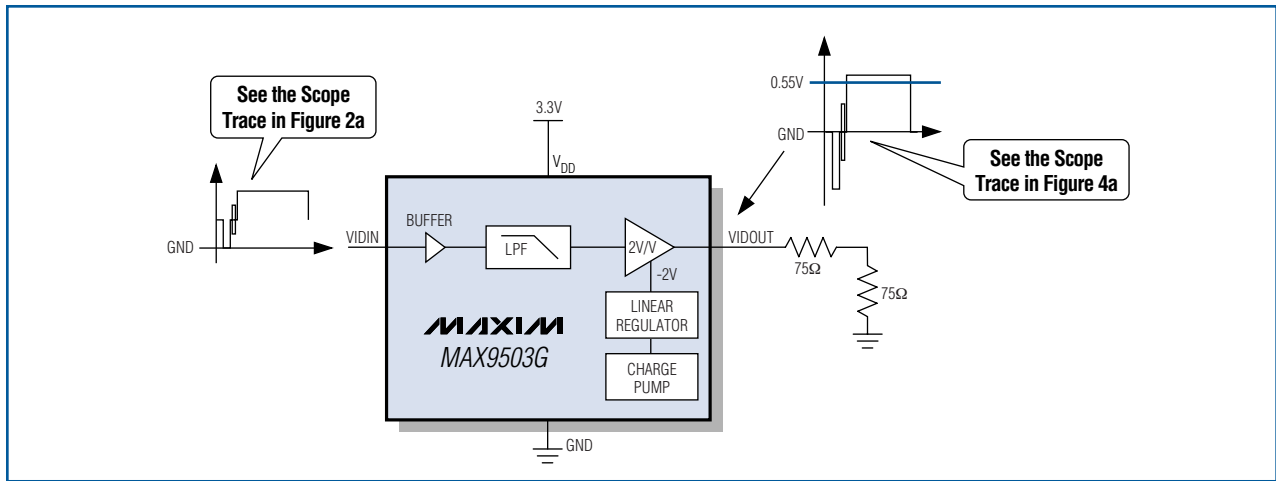


图4. 50%平场信号通过MAX9503G应用电路。

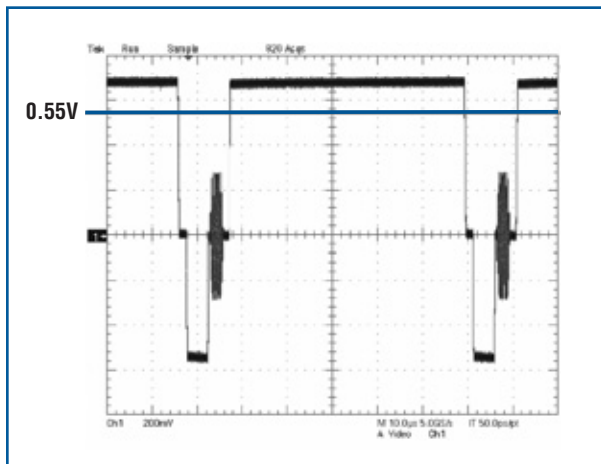


图4a. MAX9503G输出波形中的蓝色曲线表示50%平场信号的近似直流平均值。

低功耗视频滤波放大器的发展方向

虽然低功耗视频滤波放大器的开发工作已经取得了一些进展，但IC设计人员还有许多工作要做。

例如，视频负载检测。如果视频滤波放大器具有负载电子检测功能，并为微控制器系统提供负载状态，只在出现有效的视频负载时开启视频输出电路，即可进一步增强系统的智能化视频功耗管理。目前，大多通

过机械插孔检测视频负载的插入，以开启视频输出电路。如果电缆另一端没有连接电视或其他监视器，这种方法将造成电池能量的浪费。视频负载电子检测的另一个好处是只需要标准连接器，而不需要带有机械插孔检测的连接器，与标准连接器相比，这种机械连接器增加了成本，而且占用更大空间。

便携式设备中，低功耗一直是重中之重；考虑到越来越高的能源成本和全球变暖问题，墙上适配器供电的设备也越来越注重功耗问题。因此，发展趋势是在模拟芯片中集成更加智能的电源管理电路。对于视频滤波放大器，不但功耗要低，而且还应该具备视频负载检测、视频输入检测和控制电路，以便控制相应的工作模式。由于视频芯片一般用于价格竞争激烈的消费类电子产品，最大的难题是如何在增强智能化电源管理的同时不会过多地增加成本。

TI是Texas Instruments的注册商标。

†美国专利#7,061,327

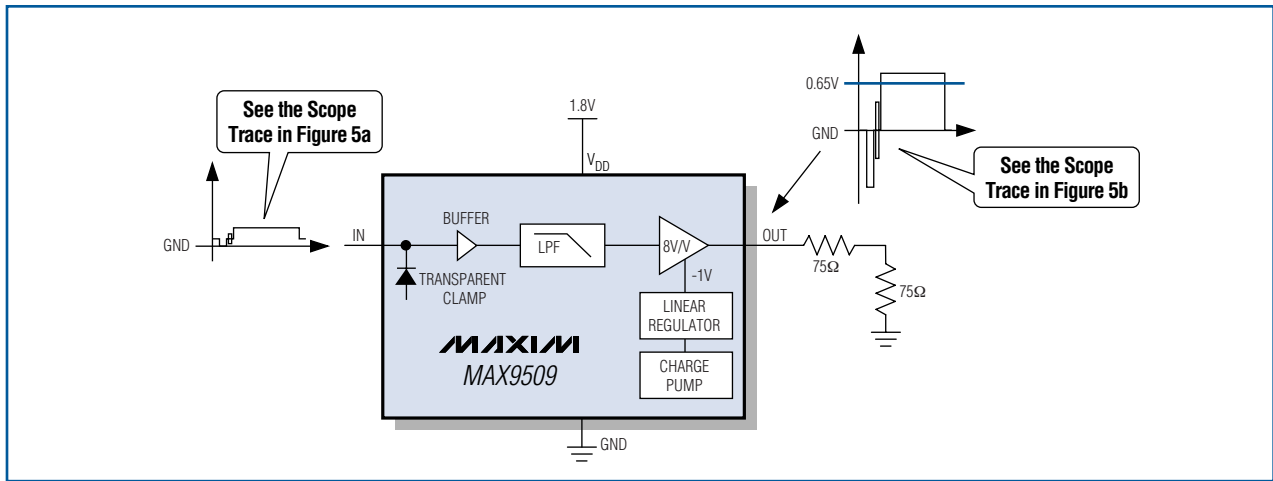


图5. MAX9509 1.8V应用电路处理50%平场信号，大大降低了功耗。

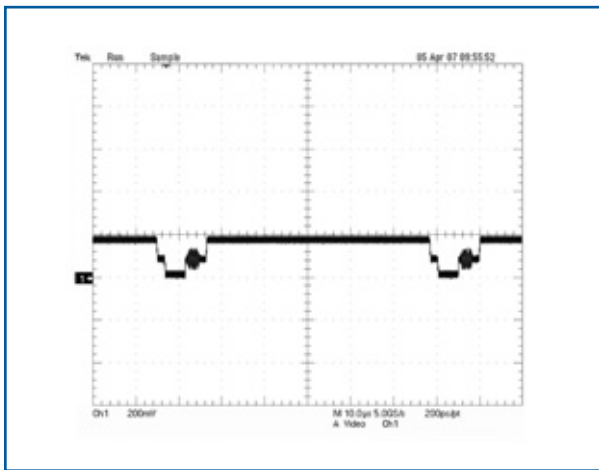


图5a. 50%平场波形输入到MAX9509；其振幅是图2a中波形振幅的四分之一。

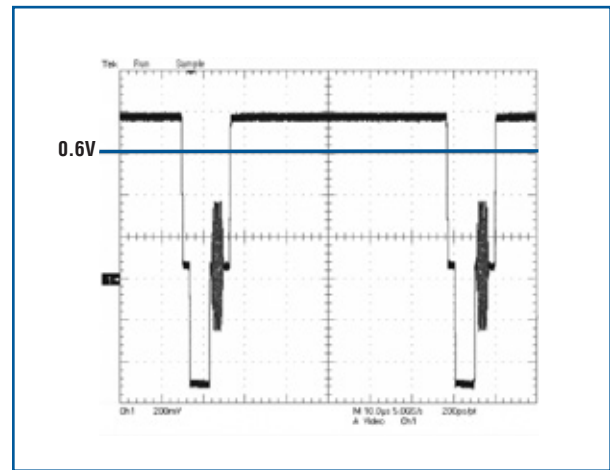


图5b. MAX9509输出波形中的蓝色曲线表示50%平场信号的近似直流平均值。

表2. MAX9509的平均功耗和静态功耗

公司	型号	电源电压 (V)	平均电流 (mA)	平均功率 (mW)	I_Q (mA)	P_Q (mW)	输出方式
Maxim	MAX9509	1.8	6.5	11.7	3.1	6	DirectDrive

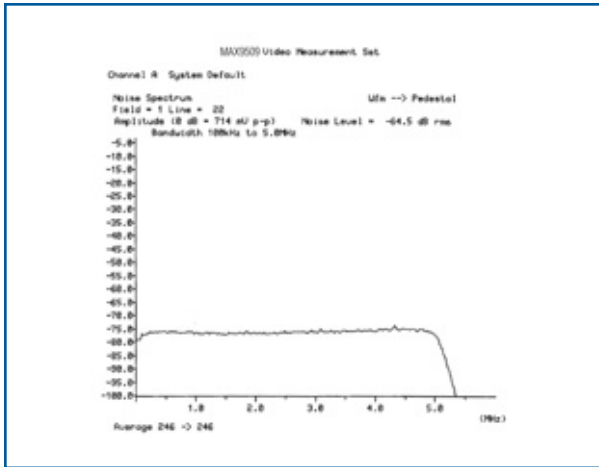


图6. 测量MAX9509的噪声和频率关系时，电荷泵的噪声频谱非常小。

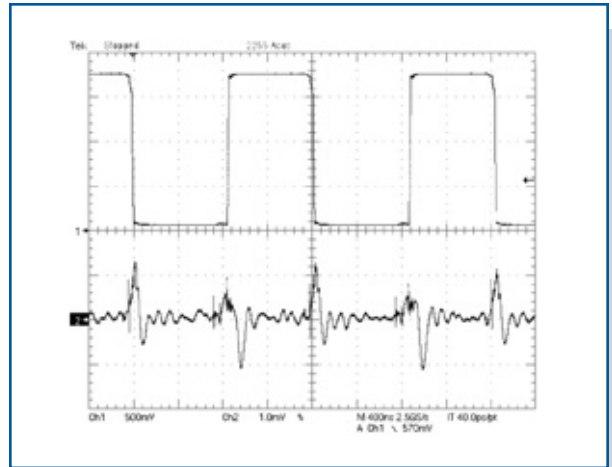


图7. 视频信号为 $1V_{p-p}$ 时，MAX9509输出(下面的迹线)随时间的变化，峰值为 $1.4mV_{p-p}$ 。上面的迹线表示的是电荷泵飞电容高端的电压。

1.8V 视频滤波放大器的电路考虑

设计低功耗 1.8V 视频滤波放大器时，需要考虑一些特殊因素。设置偏置电流合理分配电源电流，是最有效的途径。仔细布板能够降低寄生电容，实现良好的器件匹配。最后，还须认真检查并分析电路中所有支路的电流。这一系列措施有助于降低功耗，降低电路的带宽需求，只需满足频率响应和视频性能的带宽要求。

通过仔细的电路设计，并依托 Maxim 先进的 BiCMOS 工艺，MAX9509 的功耗要比上一代产品的功耗低得多。为了在满足特定应用性能要求的同时达到最低功耗，我们对所有上一代视频设计电路进行了分析。例如，减少 MAX9509 电源之间偏置电流的镜像；尽可能少地使用所产生的负电源。除此之外，还采用了专有电路来消除放大器工作在小电流时的失真。

Maxim 先进的模拟工艺能够针对特定的视频信号通道优选元件(例如，双极型和 MOS)，从而进一步降低 MAX9509 的功耗。MAX9509 的 5 极点滤波器省去了上一代 6 极点滤波放大器所需的双二阶滤波器(图 8 和图 9)。对于消费类应用，5 极点和 6 极点滤波器的滤波性能差异不大，取消双二阶滤波器将使总电源电流降低 10% 以上。

通过仔细放置滤波电路和放大电路，在给定的系统参数下优化信号通道的每一模块，进而降低总电流。例如，MAX9509 要获得 8 倍增益时，在滤波器内部采用 4 倍增益的前置放大器。因此，最终得到的视频放大器只需要 2V/V 增益(图 9)，从而降低了对最后一级视频放大器的要求，并降低功耗。同时也降低了两个放大器的总功耗，实现最佳性能。

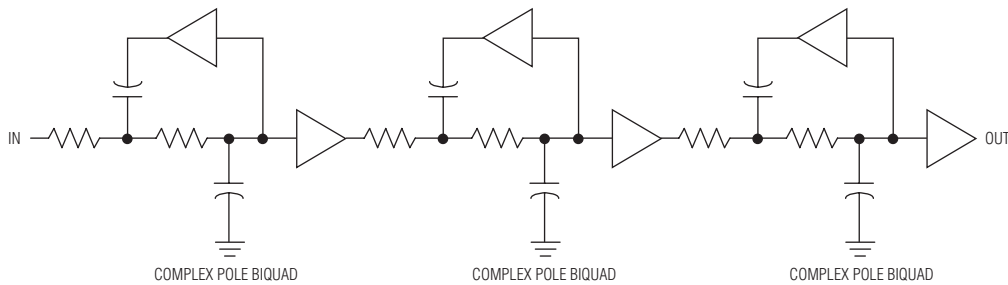


图 8. 上一代视频滤波放大器采用 6 极点滤波器。

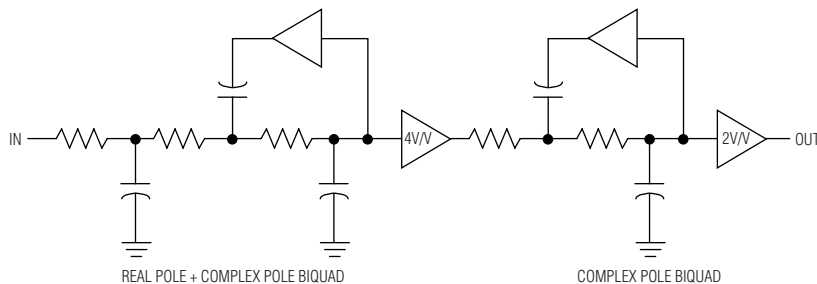


图 9. MAX9509 只采用 5 极点滤波器，省去了双二阶滤波器，总电源电流减少 10%。

用LED替代低效率的MR16卤素灯

虽然MR16卤素灯的诸多缺点限制了它的应用潜力，但仍然被广泛用于专业商店和家居的装饰性照明。常见的MR16卤素灯功耗在10W至50W，光通量范围为150流明(lm)至800lm，约等效于15lm/W的效率，或15%的发光效率。典型的卤素灯泡寿命约为2000小时。此外，灯丝还可能由于猛烈的振动导致灯泡过早损坏。

当前的LED技术提供了与MR16兼容、高度可靠、具有高性价比的卤素灯替代品。例如，LedEngin™公司的新一代5W(单片，4mm x 4mm封装)和10W(四片，7mm x 7mm封装)大功率LED，在电流为1000mA、结温(T_J) +120°C时，具有45lm/W的典型光效。实际工作条件下，5W封装相当于155lm的典型光输出通量(电流为1000mA，结温 $T_J = +120^\circ\text{C}$ 时)，而10W封装提供345lm的典型光输出通量(电流为700mA，结温 $T_J = +120^\circ\text{C}$ 时)。当LED产生与卤素灯相同的亮度时，功耗大约降低50%。此外，LedEngin即将推出具有高达90%发光效率(100khr，结温 $T_J = +120^\circ\text{C}$ 时)的LED，在整个产品的有效使用期内无需更换灯泡。

MR16 LED的参考设计

在图1所示MR16 LED参考设计中，Maxim选择LedEngin的5W白光LED (WLED)，用于演示MAX16820的1000mA电流驱动能力。表1和表2列出了详细的MR16参考设计的元件和电气参数，该参考设计采用大多数MR16应用中的12VAC $\pm 10\%$ 典型输入电压。

表 1. 5W MR16 LED驱动电路的元件列表

名称	说明
D1-D4	整流二极管 1N4001
C1, C2	100 μF /20V 钽电容或220 μF /25V 电解电容
C4	1 μF /25V 陶瓷电容
R1	0.2 Ω $\pm 1\%$ 检流电阻 IRC LRC-LR1206LF-01-R200-F
C3	1 μF /6.3V 陶瓷电容
Q1	MOSFET FDN359BN
D5	续流二极管 FBR130
U1	MAX16820
L1	39 μH /1.2A buck电感 Sumida CDRH6D38NP-390NC

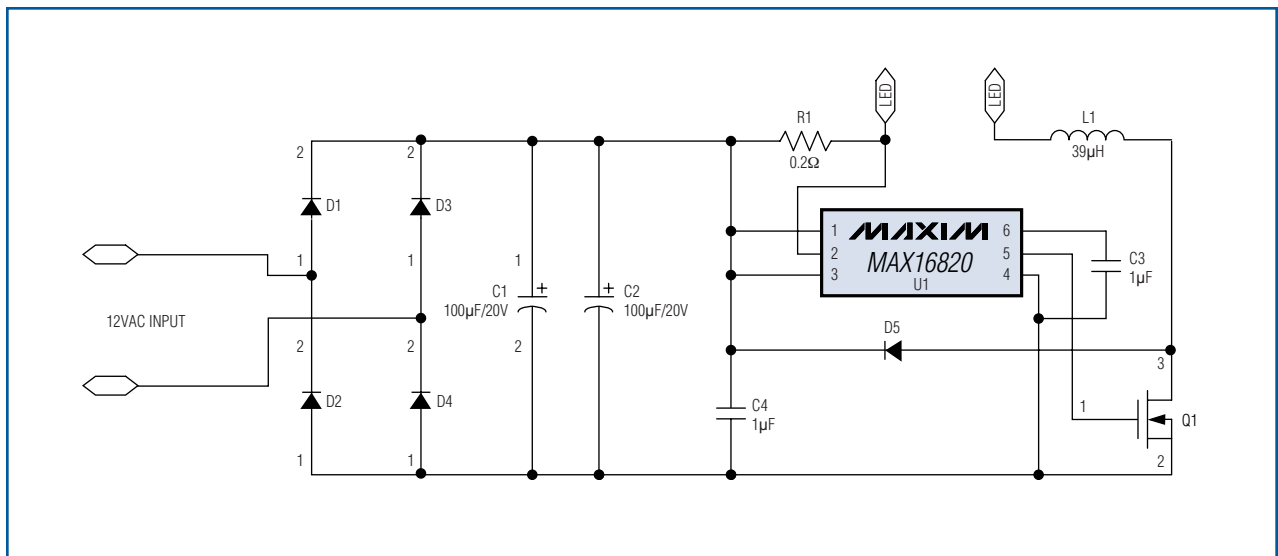


图1. 采用MAX16820 LED驱动器构建的5W MR16 LED灯驱动电路。图中LED为LedEngin的5W WLED。

表2. 5W MR16 LED灯驱动电路的电气参数

V_{IN} (最小值).....	10.8VAC
V_{IN} (最大值).....	13.2VAC
V_{LED} (最小值).....	5V
V_{LED} (最大值).....	3.1V
I_{LED}	1A
I_{LED} 容限	±15%
LED开路保护	有
LED短路保护	有

MAX16820是针对LED驱动应用，特别是基于LED的MR16而设计，是MR16 LED灯电路的理想选择。MAX16820采用超小型、6引脚TDFN封装，工作在4.5V至28V输入电压，能够驱动外部高性价比MOSFET，以提供宽范围的LED电流驱动能力。MAX16820工作在汽车级温度范围(-40°C至+125°C)，可安全工作于MR16灯具的高温环境中。此外，MAX16820还可提供高达25W或更高的功率，其2MHz(典型值)的开关频率允许使用小尺寸外部电感和电容，使驱动电路可以放置到MR16灯具内。

图1所示5W MR16 LED灯驱动器，包括整流桥(D1-D4)、100μF滤波电容(C1和C2)以及buck转换电路。该buck LED转换器由MAX16820、buck电感(L1)、功率MOSFET(Q1)、续流二极管(D5)以及检流电阻(R1)组

成。5W高亮度LED(HB LED)需要1A的驱动电流。Buck LED驱动器设计可提供1A的直流输出电流。驱动器采用滞回控制方案，控制buck电感的电流，提供LED所需的1A电流。MAX16820的滞回控制有助于构建简单、高度可靠的驱动器，并具有5%的LED电流精度。

为了保证5W HB LED在整个电源、频率范围内提供固定的1A电流，应在直流总线上连接滤波电容，以限制直流电源线的电压纹波。总电容至少为200μF，可使用标称值为220μF/25V的钽电容或电解直流电容，以降低成本。

为了保证足够的输出电流精度，电感电流的最大 $\Delta I/\Delta T$ 应低于0.4A/μs。如图1所示，电感的最大压降为 V_{LIMAX} ，电感L1的大小可由下式计算：

$$V_{LIMAX} = V_{AC_IN} \times (1 + \delta) \times \sqrt{2} - V_O \quad \text{等式1}$$

$$L1 = \frac{V_{LIMAX}}{\Delta I/\Delta T} \quad \text{等式2}$$

若 $V_{AC_IN} = 12V$ ， $\delta = 10\%$ 、 $V_O = 3.6V$ ，电感L1应大于37μH。由此，这里选择了39μH的标准电感，而 δ 是所允许的交流输入电压波动百分比， V_O 是LED的正向导通电压。

该设计利用LedEngin 5W、基于WLED的MR16灯进行了测试，装置如图2所示。图3至图6所示为该设计的测试波形。输入电压为12VAC(标称值)，输出电流纹波约为10%。

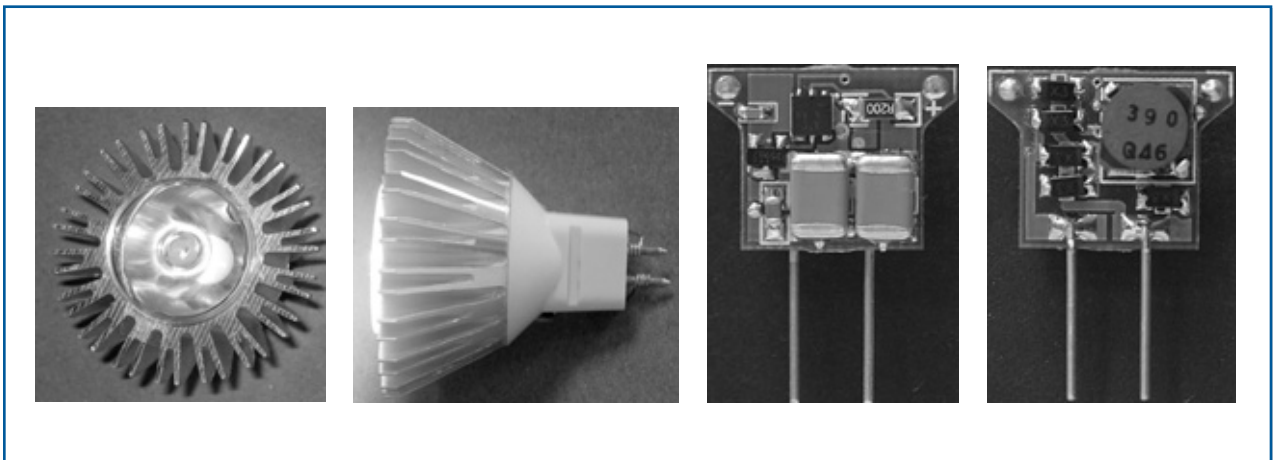


图2. LedEngin基于LED的MR16灯有一个独特的散热片，用于向空中散热。基于MAX16820的灯驱动器电路板放置在散热片后面。

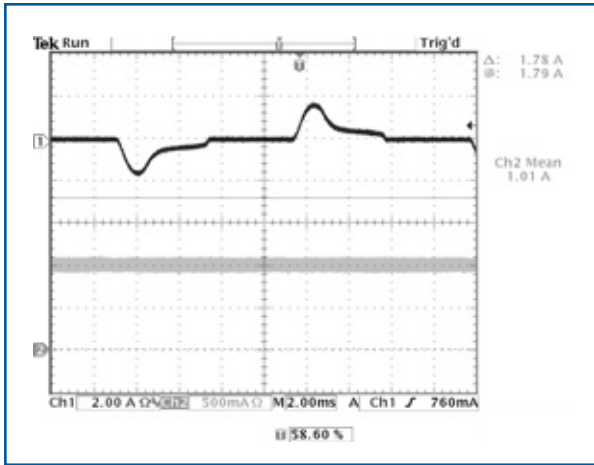


图3. 第一个MR16参考设计平台测试的输入交流电流如CH1所示，输出直流电流如CH2所示。

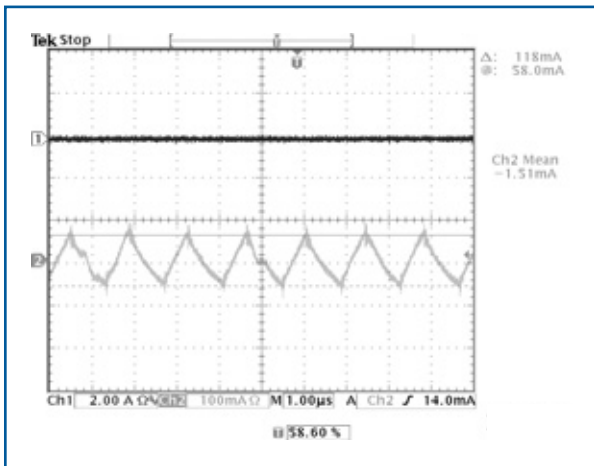


图4. CH2输出电流纹波的细节。

如图4所示，当采用200 μ F的直流滤波电容时，直流电源总线的电压纹波为8.5V。基于MAX16820的滞回控制模式具有良好的电源调整率，由于输入总线电压纹波很小，因此减少了输出LED电流的变化。对于5W MR16 LED灯驱动器，测试结果表明交流输入电压的纹波和变化量会超过8.5V，但输出LED电流仍稳定在1A。

图7所示MR16灯驱动器的PCB有两层。所有元件，包括两个交流输入连接焊盘以及两个直流输出连接焊盘(标记为LED+和LED-)位于顶层和底层。

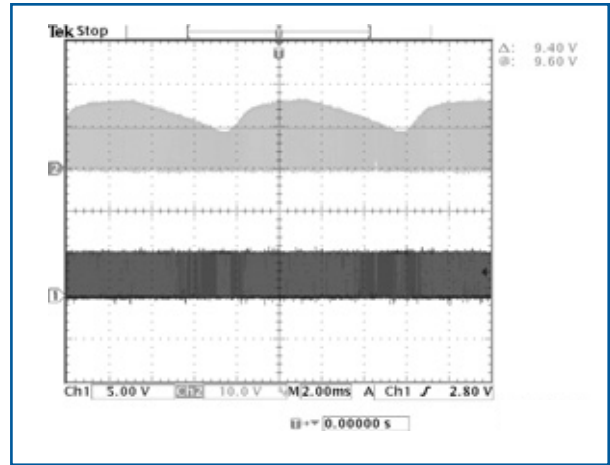


图5. 测试平台中，CH1所示为MOSFET栅极驱动器电压包络，CH2所示为漏-源电压包络。

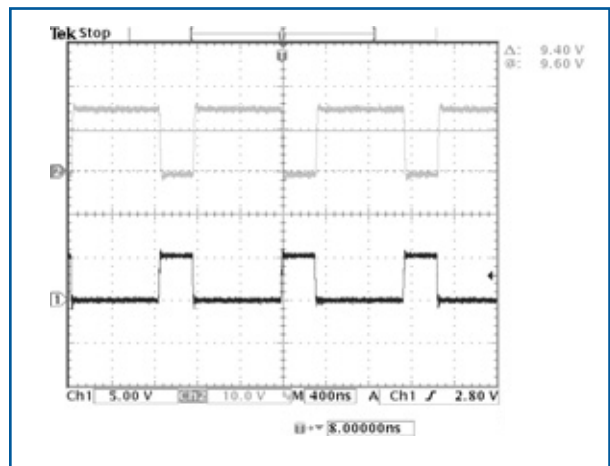


图6. CH1所示为MOSFET栅极驱动波形，CH2所示为漏-源电压波形。

在HB LED应用中，如果想要在100khr后仍能长期保持90%的流明效率，最好把5W LedEngin LED的结温限制在+120°C以内。作为一个低成本散热方案，散热片可把LED结产生的热量耗散到空气中。5W MR16 LED灯的散热片可耗散5W的LED功率。5W MR16 LED灯驱动器的PCB安装在散热片的背面。

值得注意的是5W MR16 LED灯的独特散热槽设计，与卤素灯中把灯管产生的热量直接辐射到周围空气不同，在基于LED的设计中，热量首先被传导到散热片(如图2中所示)，然后再通过对流方式耗散到空中。

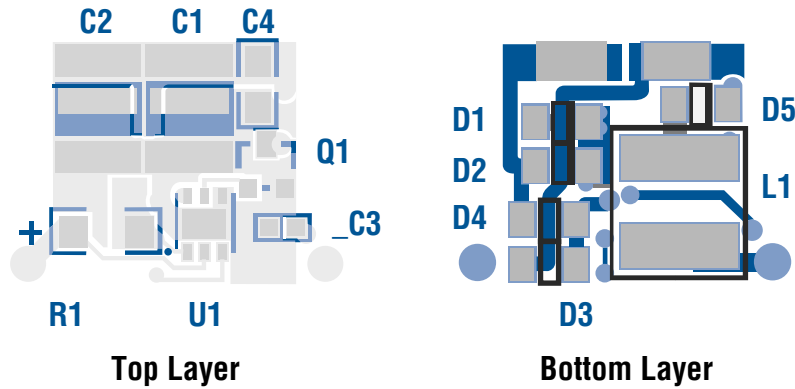


图7. 在5W MR16 LED灯驱动器的PCB丝网印刷层(顶层和底层)上可以看到直流输出的连接焊盘LED+和LED-。

结论

与其它低功率(1W和3W) LED方案相比, 大功率、5W MR16 LED参考设计能够显著提高亮度。因此, 该设计省去了为了满足MR16需求, 在10W卤素灯方案中所需的多个辐射源。

LedEngin是LedEngin, Inc.的商标。

开关电源介绍

种类繁多的电子产品对直流电压的需求也多种多样，这就需要一个行之有效的方法将标准电源转化成负载所需的电压，这种方法必须通用、高效、可靠。在现代电子产品中，开关电源(SMPS)被普遍用来提供各种不同的直流电源，而且，它对于提高DC-DC电源转换系统的效率和可靠性也是不可或缺的。

为什么选择SMPS?

绝大部分的电气直流负载由标准电源供电。但是，标准电源的电压可能不符合微处理器、电机、LED或其他负载的电压要求，尤其当标准电源本身的输出电压并不稳定时。电池供电设备就是一个最好的例子：标准的Li+电池或NiMH电池组的典型电压对于大多数应用而言，不是过高就是过低，或者随着放电过程电压下降的过多。

通用性

幸运的是，SMPS的通用性帮我们解决了这一难题，它将标准电源电压转换成合适的、符合规定的电源电压。SMPS拓扑结构有很多，但可以划分为几种基本的类型，不同类型的转换器可以对输入电压实现升压、降压、反转以及升/降压变换。与线性稳压器只能对输入电压进行降压不同的是，可以选择不同拓扑的SMPS来满足任何输出电压的需求，这也正是SMPS极具吸引力的原因。

可定制

另外，先进的SMPS IC的设计提供了不同的集成度，将经过裁剪的标准SMPS电路集成到单片IC，允许设计人员在不同规模的拓扑中进行选择。由此减轻厂商对通用电源或特殊应用电源的设计负担，并可根据项目需要为工程师提供定制的SMPS IC，从而进一步提高了这类器件的灵活多用性。

效率

工程师经常面临的一个问题是：如何高效的转换直流电源。例如，如何将输入电压降压转换为一个更低的输出电压。比较简单的方案是使用线性稳压器，毕竟，

这一方案仅需几个外部电容和适当的热管理。但是，方案简单所带来的一个结果是效率低下——当输入-输出压差较大时，效率往往低得让人无法接受。

线性稳压器的效率直接与其调整管所消耗的功率有关。调整管的功耗等于 $I_{LDO} \times (V_{IN} - V_{OUT})$ ，由此可见，有些情况下调整管会产生较大损耗。例如，负载为100mA时，将3.6V的电池电压降至1.8V输出，线性稳压器的功耗为0.18W。效率将低于50%，电池的工作时间也将缩减50% (按照理想情况估算)。

线性稳压器的低效率迫使工程师寻求新的改进方案，正是在这一背景下，SMPS引起人们的关注。根据SMPS的工作原理，在不同负载和电压下，一个设计良好的SMPS效率可达90%甚至更高。上述例子中，如果使用图1所示的降压型SMPS代替线性稳压器，效率可达到90%。这相比线性稳压器，效率提高了40%。通过直观的比较，降压SMPS的优势便体现出来了，其他的SMPS拓扑结构同样具有相近或是更高的效率。

SMPS设计不仅仅具有高效率这一主要优势，由于功耗的降低还带来许多直接的好处。例如，与低效率的竞争产品相比，SMPS的散热片面积大大减小。降低了对热管理的要求；而且更重要的是，由于器件不会工作在低效的高温环境中，大大提高了器件的可靠性，进而延长工作寿命。

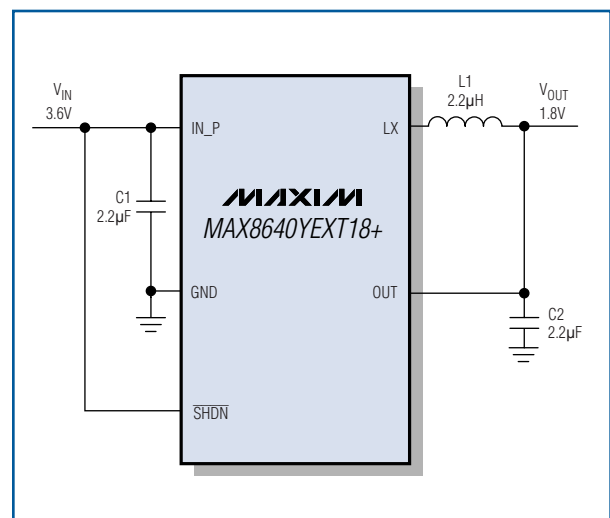


图1. MAX8640Y采用简单的降压型SMPS电路。

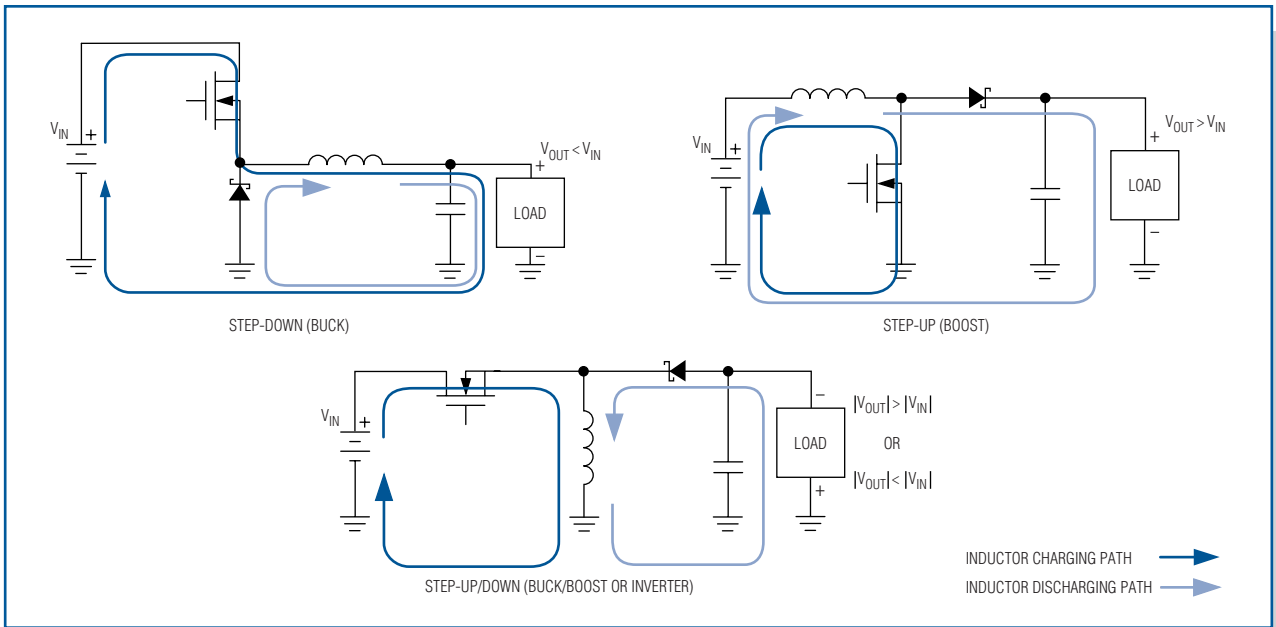


图2. 基本的SMPS拓扑: buck、boost和buck-boost。

SMPS拓扑及转换原理

如上所述，根据电路拓扑的不同，SMPS可以将直流输入电压转换成不同的直流输出电压。实际应用中存在多种拓扑结构，比较常见有三种基本类型，按照功能划分为(参见图2)：降压(buck)、升压(boost)、升/降压(buck-boost或反转)。下面还将讨论图2中所画出的电感充电/放电通道。

三种拓扑都包括MOSFET开关、二极管、输出电容和电感。MOSFET是拓扑中的有源受控元件，与控制器(图中没给出)连接，控制器输出脉宽调制(PWM)方波信号驱动MOSFET栅极，控制器件的关断或导通。为使输出电压保持稳定，控制器检测SMPS输出电压，并改变方波信号的占空比(D)，即MOSFET在每个开关周期(T_S)导通时间。D是方波导通时间和周期的比值(T_{ON}/T_S)，直接影响SMPS的输出电压。两者之间的关系在等式4和等式5给出。

MOSFET的导通和关断状态将SMPS电路分为两个阶段：充电阶段和放电阶段，分别表示电感中的能量传递状态(参见图2的环路)。充电期间电感所储存的能量，在放电期间传递给输出负载和电容上。电感充电期间，输出电容为负载供电，维持输出电压稳定。根据拓扑结构不同，能量在电路元件中循环传递，使输出电压维持在适当的值。

在每个开关周期，电感是电源到负载能量传输的核心。如果没有电感，MOSFET切换时，SMPS将无法正常工作。电感(L)中所储存的能量(E)取决于电感电流值(I)：

$$E = \frac{1}{2} \times L \times I^2 \quad \text{等式1}$$

因此，电感中能量的变化可通过电流的变化量(ΔI_L)来衡量，取决于规定的时间内(ΔT)电感两端电压的变化量(V_L)：

$$\Delta I_L = \frac{V_L \times \Delta T}{L} \quad \text{等式2}$$

在每个开关周期中(图3)，电感两端的电压恒定，因此电感中的电流线性变化。根据基尔霍夫电压环路定律，可以得到开关过程中电感两端电压，注意极性以及 V_{IN}/V_{OUT} 的关系。例如，升压转换器的放电期间，电感两端电压为 $-(V_{OUT} - V_{IN})$ 。因为 $V_{OUT} > V_{IN}$ ，所以电感两端电压为负。

充电期间，MOSFET导通，二极管反向偏置，能量从电源传递给电感(图2)。由于电感两端电压(V_L)为正，电感电流将逐渐上升。同时，输出电容将前一个周期存储的能量传递给负载，以保持输出电压的恒定。

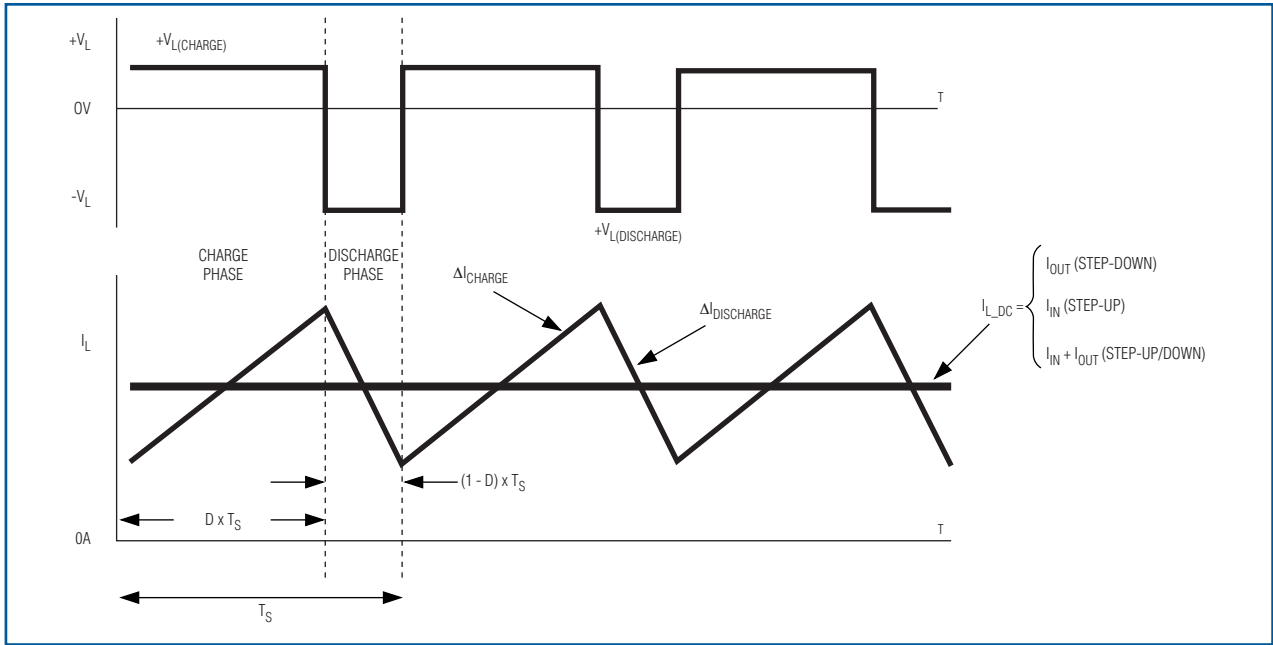


图3. 稳态时电感的电压、电流特性。

放电期间，MOSFET关断，二极管正向偏置并导通。由于此时电源不再对电感充电，电感两端电压极性反转，并且将能量释放给负载，同时补充输出电容的储能(图2)。放电时，电感电流逐渐下降，放电电流如上述关系式所示。

充电/放电周期循环，并保持一个稳定的开关状态。在电路建立稳态的过程中，电感电流逐渐达到其稳定值，该电流是直流电流和电路在两个阶段切换时所产生的交流电流(或电感纹波电流)之和(图3)。直流电流的大小与输出电流成正比，也取决于电感在SMPS拓扑中的位置。

纹波电流需要经过SMPS滤波，以获得真正的直流输出。滤波由输出电容完成，它对于交流信号呈现较低的阻抗。不需要的输出纹波电流通过输出电容旁路，并且当电流对地放电时保持电容电荷恒定。因此，输出电容还起到稳定输出电压的作用。实际应用中，输出电容的等效串联电阻(ESR)产生的输出电压纹波与电容的纹波电流成正比。

由此可见，能量在电源、电感和输出电容间传递，保持输出电压恒定，为负载供电。那么，通过SMPS间的能量传递如何确定输出电压和输入/输出电压转换

比？如果能够理解电路作用一个周期性波形的稳态过程，便可以很容易的计算出这些数值。

稳态期间，有一个变量在重复周期 T_s 的开始阶段与结束阶段相等。对于电感而言，如上所述，其电流周期性的充电与放电，因此其电流在PWM周期的开始阶段应该与结束阶段相等。这意味着，电感电流在充电过程的变化量(ΔI_{CHARGE})应等于在放电过程的变化量($\Delta I_{DISCHARGE}$)。建立充电和放电期间电感电流变化的等式，可得到下面的表达式：

$$|\Delta I_{CHARGE}| = |\Delta I_{DISCHARGE}|$$

$$\left| \frac{V_{L(CHARGE)} \times D \times T_s}{L} \right| = \left| \frac{V_{L(DISCHARGE)} \times (1 - D) \times T_s}{L} \right| \text{ 等式3}$$

$$|V_{L(CHARGE)}| \times D \times T_s = |V_{L(DISCHARGE)}| \times (1 - D) \times T_s$$

简而言之，在不同的工作周期，电感电压和时间的乘积相等。因此，从图2的SMPS电路中，我们可以很容易的得到稳态时的电压和电流转换比。对于降压电路，根据充电电路的基尔霍夫电压环路可得到电感两端的电压为($V_{IN} - V_{OUT}$)。同理，放电过程中电路电感两端的电压为 $-V_{OUT}$ 。根据等式3，可得出电压的转换比为：

$$|V_{IN} - V_{OUT}| \times D = |-V_{OUT}| \times (1 - D)$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D \quad \text{等式4}$$

同时，在理想的情况下，输入功率(P_{IN})与输出功率(P_{OUT})相等。因此，可得出电流转换比为：

$$P_{IN} = P_{OUT}$$

$$I_{IN} \times V_{IN} = I_{OUT} \times V_{OUT} \quad \text{等式5}$$

$$\frac{I_{IN}}{I_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = D$$

从这一系列等式可以看出，降压转换器的输出相比 V_{IN} 增大了 D 倍，而输入电流则比负载电流大 D 倍。**表 1** 列举了图 2 中所示拓扑结构的转换比。有些复杂的拓扑结构可能难以分析，但是利用这个方法解等式 3 和 5 可得到全部 SMPS 的转换比。

表 1. SMPS 转换比

拓扑	电压转换比	电流转换比
降压	$V_{OUT} / V_{IN} = D$	$I_{IN} / I_{OUT} = D$
升压	$V_{OUT} / V_{IN} = 1 / (1 - D)$	$I_{IN} / I_{OUT} = 1 / (1 - D)$
升/降压	$V_{OUT} / V_{IN} = D / (1 - D)$	$I_{IN} / I_{OUT} = D / (1 - D)$

SMPS的缺点和折中

当然，SMPS 的高效率并不是没有任何代价的。开关模式转换器最常被提及的问题是其引入的电磁干扰 (EMI) 和传导噪声。电磁辐射的产生源于 SMPS 电路中电流、电压开关波形的快速瞬变。电感节点电压的快速变化将产生电场辐射，而充/放电环路电流的快速切换将产生磁场辐射。另一方面，当 SMPS 的输入/输出电容以及 PCB 寄生对开关电流呈高阻抗时，输入、输出电路间将产生传导噪声。值得庆幸的是，良好的器件布局和 PCB 布线可以大大降低 EMI 和传导噪声。

SMPS 可以非常复杂，并且需要额外的外部元件，这将提高电源的整体成本。幸运的是，很多 SMPS IC 厂商提供了有关资料，不仅为用户介绍器件的工作原理，还给出了正确选择的外部元件的详细说明。同时，新一代的 SMPS IC 具有更高的集成度，大大减少了所需的外部元件数。

即使存在着各种缺点，SMPS 仍然大量应用于多种场合。因为可以通过设计克服 SMPS 的缺点，而采用 SMPS 所得到的高效率和灵活性是很多应用所迫切需要的。

设计实例

低成本电源排序器

绝大多数负载点DC-DC转换器可以将上一个转换器的电源就绪输出连接至下一个转换器的使能输入，实现上电排序。这种方法只适合比较简单的设计，不能满足多数现代微处理器和DSP的要求——这类器件要求断电顺序必须与上电顺序相反。许多厂商针对这类应用推出了可编程排序IC，但器件价格较为昂贵，不适合成本敏感应用。

作为可编程排序IC的替代方案，图1电路可以对四路电源进行经济有效的排序和监测。四路DC-DC电源可分别为应用电路提供3.3V、2.5V、1.8V和1.2V电压。四电压监控器(U1)可监测每路电源电压，并生成主电

源就绪(POK)信号。上电期间，U1可保证前一路电源有效之前不会接通下一路电源。另一个四电压监控器(U2)采用R1、R2、R3以及C1组成的RC电路设定上电和断电时序。由于各监控器由内部设置的门限，因此不需要外部电阻分压器。

将电源开/关信号连接至5V输入以启动上电时序，此时C1通过R2充电。随着电容电压逐渐达到1.2V以上，上升至1.8V、2.5V和3.3V，相应的U2输出变为高电平，从而使电源以预定的顺序打开。四个电源全部接通后，经过由C2设置的延时，POK信号变为高电平。

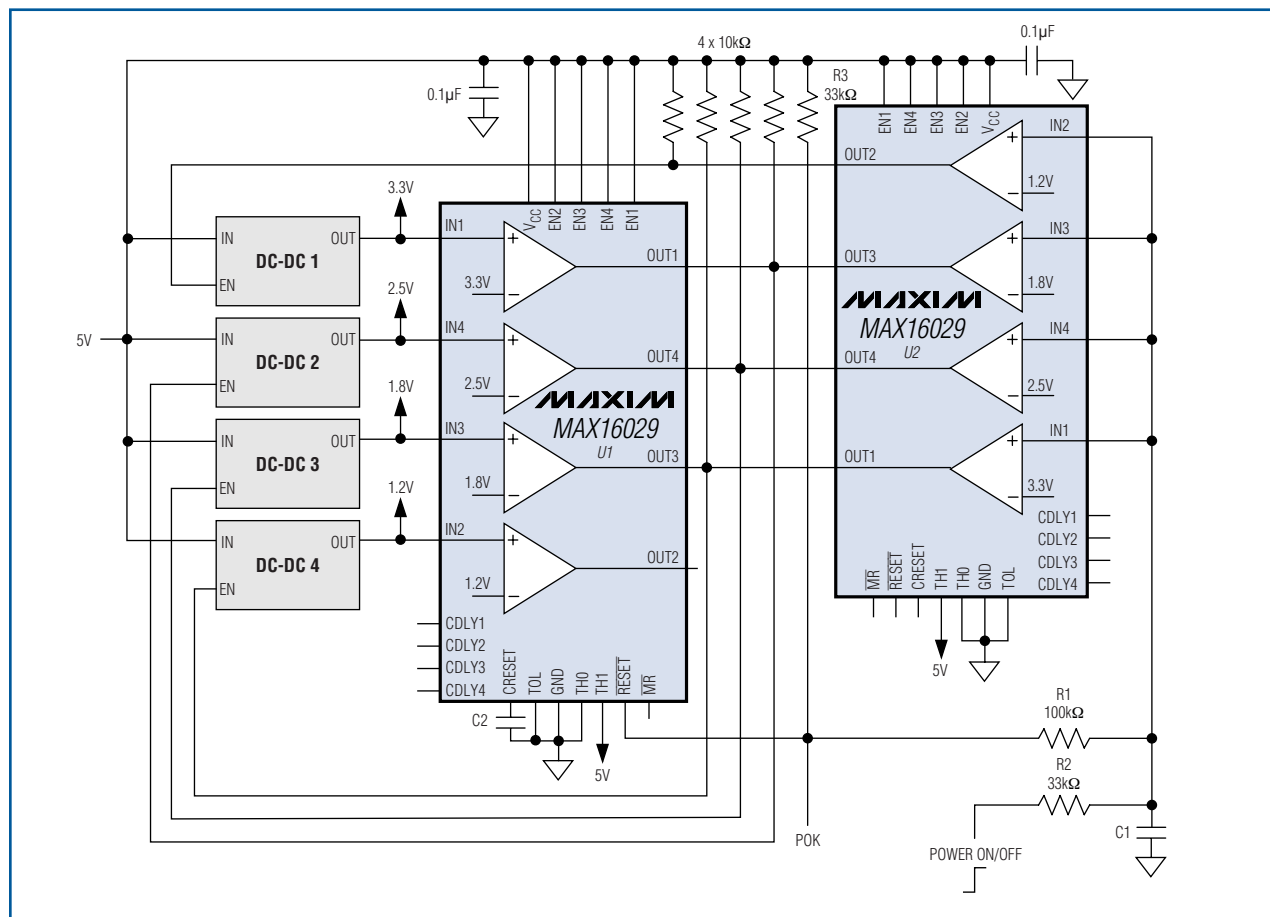


图1. 采用低成本IC，该电路首先以规定的上电次序打开四路电源，断电时使它们以相反的顺序关闭。

设计实例

为了对电源进行监测，电源开/关信号可处于高电平状态。POK信号通过R1和R3维持C1电压，并保持电源导通。响应故障时，POK迅速解除有效状态，C1通过R1放电，进而关闭所有电源。断电时，将电源开/关信号接地。POK解除有效状态时，C1通过R2和R1放电，以相反顺序关闭各路电源(图2)。

类似文章发表于2006年12月11日的EDN杂志。

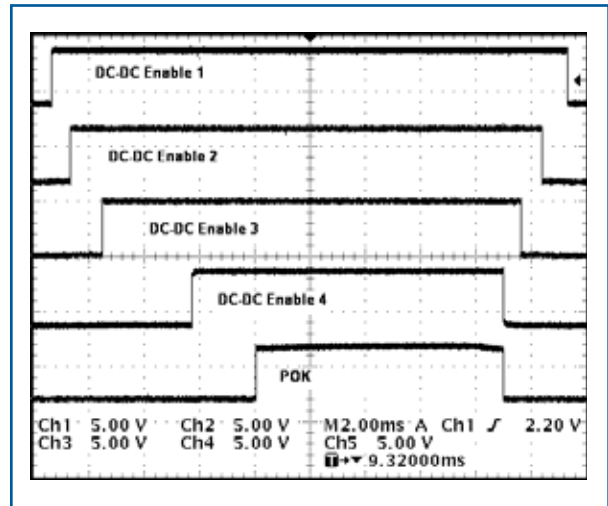


图2. 从第1路DC-DC转换器开始，图1电路依序打开其它三路转换器，并生成一个POK信号。将电路的开/关输入接低电平，撤销POK信号，将以相反顺序关闭所有四路转换器。