

CEO致辞		2
深入探讨	利用TDR (时域反射计)测量传输延时	3
	利用热分析预测IC的瞬态效应并避免过热	9
	为无线基站选择高线性度混频器	18
	在4-20mA电流环中如何使用高压、大电流驱动放大器	21

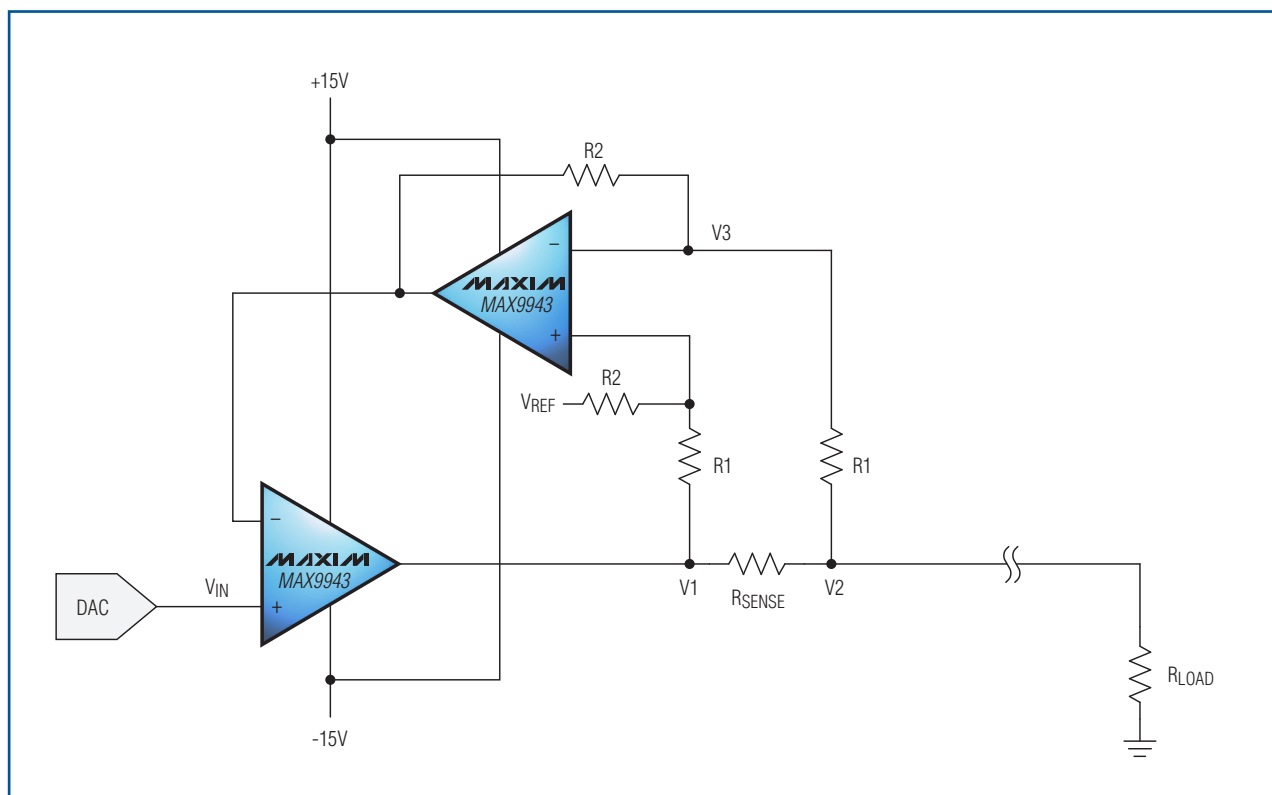


图3. 利用VI转换器将DAC输出转换为负载电流。该电路采用两片MAX9943运算放大器(见第21页文章)。

■ 加快您的产品上市——我们的神圣职责

我们新开发的每款IC，集成度往往高于前期产品。因此，新IC通常具备更多特性和功能，从而简化最终系统的设计。当然，我们都了解这些新增特性和功能同时也在某种程度上提高了设计复杂性。随着器件复杂性的提高，针对具体应用评估新器件也更加困难。

过去几年，常见的评估方法是：将IC插入一块面包板，通过连接少数引线使芯片“工作”。然而，当前的情形已大大不同。许多混合信号芯片都带有寄存器或其它某种形式的串行数字接口，以便将不同的控制参数从主计算机下载到芯片内。此外，芯片本身还具有一些特殊功能，很难通过临时搭建的一块面包板评估芯片。另外，还需考虑高频电路的布板问题，以避免影响性能。这些因素需要花费额外的时间和精力，也阻碍了产品开发进度。

我们深知客户评估一款新产品的时间往往非常紧迫。为了节省您的时间，我们准备了各种评估板。这些评估板价格不高，但却方便了您对芯片功能的评估，只需连接输入、提供控制信号，即可查看结果——整个过程仅仅需要几个小时，而非几天甚至几周。

当然，并不是所有芯片都很容易安装，针对这些器件我们提供了相应的系统级评估方案。例如，我们针对MAXQ®微控制器系列产品，在一块电路板上构建了一套完整系统，有些评估板甚至包括软件开发工具的安装。这些评估套件提供免费的汇编项目—开发环境(MAX-IDE)、Rowley Crossworks IDE和IAR Embedded Workbench®汇编工具，并提供仿真器，帮助您直接进入程序开发阶段。

此外，我们并不限于提供系统级评估方案。我们还提供更高一级的参考设计，用于演示芯片实际性能的完备系统方案。参考设计涵盖各种应用，包括：用于高清(HD)分辨率IP摄像机的MG2580 H.264编解码器；用于检测、数据采集和识别的1-Wire®专有方案；汽车照明与远程信息处理系统；从USB口获得5V和3.3V电源的电池管理系统；利用MAXQ3222作为数字温度调节器或利用MAXQ314实现单相电能监测的微控制器设计板；数字电视地面接收机调谐器等众多方案。

我们收集了最丰富的应用笔记，拥有强大的内部支持团队和现场应用支持团队，并不断扩充新的评估板、软件工具和参考设计。我们的目标是将您的产品迅速推向市场，为了达到这一目标，我们将不遗余力为您提供帮助。

我们随时欢迎新的建议，告诉我们能够为您提供哪些帮助，请发送邮件至tunc@maxim-ic.com。

此致



Tunç Doluca
董事长兼首席执行官

利用TDR (时域反射计) 测量传输延时

Bernard Hyland, 应用工程师, 资深技术专家

Maxim Integrated Products, Inc.

摘要：随着时钟速率的提高，利用高速示波器有源探头测量延时的传统方法很难获得准确结果。这些探头成为高速信号通路的一部分，并造成被测信号的失真，引入误差。探头还必须直接置于器件引脚，以消除PCB (印制电路板) 引线长度产生的延时误差，满足探头位置的这一要求是困难而复杂的过程。本文介绍了如何利用TDR (时域反射计) 测量降低探头误差的方法，有助于提高传输延时测量精度。

分析方法

本文基于以下三个前提：

1. 利用TDR (时域反射计) 减小探头误差。TDR通常用来测量信号通路长度与阻抗变化的关系。TDR也是测量传输延时的重要工具。
2. 避免直接探测。由于加载的原因，有源探头会使测量变得复杂，并引入误差。
3. 利用一个实例演示这一方法。本文将以MAX9979为例，该芯片为高速引脚电子电路，适合于ATE系统。芯片内部集成了双路高速驱动器、有源负载以及工作在1Gbps以上的窗比较器。

此处介绍的方法适用于任何高速器件。

TDR原理

TDR测试方法中，沿信号通路传输高速信号边沿，并观察其反射信号。反射能够说明信号通路的阻抗以及阻抗变化时信号延时的变化，TDR测试的简单示意图如图1所示。

从图1可以得到两个重要概念：

1. T_{DLY} 是我们将要测量的PCB (印制电路板) 引线延时。
2. Z_0 是被测PCB引线的阻抗。

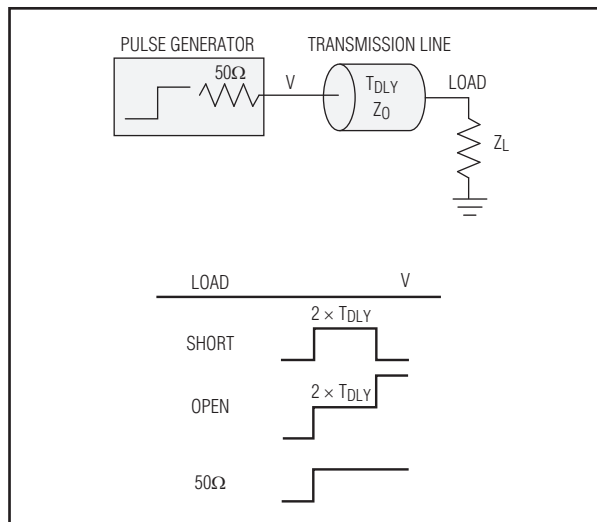


图1. TDR原理，TDR测量基于反射系数 ρ ，其中 $\rho = (V_{REFLECTED} / V_{INCIDENT})$ 。最终， $Z_0 = \rho \times (1 + \rho) / (1 - \rho)$ 。

仪器和评估板

为了测量纳秒级的延时，需要非常快的脉冲发生器、高速示波器以及高速探头。我们也可以利用具有TDR测量功能的Tektronix® 8000系列示波器(TDS8000、CSA8000或CSA8200)，配合80E04 TDR采样模块使用。本文采用MAX9979EVKIT (评估板)、Hewlett Packard 8082A脉冲发生器和TDS8000/80E04进行演示。图2所示为MAX9979EVKIT部分电路。可以选择使用任何具有TDR功能的高速示波器和任何高速差分脉冲发生器，同样能够获得相似结果。

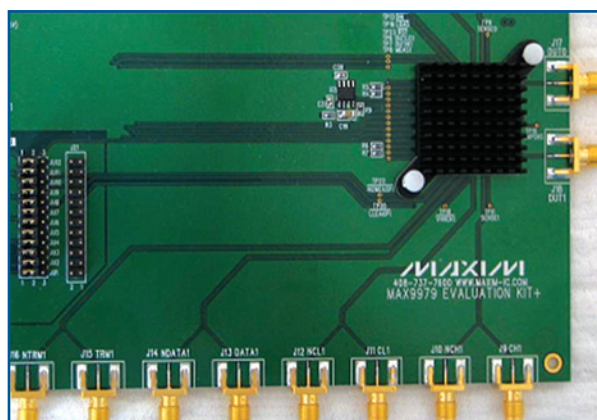


图2. MAX9979EVKIT (部分)。

分析中将进行以下测量：

- 从PCB的SMA边缘连接器DATA1/NDATA1 SMA至MAX9979 IC输入引脚DATA1/NDATA1的延时。
- 从MAX9979的DUT1（被测件）输出通过SMA连接器J18的延时。
- 连接DUT1输出至CSA8000测试电缆的延时。
- 从DATA1/NDATA1输入至DUT1输出，通过电缆到达CSA8000的总延时。
- 最后，计算MAX9979的实际延时。

DATA1/NDATA1输入建模

由于人们对TDR响应比较困惑，我们首先利用SPICE仿真器构建输入延时的模型。然后将仿真结果与实际测量进行比较，参见图3。

图3注释：

- PCB引线设定为6in长，阻抗为 65Ω 。实际上，这是DATA1/NDATA1 PCB引线的真实阻抗。理想情况下为 50Ω ，但从TDR测量结果将会看到该值为 63Ω 。
- NDATA1输出端接至地。由于DATA1和NDATA1对称，而且距离MAX9979引脚的长度相同，所以仅测量DATA1的PCB引线。
- 对信号发生器的12in电缆进行建模，但实际传输延时测量证明并不需要这一建模。

DATA1/NDATA1输入建模

图4所示为TPv3的SPICE仿真波形。

从图4数据可以得出以下几点结论：

- 输入信号为阶跃函数。这次仿真中，阶跃幅度为0.5V。以此模拟CSA8000产生的TDR信号。

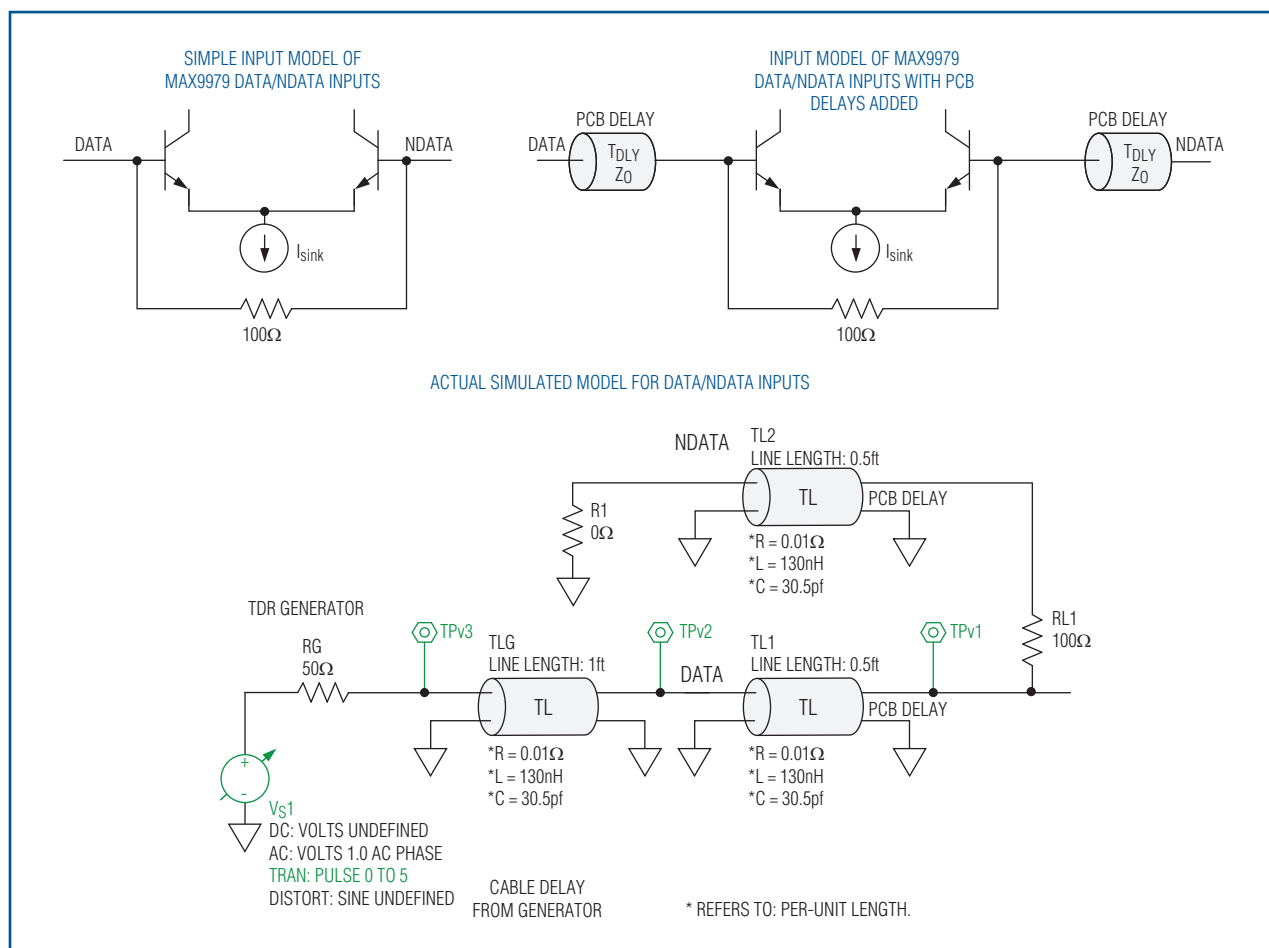


图3. 等效输入原理图和最终仿真模型。

- 时间代表模型中不同单元的延时：
 - a. 第1级表示发生器的12in电缆。延时大约为3ns，是实际延时的两倍。实际电缆延时为1.5ns。
 - b. 第2级表示DATA1 PCB引线。延时大约为2ns，PCB延时为该值的一半，或1ns。
 - c. 其它延时为脉冲通过DATA1 PCB引线的反射。
- Y轴反映了不同元件的阻抗，单位为伏特，可转换为阻抗。
- X轴为单次输入阶跃信号造成的模拟信号的反射，参照图1对信号进行比较。这些信号的长度代表通过不同元件的延时。

MAX9979的传输延时测量

按照以下六个步骤进行传输延时测量。

第1步：测量连接DUT1节点到CSA8000垂直输入的2in长SMA电缆的延时(图5)。

测量时：

- 将2in长SMA-SMA电缆连接至80E04 TDR模块的一路输入，另一端保持开路。
- 利用TDR的下拉菜单进行测量。
- 注意，这看起来很像图1中的“开路”示例。此处测得的延时为804ps，由于是两倍的电缆延时，所以电缆延时为402ps。
- 还需注意的是，第2级阶跃实际为顶部和底部之间的一半。根据TDR原理，表示2in长度电缆实际阻抗为50Ω。
- 这条2in电缆是我们测量延时的通路之一。

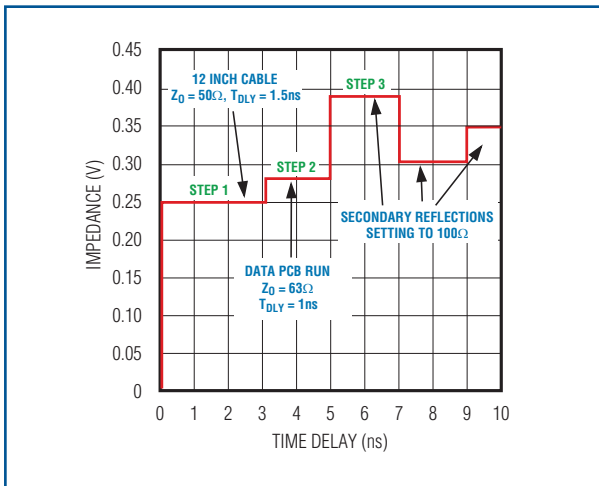


图4. 图3所示SPICE仿真模型(节点TPv3)。在MAX9979EVKIT DATA1输入采集到的数据。

第2步：测量DATA1输入信号的PCB引线延时/阻抗。

从该数据可以获得以下几项信息：

- 图6与图4中的仿真曲线相同，这证明了模型的准确性。
- 光标用于测量线路阻抗。第1级阶跃为49.7Ω，代表CSA8000电缆。与我们的预期结果一致。
- 第二光标显示97.8Ω，为MAX9979内部DATA1/NDATA1两端的100Ω电阻(参见图3)。与我们的预期结果一致。
- 第2级阶跃阻抗不是50Ω。这一级为DATA1 PCB阻抗，大约为63Ω。这意味着DATA1和NDATA1的PCB引线不是我们所希望的50Ω。
- 大幅值为150Ω，是额外的50Ω电缆和100Ω电阻，只存在于第3级反射。

该测量可以简化为：

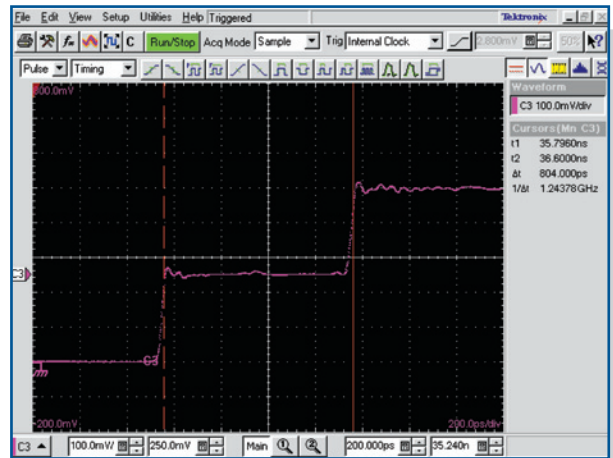


图5. 2in SMA电缆的CSA8000 TDR。

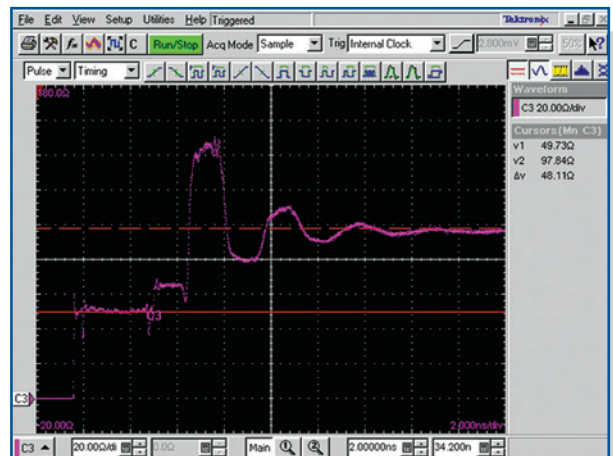


图6. DATA1 PCB TDR阻抗测量。

- 将12in SMA电缆的一端连接至CSA8000。将电缆另一端连接至MAX9979EVKIT的DATA SMA输入连接器。
- 将NDATA1的SMA连接器通过SMA接地，从图3可以看出这一点。12in SMA电缆的长度与延时测量无关，但应尽可能短。
- 无需对MAX9979EVKIT供电。该测量针对焊接到电路板上的MAX9979进行，但不需要上电。有些用户更喜欢使用没有焊接器件的电路板进行测量。断开MAX9979将产生更清晰的3级阶跃信号，仿真图1所示开路状态。两种配置下，实际时间测量结果相同。

图7所示，测量第2级阶跃-DATA PCB引线延时。注意：

- 第1级阶跃为电缆，我们对其延时并不感兴趣。
- 测量值为1.39ns，PCB延时为该值的一半，或为0.695ns。这一延时确实大于模型的延时，但我们仅利用模型估算延时加以比较。
- 测量在信号的倾斜沿进行。这些倾斜沿代表电路板SMA和MAX9979 DATA1引脚的电容效应。因此，在这些倾斜沿之间进行测量能够确保测试结果包含了SMA和PIN延时。还需注意的是，波形中存在凸峰：这是SMA连接器与电路板之间的电感产生的。由此，需要在凸峰之前进行测量，以确保获取完整的电路板延时。进一步的TDR测量读数将突显这些电容和电感造成的倾斜沿和凸峰。

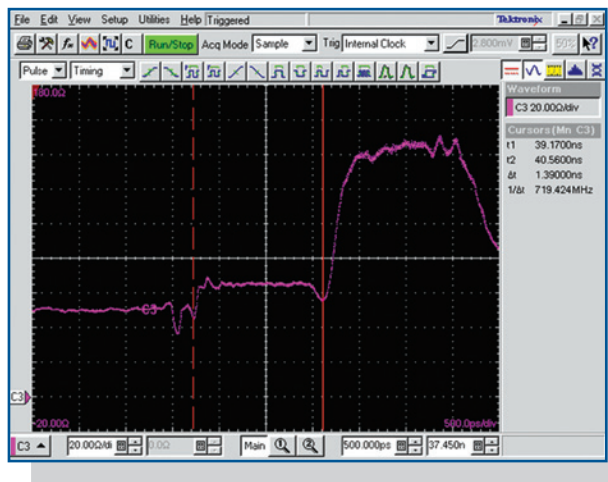


图7. 波形与图6相同，但为扩展后的波形，测量延时。

第3步：测量DUT1输出信号的PCB引线延时/阻抗。

图8所示示波器波形是采用与图6、图7相同的设置产生的。我们现在采用一条2in长SMA电缆连接CSA8000 80E04模块和MAX9979EVKIT的DUT1 SMA。注意：

- 第1级阶跃表示2in电缆。TDR信号为0.5V，第1级阶跃为250mV。说明我们电缆的阻抗为50Ω，与预期情况一致。
- DUT1延时是在两个倾斜沿之间进行测量得到的，与上述DATA1测量说明相同。然而，需要注意的是：这些倾斜沿之间的电平同样为50Ω。该值表明较短的DUT1 PCB金属线非常接近于理想的50Ω。
- 从上述内容得到DATA1引线阻抗为63Ω，DUT1节点阻抗为50Ω。这意味着DATA1输入的金属线宽比DUT1输出的线宽窄。理想情况下，它们应该相同。TDR测量发现了这一差异，这不一定是系统错误。DUT1引线阻抗稍高是由于较窄的金属线造成的，但它同时也减小了DATA1金属线的电容。数据线是最长的引线，为了保证最宽频带的要求，该电容应尽量小。
- DUT1的PCB延时很难测量，其阻抗与电缆相同。如果MAX9979没有焊接到电路板上，我们将看到“开路”状态的3级阶跃信号。但是，在焊接了MAX9979的条件下仍然可以测量到这一延时。通过检查电容效应产生的倾斜沿，可以看出SMA连接器在电路板的焊接位置以及MAX9979 DUT1引脚的位置。我们同样可以查看SMA连接器电感产生的凸峰，确认它处于两个倾斜沿之间。解决了这些问题，可以测得延时为360ps，将该值减半，得到实际DUT1 PCB电路板的延时，该延时为180ps。

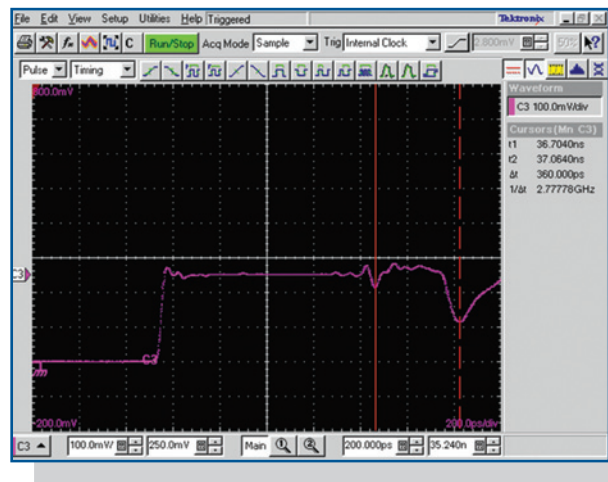


图8. DUT1 PCB TDR延时和阻抗测量。

第4步：用两条相同的SMA电缆连接差分信号发生器，测量CSA8000的基线延时。

图9所示，C1和C2是两个互补PECL信号，幅值大约为450mV。这些DATA1和NDATA1信号直接由外部的信号发生器产生，送入CSA8000输入。我们采用CSA8000的20GHz采样探头，从该数据可得出以下结果：

- M1是差分信号C1 - C2的数学计算值，幅值为900mV，10%/90%上升和下降时间接近于700ps。这意味着DATA1/NDATA1信号上没有任何干扰。
- 我们还对Crs或M1差分信号的过零点进行测量，测得数据为29.56ns。触发示波器，我们仅关注这些过零点中的一个。给MAX9979上电，然后测量相同过零点，因为它是通过整个电路板的延时。
- 该延时还包括两条输入电缆的延时，因为这些电缆也被用于测量通过电路板的信号延时，其延时相互抵消。尽管如此，最好还是使用尽可能短的电缆，只是该延时对传输延时测量并不重要。

第5步：MAX9979EVKIT上电。

将DATA1和NDATA1信号连接至已上电的MAX9979EVKIT的DATA1/NDATA1输入。使用与第4步相同的电缆。按照传输延时测量技术资料的规定，将MAX9979设置为规定的0V至3V信号，并将输出端

接至50Ω。本例中，50Ω负载为CSA8000输入，从图10获得的数据点显示：

- 当前的输出信号幅值为0V至1.5V，与预期情况一致，由于50Ω负载的存在而被除以2。
- 上升和下降时间完全在MAX9979的技术指标范围内。由此，我们可以确认由干净、有效的DATA1/NDATA1驱动产生完好、干净、有效的输出。
- CSA8000保持与第5步相同的设置，触发方式与第4步相同。我们可以看到过零点为33.77ns。

第6步：计算MAX9979的传输延时。

通过MAX9979EVKIT的总延时为：

$$33.77\text{ns} - 29.56\text{ns} = 4.21\text{ns}$$

计算测量结果：

- 减去0.695ns的DATA1 PCB引线延时，所得延时为3.515ns。
- 减去0.18ns的DUT1 PCB引线延时，所得延时为3.335ns。
- 减去CSA8000的2in电缆延时，该延时为402ps，所得延时为2.933ns。

MAX9979技术指标中，这种配置下的标称延时为2.9ns。这里，我们可以得到焊接了MAX9979的评估板的延时为2.933ns，非常接近于预期值。

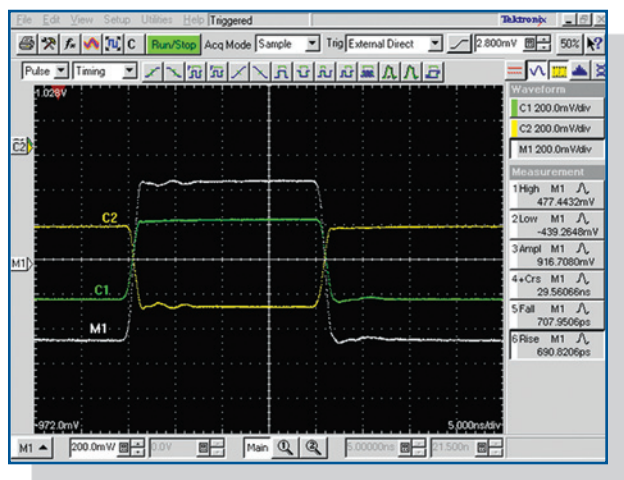


图9. 测量来自发生器的DATA1/NDATA1信号。

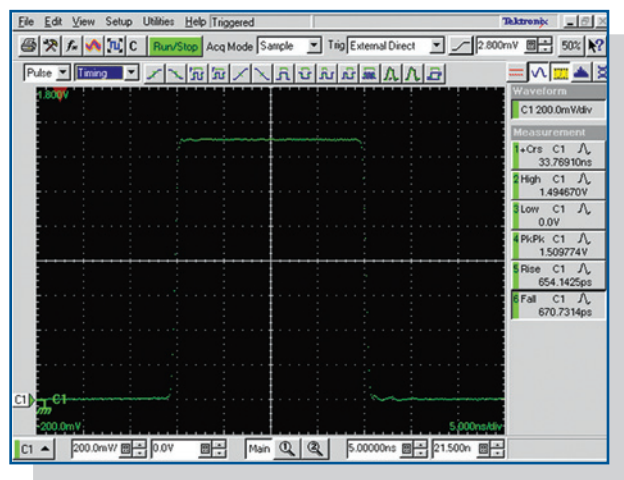


图10. MAX9979上电并为CSA8000的50Ω负载产生3V信号。

总结

以上分析表明利用TDR测量传输延时具有以下优势：

- 传输延时测量结果非常准确。
- 无需有源探头(避免由此引入的不准确性)。
- 简单技巧可用于绝大多数传输测量。
- 阻抗测量保证正确的连接器和PCB引线阻抗。
- 利用TDR信号能够分析信号通路的附加电容和电感，必要时可作为重新设计的反馈信息。

- 简化模型和仿真工具确保获得正确结果，并可验证测量配置。

- 采用良好的测试方法测量关键指标。

随着信号速率的提高，时序测量的误差和错误会造成不正确的电路规划、器件选择及系统设计。高速测量中保持良好的方法能够避免亡羊补牢造成的损失。本文着重强调了这些良好的设计习惯。

Tektronix是Tektronix, Inc.的注册商标。

利用热分析预测IC的瞬态效应并避免过热

Milind Gupta, 技术专家, 系统和电源管理部
Da Weng*, 产品定义专家, 系统和电源管理部
Maxim Integrated Products, Inc.

本文提出了一种预测IC热性能的方法。这些信息对于汽车及其它高温环境下使用的PMIC (电源管理IC)尤为有用。通过分析热性能,我们设计了一种数学模型用于仿真芯片内部的瞬态温度。我们引入了关于热性能的物理定律,并用于评估IC的发热模型。基于这些分析,我们提出了一种等效的无源RC网络,用于仿真IC瞬态热性能的模型。为了阐述这一分析的应用,我们设计了一个用于LED驱动(MAX16828)的RC网络。最后总结了这种方法的使用和有效性,并提出了加速构建RC模型的途径。

设计人员通常需要了解IC的热性能,特别是汽车应用中的PMIC (电源管理IC)。当实际IC工作在高温环境(例如+125°C)时,是否会触发发热关断电路或超出产品的安全工作温度范围?如果没有明确的分析方法,我们就无法确切地回答这一问题。因此,在定义一款新IC时,我们需要一种根据复杂的内部功能预测热关断或管芯温度过高的方法。

直流工作模式下,往往能够利用数据资料提供的参数确定结温,例如 θ_{JA} (热阻)和 θ_{JC} (结温热特性)¹。然而,为了预测直流模式以外的结温峰值达到多高(例如,由PWM信号驱动的功率MOSFET,用于控制LED或开关稳压器),需要了解瞬态热特性数据。尽管该数据非常有用,但通常情况下数据资料并未提供这些数据。您可能还需要了解芯片在给定功率耗散水平下能够工作多长时间而不发生故障。这个问题也很难回答。

本文解决了利用功耗和环境温度预测芯片结温的问题,芯片结温是时间函数。本文首先引入分析方法所依据的物理定律。然后将IC系统定义为一个复杂的分层发热体模型进行讨论。进而对发热体模型进行理论分析,并得出瞬态热性能的表达式。本文根据这些公式提出了一种等效的RC无源网络,用于表示IC的热特性。最后,为了证明这一分析方法的有效性和准确性,文章

给出了具有PWM调光功能的高电压线性HB LED (高亮度LED)驱动电路MAX16828的实验结果。

热力学定律

对于任何物体,均可通过以下两个基本定律得到温度与时间的关系式。

牛顿冷却定律:

$$\frac{dT_B}{dt} = -k_A(T_B - T_A) \quad (\text{式1})$$

其中:

T_B 为物体温度。

T_A 为环境温度。

k_A 为比例常数(> 0)。

t 为时间。

根据能量守恒定律:

$$\begin{aligned} mc\Delta T &= \text{Energy} = P\Delta t \\ \Rightarrow \frac{\Delta T}{\Delta t} &= \frac{dT}{dt} = \frac{P}{mc} \end{aligned} \quad (\text{式2})$$

其中:

P 为热源产生或传递给热源的恒定功率。

m 为发热体质量。

c 为特定物体的热容量。

结合这两个定律,我们得到:

$$\frac{dT_B}{dt} = \frac{P}{mc} - k_A(T_B - T_A) \quad (\text{式3})$$

IC的数据资料通常列出了封装的热特性数据,例如 θ_{JA} 。我们利用该数据可以分析封装的稳态热平衡,从而检查是否满足式3:

稳态时:

$$\frac{dT_B}{dt} = 0$$

因此:

$$P = mck_A(T_B - T_A) \quad (\text{式4})$$

可将式4转换为：

$$P = \frac{(T_B - T_A)}{\theta_{BA}} \quad (\text{式5})$$

其中：

θ_{BA} 为热阻-物体至环境。

T_B 为封装内温度。

T_A 为外部环境温度。

故：

$$\theta_{BA} = \frac{1}{mck_A} \quad (\text{式6})$$

将芯片定义为一个热系统

清晰地定义系统非常重要，因为热分析结果依赖于这一定义。从安装在PCB的芯片横截面(图1)，我们可以看到管芯到环境通道至少有三种不同材料：管芯本身、环氧树脂铸模和封装。根据主要热源的位置不同，热模型基于两种热流动模式之一：从外部热源至管芯(当外部热源是主要热源时)和从管芯至外部环境(当管芯为主要热源时)。我们就这两种模式分别进行讨论。

从外部热源至芯片的热流动

考虑图2所示系统，该图给出了一个均匀物体从电源获得能量(热量)并向外部环境释放能量的示意图。

热量通过封装和铸模复合物到达内部管芯。所以，该系统也模拟了热源处于封装外部时芯片的瞬态热特性。由于管芯具有很多金属，封装热阻通常比管芯本身高得多。因此，管芯温度随着封装温度的变化而改变，

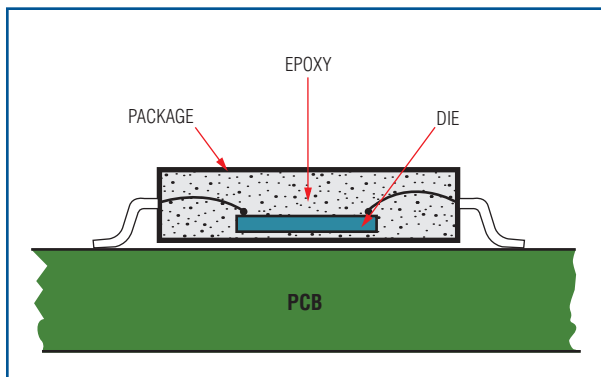


图1. 安装在PCB上的芯片横截面，显示了管芯和环境之间的材料层次。

几乎没有滞后，使芯片看起来像个整体。我们可以利用式3定义这一整体系统。求解 T_B ，得到：

$$T_B = \frac{P}{mck_A} + T_A + k_0 e^{-k_A t} \quad (\text{式7})$$

其中， k_0 为积分常数，由初始条件求解得到。一般而言，该式对于热源处于芯片外部情况下定义芯片的瞬态热特性非常有用。

可以通过一个实例解释这一模型。确定芯片的瞬态热特性，其初始温度为 T_i ，式7中带入 $t = 0$ ， $T_B = T_i$ ：

$$k_0 = T_i - \frac{P}{mck_A} - T_A \quad (\text{式8})$$

因此：

$$T = \frac{P}{mck_A} + T_A + (T_i - \frac{P}{mck_A} - T_A) e^{-k_A t} \quad (\text{式9})$$

考虑 $T_i = T_A$ 的特殊情况：

$$T = T_A + \frac{P}{mck_A} (1 - e^{-k_A t}) \quad (\text{式10})$$

利用式6，式9和式10可以改写为：

$$T = \theta_{JA} P + T_A + (T_i - \theta_{JA} P - T_A) e^{-k_A t} \quad (\text{式11})$$

$$T = T_A + \theta_{JA} P (1 - e^{-k_A t}) \quad (\text{式12})$$

式11和式12在热源处于封装外部情况下，对于预测芯片(无论是封装还是管芯)温度非常有用。需要耗散大量热量的大电流MOSFET附近就是一个热源特例。

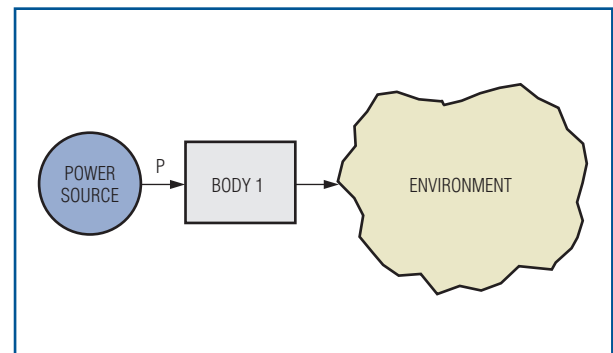


图2. 该热模型说明了从外部电源至芯片(组件1)然后再返回到环境的热流动。

已知 k_A 和 θ_{JA} ，即可计算出不同时间的温度。或者，如果 P 为时间的复合函数，即可利用以上公式作为时间仿真来评估温度，并利用MATLAB®软件编程绘制温度随时间变化的函数。

θ_{JA} 由数据资料提供。但是，如果某项配置条件与JEDEC标准规定不同，利用公布的 θ_{JA} 值进行计算会产生误差。JEDEC标准51-3节指出：“值得强调的是，利用这些测试板测试得到的数值不能用于直接预测任何具体应用系统的性能，只能用于封装之间的比较”²。所以，为了正确估算温度，应该针对原型开发板测量 θ_{JA} 值，或按照下列说明直接估算。

从管芯至环境的热流动

考虑图3所示的三体系统(与芯片相似)，在管芯处产生热量并通过环氧树脂和封装将热量耗散至外部环境。组件1为管芯，组件2为环氧树脂，组件3为芯片封装。

为了求解该系统中的 θ_{JA} ，我们必须为三个组件定义公式。

组件1：

$$\frac{dT_{B1}}{dt} = \frac{P_G}{m_1 c_1} - k_1(T_{B1} - T_{B2}) \quad (式13)$$

组件2：

$$\frac{dT_{B2}}{dt} = \frac{P_{12}}{m_2 c_2} - k_2(T_{B2} - T_{B3}) \quad (式14)$$

组件3：

$$\frac{dT_{B3}}{dt} = \frac{P_{23}}{m_3 c_3} - k_3(T_{B3} - T_A) \quad (式15)$$

其中：

T_{B1} 、 T_{B2} 和 T_{B3} 分别是组件1、组件2和组件3的瞬时温度。

P_{12} 是以热形式从组件1传导至组件2的功率。

P_{23} 是以热形式从组件2传导至组件3的功率。

P_G 是组件1直接产生的功率，或直接传导至组件1的功率。

管芯产生的功率(P_G)减去管芯吸收的功率，得到：

$$P_{12} = P_G - m_1 c_1 \frac{dT_{B1}}{dt} \quad (式16)$$

环氧树脂接收到的功率减去环氧树脂吸收的功率，得到：

$$P_{23} = P_G - m_1 c_1 \frac{dT_{B1}}{dt} - m_2 c_2 \frac{dT_{B2}}{dt} \quad (式17)$$

将式16和式17代入式13、式14和式15：

$$\frac{dT_{B1}}{dt} = \theta_{12} k_1 P_G - k_1(T_{B1} - T_{B2}) \quad (式18)$$

$$\frac{dT_{B2}}{dt} = \frac{\theta_{23}}{\theta_{12}} k_2(T_{B1} - T_{B2}) - k_2(T_{B2} - T_{B3}) \quad (式19)$$

$$\frac{dT_{B3}}{dt} = \frac{\theta_{3A}}{\theta_{23}} k_3(T_{B2} - T_{B3}) - k_3(T_{B3} - T_A) \quad (式20)$$

从式18、式19和式20求解三体系统比较复杂，但利用拉普拉斯变换可以简化计算。求解公式为：

$$T_{B1} = T_1 e^{m_1 t} + T_2 e^{m_2 t} + T_3 e^{m_3 t} + T_A + (\theta_{12} + \theta_{23} + \theta_{3A}) P_G \quad (式21)$$

其中：

θ_{12} 为组件1至组件2的热阻。

θ_{23} 为组件2至组件3的热阻。

θ_{3A} 为组件3至环境的热阻。

T_1 、 T_2 和 T_3 为积分常数。

m_1 、 m_2 和 m_3 为 k_1 、 k_2 和 k_3 的函数。

管芯产生功耗时，式21能够以非常准确的方式预测管芯温度。然而，使用该式时，我们必须知道所有积分常数以及 m_1 、 m_2 和 m_3 ，它们为复杂函数，求解非常困难。为了避开这种困难操作，我们利用一个工具求解不同方程：SPICE。

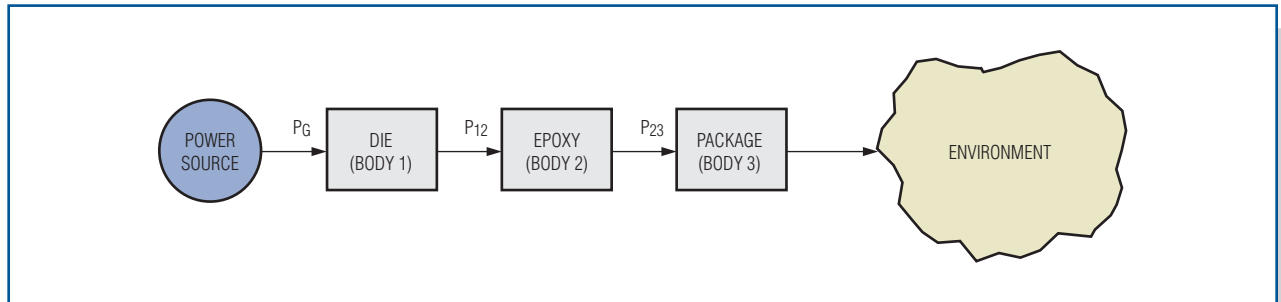


图3. 三组件模型与图2所示模型比较。此时，管芯产生的热流动更为复杂。

RC网络模型瞬态热特性的微分方程

现在，我们提出一个类似的微分方程，用作电路建模，我们对电路进行仿真，并通过仿真得到温度读数。

微分方程18、19和20可通过代表管芯产生功率的RC简单网络(图4)进行模拟。

图4中，电容的初始电压分别表示管芯(C_1)、环氧树脂(C_2)和封装(C_3)的温度。 V_A 表示环境温度， I_S (流入电容 C_1 的电流)表示管芯产生的功率。表示电容电压的差分方程为：

$$\frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{I_S}{C_1} - \frac{(V_{C1} - V_{C2})}{R_1 C_1} \quad (\text{式22})$$

$$\frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{(V_{C1} - V_{C2})}{R_1 C_2} - \frac{(V_{C2} - V_{C3})}{R_2 C_2} \quad (\text{式23})$$

$$\frac{dV_{C3}}{dt} = \frac{(V_{C2} - V_{C3})}{R_2 C_3} - \frac{(V_{C3} - V_A)}{R_3 C_3} \quad (\text{式24})$$

这三个方程式对应于式18、式19和式20，用以下变量替换：

$$V_{C1} \leftrightarrow T_{B1}, V_{C2} \leftrightarrow T_{B2}, V_{C3} \leftrightarrow T_{B3}, I_S \leftrightarrow P_G$$

电容电压与管芯、环氧树脂和封装的温度直接相关。任何SPICE工具包均可方便地仿真RC电路。若已知具体芯片模型的 R_1 、 R_2 、 R_3 、 C_1 、 C_2 和 C_3 的适当参数，即可对该电路进行仿真，并直接以电容 C_1 电压的形式读取管芯温度。

现在，我们可以确定具体芯片的无源元件值(R_1 、 R_2 、 R_3 、 C_1 、 C_2 和 C_3)。通过测量管芯最终的稳态温度，利用式5 (以下改写为式25)得到系统的热阻(θ_{JA})：

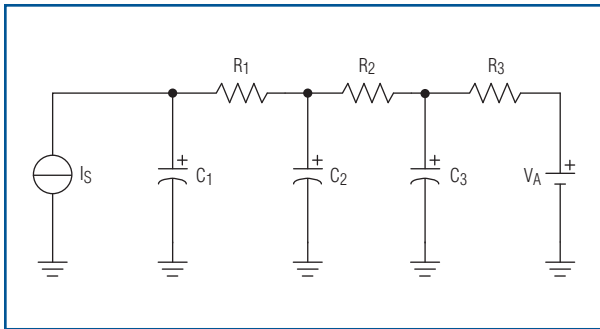


图4. 该RC网络用于仿真内部产生热量时芯片的瞬态热特性。

$$\theta_{JA} = \frac{T_J - T_A}{P_G} \quad (\text{式25})$$

其中：

T_J 为管芯的稳态结温。

T_A 为环境温度。

P_G 为管芯的耗散功率。

工作在与式25相同的耗散功率(P_G)下，从时间0开始，不同时间测量的管芯温度可以构成反映管芯瞬时温度变化的一组数据。然后，根据以下约束条件，对于实测数据进行曲线拟合，可以确定 R_1 、 R_2 、 R_3 、 C_1 、 C_2 和 C_3 值：

$$\theta_{JA} = R_1 + R_2 + R_3 \quad (\text{式26})$$

测量管芯温度

有几种测量集成电路管芯温度的方法³。这里，我们将采用ESD二极管正向压降测量法确定芯片温度，因为这一方法简单且不会引入大的误差。但是，为了保证测量误差在可以接受的范围内，需要针对具体芯片谨慎选择管芯温度的测量技术。实践证明，遵循以下原则非常关键³。

1. 确保选择用于测量的ESD二极管没有很大的寄生电阻，也不会流过大电流，以免造成二极管压降读数偏差。最好与IC制造商讨论确定内部焊线和金属电阻的最大估算值。
2. 还要确定ESD二极管接近芯片热源或处于实际考虑管芯温度的区域内。这种配置能够更好地估算温度，获得更准确的结果。
3. 若选择FET的导通电阻估算温度指示，请确保FET在测试温度下完全导通，并处于最小压降。

利用ESD二极管正向压降进行测量时，需要芯片上的二极管作用了正向偏压，对其电压进行测量。大多数芯片很容易做到这点，将ESD二极管连接在引脚与电源电压之间即可。因为实测数据为二极管压降，还必须考虑二极管电压与温度之间的关系式⁴。

二极管电压以接近恒定的斜率下降，偏差可以忽略不计。如果绘制随温度变化的曲线，可以得到类似于图5的结果。

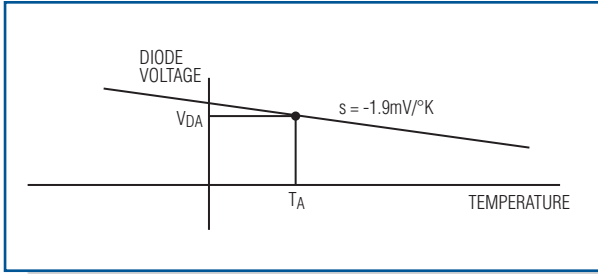


图5. 固定电流偏置下，二极管正向压降随温度的变化关系。

图5中， T_A 为环境温度， V_{DA} 为环境温度下的二极管电压，由此，我们得到曲线上的一个点及斜率。在温控炉内不同温度点对二极管电压进行测量，即可得到斜率。或采用一个常见数值： $2\text{mV}/^\circ\text{K}$ ，该值在各种二极管电流范围都有效，误差很小⁴。这些数值同样适用其它芯片，但出于准确度的考虑，最好测量对应于二极管偏置电流的斜率。至此，可以利用二极管电压表示任何温度：

$$T = \frac{V_D - (V_{DA} - sT_A)}{s} \quad (\text{式27})$$

其中：

T 为二极管电压 V_D 对应的温度。

s 为曲线斜率($s < 0$)。

将该表达式代入式11和式12，得到下式：

$$V_D = s\theta_{JA}P + V_{DA} + (V_{D1} - s\theta_{JA}P - V_{DA})e^{-k_A t} \quad (\text{式28})$$

$$V_D = V_{DA} + s\theta_{JA}P(1 - e^{-k_A t}) \quad (\text{式29})$$

代入式18、式19和式20，得到：

$$\frac{dV_{D1}}{dt} = s\theta_{12}k_1P_G - k_1(V_{D1} - V_{D2}) \quad (\text{式30})$$

$$\frac{dV_{D2}}{dt} = \frac{\theta_{23}}{\theta_{12}}k_2(V_{D1} - V_{D2}) - k_2(V_{D2} - V_{D3}) \quad (\text{式31})$$

$$\frac{dV_{D3}}{dt} = \frac{\theta_{3A}}{\theta_{23}}k_3(V_{D2} - V_{D3}) - k_3(V_{D3} - V_{DA}) \quad (\text{式32})$$

为了恰当地将RC网络用于实测二极管电压瞬态数据的曲线拟合，我们只需将电流源的幅值设置为：

$$I_s = sP_G \quad (\text{式33})$$

由于 $s < 0$ ，通过将电流源反向并将其幅值设置为 $|sP_G|$ 即可实现式33。

RC网络的实验测定和验证

我们可利用以上得出的方程式和线性LED驱动器(例如MAX16828/MAX16815)验证RC仿真模型的实际应用。这些芯片工作在最高40V电压，几乎不需要外部元件，MAX16828能够为一串LED供电，最大电流可达200mA(图6)。MAX16815与MAX16828引脚兼容，功能相似，但最大输出电流可达100mA，而非200mA。

两款LED驱动器都适合于汽车应用，例如，用于侧灯、汽车尾灯、背光和指示灯。如果内部MOSFET需要承受较大电流，而且具有较大压差时，MAX16828将需要耗散相当可观的热量(LED串的正向电压较低时，MOSFET会发生这种情况)。R_{SENSE}两端的电压调节在200mV $\pm$ 3.5%，该电阻用于设置LED电流。芯片的DIM输入为LED提供较宽范围的PWM调光，因为它能够承受高压，可以直接将其连接到IN引脚。

为了直接显示管芯温度，我们对连接在DIM和IN引脚之间内部ESD二极管的正向偏压进行测量。该二极管偏置在大约100 μ A，其正向电压变化率为2mV/ $^\circ$ K(这点可通过温控炉对器件加热进行验证)，实验设置如图7所示。5V电源和56k Ω 电阻提供100 μ A偏置电流，为ESD二极管提供正向偏置。驱动器设置为可向LED提供200mA的输出电流。

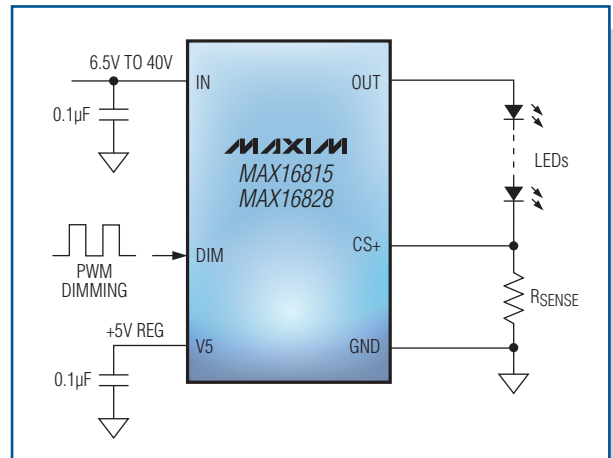


图6. MAX16815/MAX16828 HB LED驱动器的典型应用电路。

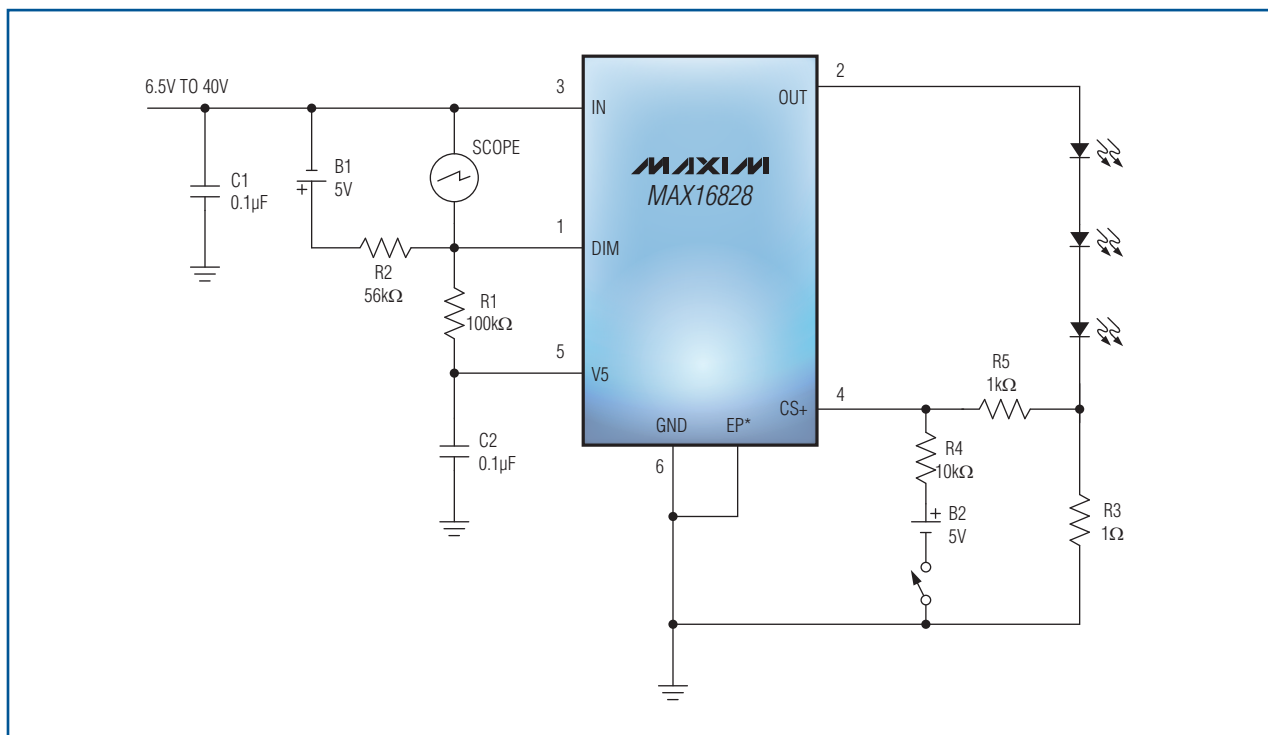


图7. 图中所示测试装置采用片上ESD二极管测量管芯的瞬时温度。*EP表示裸焊盘。

这种状态下，元件承载大量电流，ESD二极管测量处于测量通路。因此，由于焊接线和内部金属电阻的影响，会产生一定误差。根据内部布局和焊接线长度计算，估计最差情况下的寄生电阻为 $50\text{m}\Omega$ 。200mA下，该寄生电阻会在二极管读数上产生大约 $\pm 10\text{mV}$ （最大值）的误差，对应的温度测量精度误差大于 $\pm 5^\circ\text{C}$ 。此外，管芯ESD二极管放置在靠近片上功率MOSFET和热保护电路处。这种配置可使二极管更准确地表示该区域的温度。

系统定义1

接下来的部分介绍如何利用测试装置，采集代表瞬时热特性的二极管电压，用于上述式7和式21的系统定义方程式。

为了计算 k_A 和 θ_{JA} （代入式11），采用热风枪加热芯片。因为我们并不希望芯片内部产生热量，所以将芯片断电。利用热风枪加热元件会使封装、管芯的温度上升。可利用示波器测量二极管的电压，以监测管芯的温度变化(图8)。

当芯片加热时，二极管电压按照指数规律迅速下降，与公式预测结果一致。接近曲线中间位置时，关闭热

枪，使封装和管芯开始冷却。二极管电压又按照指数规律上升。

我们并不确切知道有多少热量从热风枪传递到芯片。因此，为了消除该未知数，我们首先将式28调整为仅拟合曲线(图8)的上升部分(冷却)。这种曲线拟合使我们能够估算 k_A 的最佳值。冷却期间没有热功率传递至

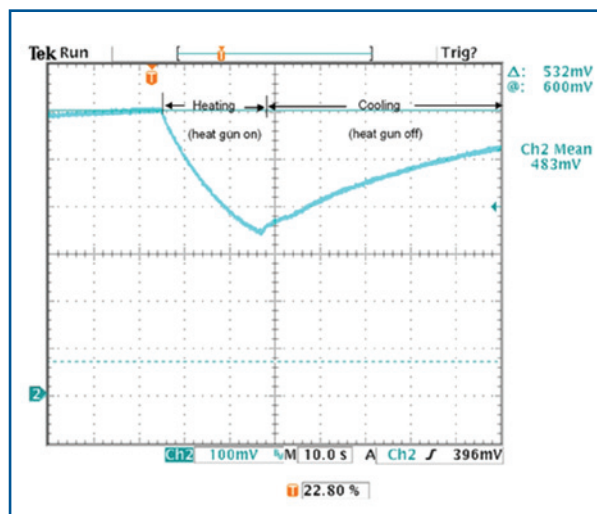


图8. 该二极管电压瞬态值包括表示外部热风枪加热(下降曲线)和移开热风枪后冷却(上升曲线)的指数曲线。

封装，封装仅仅进行冷却， $P = 0$ 。因此，式28可简化为：

$$V_{DB} = V_{DA} + (V_{Di} - V_{DA})e^{-k_A t} \quad (\text{式34})$$

我们已知 V_{DA} （室温下的初始测量值为643mV）和 V_{Di} （ $t = 0$ 时的参考读数）值。为了确定 k_A ，我们必须调整

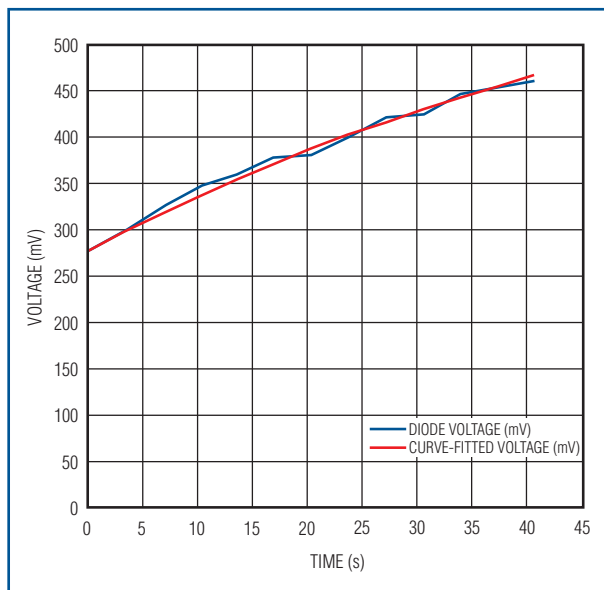


图9. 式34，拟合至一对二极管电压测量值，非常接近芯片经过热风枪加热后再冷却的二极管测量值。

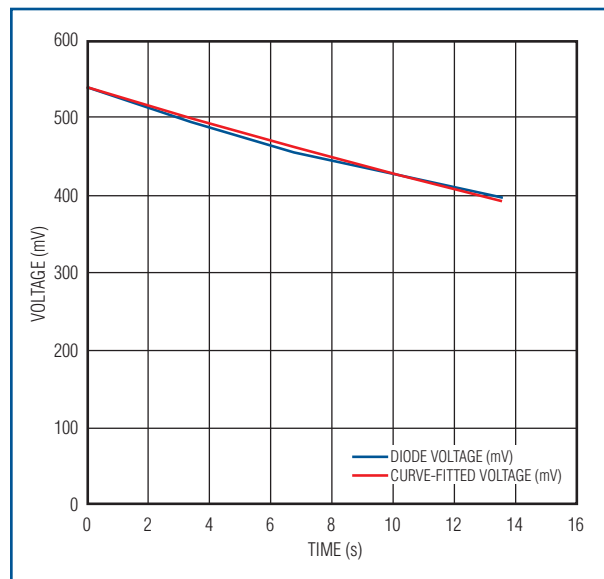


图10. 式28拟合曲线与曲线下降部分(加热的)二极管电压测量值非常接近。

方程式，使其包括上升曲线的一对读数，将得到 $k_A = -0.0175$ 。图9所示为采用上述 k_A 值时的读数(二极管电压单位为mV，与以秒为单位的的时间的对应关系)和式34的波形。

正如我们在图9中看到的那样，式34与 $k_A = -0.0175$ 时的测量数据非常接近。为了验证我们公式的正确性，我们尝试利用针对 k_A 测定的值拟合公式28的下降曲线，方程式精确拟合(图10)。因此，我们看到针对系统定义1所讨论的式34与实验数据非常接近。

系统定义2

验证系统2的式30、式31和式32更加困难。必须在管芯产生热量，利用二极管正向电压测量管芯温度，并将温度值与提出的RC网络的C1电压仿真数据进行拟合。这项工作可利用MATLAB编程实现。

在已知整个芯片初始温度的情况下，记录不同时间的瞬态热特性非常重要。按照这种方式，我们还可以求解RC网络的初始电容电压。利用相同的测试装置(参见图7)，接通电流通道并在示波器上采集二极管电压(图11)。

记录三种不同耗散功率下的瞬态电压，用一条曲线模拟这些数据。图12所示曲线是第一组数据的拟合结果，此时功耗为1.626W；图13所示波形是实测数据与仿真数据的比较。同样，图14所示波形说明了RC网络对第二组读数(耗散功率为2.02W)的仿真；图15所示波形说明了对第三组读数(耗散功率为1.223W)的仿真情况。

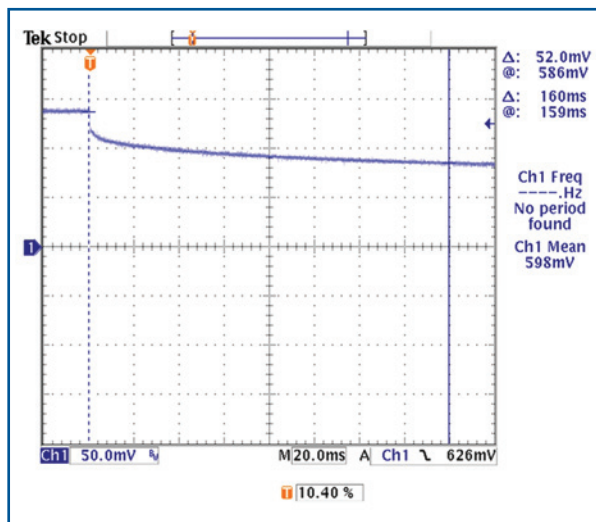


图11. MAX16828内部二极管的正向电压瞬态值，表明片上MOSFET已经导通并产生热量。

实验结果表明实测结果与理论模型非常吻合。一旦针对具体芯片构建RC网络模型，这种模型将对仿真IC的瞬态温度非常有用。模型亦可用于类似尺寸的芯片，确定其定义阶段的热特性。利用这种方式可以表示芯片的工作范围限制，反过来，这些信息也能够帮助定义芯片的工作模式，以避免过热。

结论

本文介绍了通过RC网络仿真芯片热特性的方法，然后可以利用SPICE工具方便地进行仿真。以下方法有助于提高该模型的精度：

- 获取极端功耗条件和中等水平下的数据。将RC网络同时拟合到三个不同状况，使模型复合绝大多数实际功耗的要求。
- 通过在不同环境温度下采集数据提高模型精度。

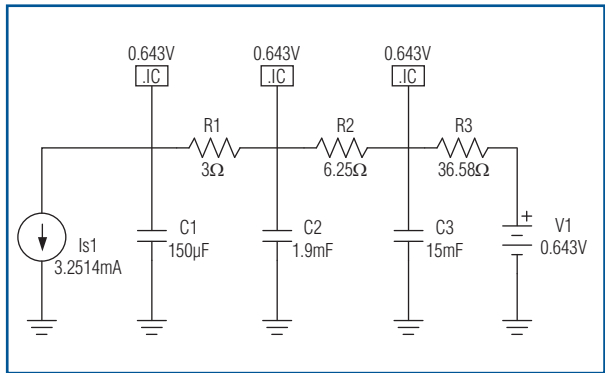


图12. 采用图示元件值，该RC网络能够仿真由管芯产生热量时芯片的瞬态热特性。

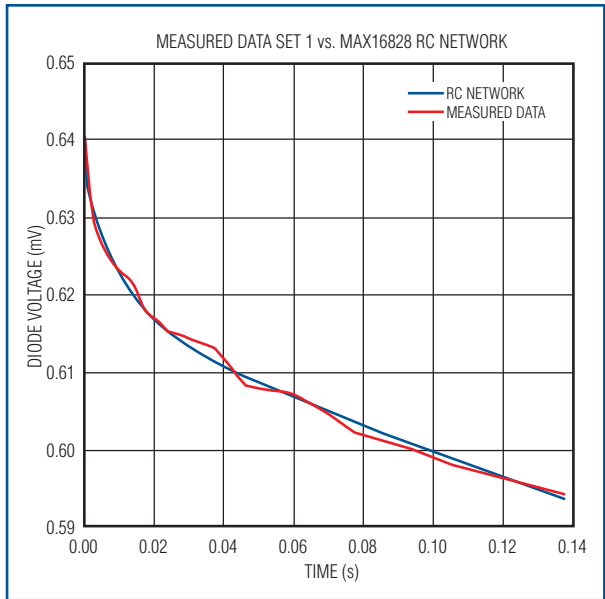


图13. 当管芯耗散功率为1.626W时，芯片加热曲线的实测结果与拟合曲线的比较。

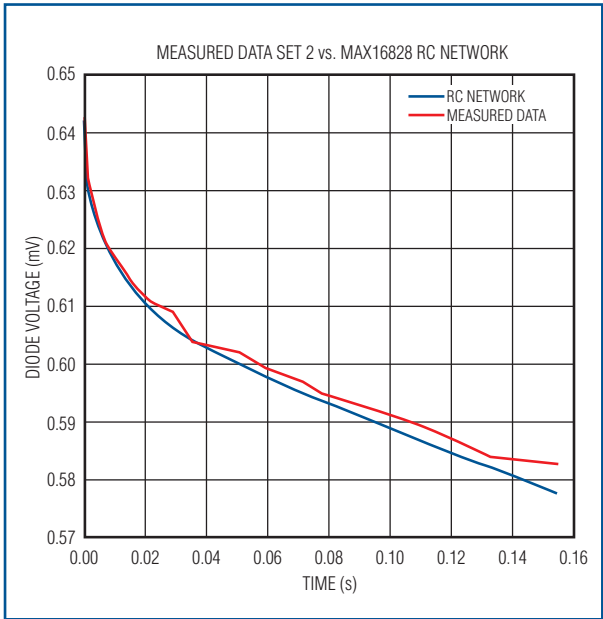


图14. 当管芯耗散功率为2.02W时，芯片加热曲线的实测结果与拟合曲线的比较。

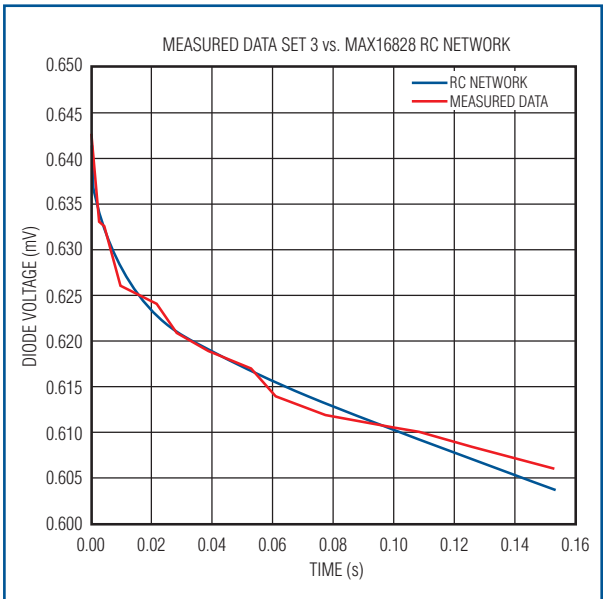


图15. 当管芯耗散功率为1.223W时，芯片加热曲线的实测结果与拟合曲线的比较。

必要时，可以通过实验提高精度，但大多数应用并不需要知道精确温度。应用和设计工程师以及系统设计人员会从这种测试方法获得很大益处。为了得到更详细的芯片信息，制造商可以为其IC构建RC网络，并利用芯片的相应SPICE模型进行验证。

参考文献

1. “Package Thermal Resistance Values (Theta JA and Theta JC) for Dallas Semiconductor Temperature Sensors,” Maxim application note 3930.
2. “Package Thermal Characteristics,” Actel Corporation application note AC220, (February 2005).
3. Rako, Paul, “Hot, cold, and broken: Thermal-design techniques,” *EDN* online (3/29/2007).
4. Pease, Bob, National Semiconductor, “The Best of Bob Pease. What’s All This VBE Stuff, Anyhow?” (11/5/2008).

类似文章于2010年1月发表于*EDN*杂志。

MATLAB是The MathWorks, Inc.的注册商标。

*Da Weng已离开Maxim。

为无线基站选择高线性度混频器

Stephanie Overhoff, 现场应用工程师

Maxim Integrated Products, Inc.

目前, 无线基站等通信系统对接收灵敏度和大信号性能提出了非常高的要求。本文着重讨论混频器的相关问题, 介绍了混频器的几个关键性能以及数据资料中提供的基本参数。文章探讨了如何选择最佳混频器优化接收通道的性能。

引言

无线基站通信标准, 例如GSM、UMTS和(当前的) LTE, 定义了不同参数的下限指标, 包括接收机的灵敏度和大信号性能。这些关键指标对无线基站中的每个射频功能模块提出了设计挑战。在接收信号通路, 混频器性能主要影响接收机的灵敏度和大信号性能。本文介绍了混频器的关键性能和参数, 有助于设计接收通道时选择最佳的混频器。

无线基站接收机

我们首先分析无线基站中的典型接收机方框图(图1)。因为接收到的信号经过两次连续的下变频, 变换到较低频率, 这些接收机被称为超外差式接收机。如图所

示, 信号通过天线接收, 然后经过第1级RF滤波器滤波, 该滤波器通常用于滤除无用信号。随后, 该滤波器输出通过一个LNA (低噪声放大器)进行放大, 该放大器通常具有非常低的噪声系数。

放大信号通过第2级RF滤波器再次进行滤波, 该滤波器滤除限制混频器性能的无用信号的同时还对频率范围加以限制。经过滤波后带宽受限的信号被送入第一级混频器, 在此通过与LO (本振)信号混频, 下变频至一次IF频率。根据接收机结构的不同, 该IF信号可以进一步下变频至更低的二次IF频率, 然后送入基带进行解调处理。

现在, 我们开始研究接收链路中的混频器。因为影响接收机灵敏度和大信号性能的主要因素是混频器参数, 应该对其进行仔细分析。

混频器参数

混频器的噪声系数表示从输入至输出的SNR (信噪比) 衰减, 该比值通常用对数表示(dB), 如式1所示:

$$NF = 10 \log \frac{SNR_{RF}}{SNR_{IF}} \quad [dB] \quad (式1)$$

另一个重要参数是变换增益(或变换损耗)。变换增益是判断混频器配置为有源架构或无源架构的重要依据。无源混频器不包含放大信号的元件, 存在插入损耗(称为变换损耗); 而有源混频器包含有源器件, 能够提供变换增益。

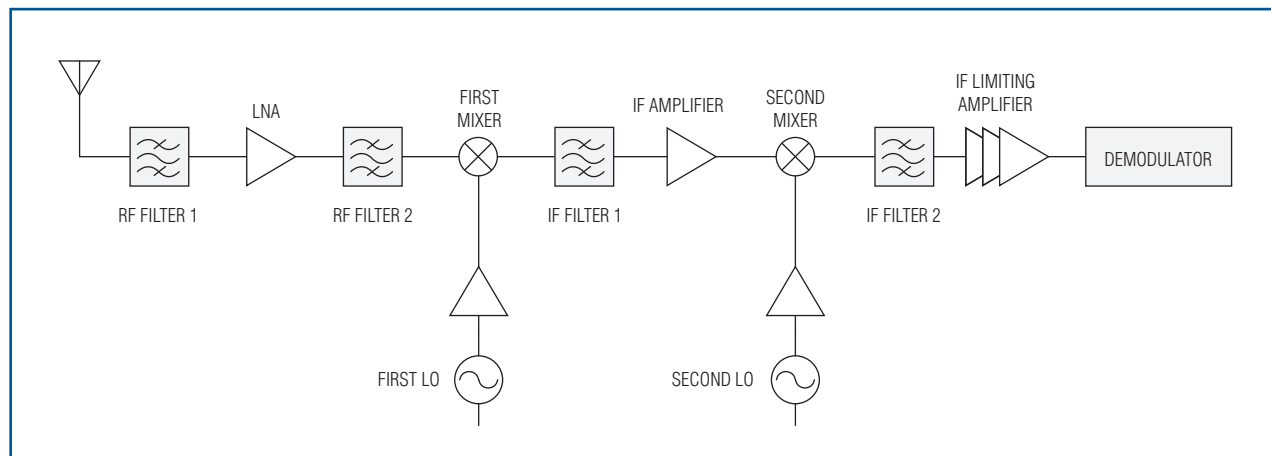


图1. 无线基站接收机典型框图。

可以采用两种配置实现有源混频器：基于平衡(吉尔伯特单元)架构设计的集成混频器，或结合IF放大级的无源混频器，提供增益而非损耗。由于集成混频器具有放大能力，不需要额外的IF放大级补偿插入损耗。

$$\text{变换增益/损耗} = G = \frac{P_{\text{RF}}}{P_{\text{IF}}} \quad [\text{dB}] \quad (\text{式2})$$

变换增益(或损耗)用对数表示，单位为dB，如式2所示，是频率的函数，定义在混频器的整个工作频率范围内。为了保证最佳接收性能，变换增益/损耗的变化应该在规定的频率范围内尽可能小。

由于无线基站通常工作在温度波动的环境下，应该给出整个工作温度范围内变换增益/损耗的规格，而且要求变化量尽可能小。由于正常工作条件下，较小的温度变化范围对设计裕量的要求也较小，而设计裕量对于系统规划非常有用，因此，温度范围在设计中是非常重要的因素。

混频器在大信号下的特性利用一个称为“1dB压缩点”(该指标也称为压缩点(IP_{1dB}))的混频器参数以及2阶、3阶交调截点(IP₂和IP₃)表示。根据式3所示线性表达式，IP_{1dB}压缩点用于预测混频器增益降低1dB时对应的输入功率：

$$P_{\text{OUT}} = G \times P_{\text{in}} \quad (\text{式3})$$

当两个频率几乎相同的大信号作用到混频器的输入时，混频器应该也能够转换微弱信号。该性能通常用3阶交调截点(IP₃)表示，该参数与噪声系数一起表示混频器的动态范围。IP₃较大说明混频器的线性度较高。混频器数据资料还应提供混频器的输入、输出交调截点，利用式4，可以根据IIP₃ (输入交调截点)计算OIP₃ (输出交调截点)，反之亦然：

$$\text{OIP}_3 = \text{IIP}_3 + G \quad (\text{式4})$$

式中，OIP₃是混频器的输出交调截点，IIP₃是输入交调截点，G为变换损耗或增益。由此，对于无源混频器，混频器的变换损耗降低了OIP₃。为了达到接收机要求的总体噪声系数，应该在RF或IF增益级对插入损耗进行补偿(噪声系数是在设计接收机时必须考虑的另一参数)。

无源混频器与有源混频器

无源混频器的主要优势在于它们也可以用作上变频器。换句话说，其输入信号可以转换到更高频率。上变频器通常用于发射链路，它将IF信号变换到最终的发射频率。因为无源混频器既可用于发射链路，亦可用于接收链路，只需订购一款器件或保留一款器件的库存。

“直接下变频接收机”将输入信号直接下变频至基带，无需IF信号。对于这种接收机，混频器的数据手册应该规定另一重要参数，即端口间隔离度。该参数用于衡量LO信号和混频器输入信号之间的隔离度。如果端口间隔离度不足，LO将与其自身信号混频，从而在混频器输出产生一个直流失调，进而降低接收机性能。

由于混频器对频率进行变换，它将产生新的频率分量(称为混频器杂散分量)。应该对杂散分量进行全面分析，特别是(2RF-2LO)、(3RF-3LO)和更高阶频谱分量，它们与IF频率相吻合，直接影响接收机性能。这种现象通常在混频器数据资料中用2 x 2和3 x 3指标表示。

除这些参数外，还必须考虑集成度。将混频器内核与LO放大器、非平衡变压器和LO开关集成在一起对于一些应用非常有益。

通用PCB接收机布板提高设计灵活性

目前，针对不同频率范围采用同一电路板布局可有效减轻开发工作的负荷。只需改动少数关键元件，即可将900MHz GSM接收机系统设计用于1800MHz GSM系统。

引脚兼容的混频器系列产品非常适合采用同一通用PCB布局支持多频段无线架构的应用。最终目标是开发一个电路布局用于多种标准的无线基站，支持GSM、UMTS、WiMAX™和LTE应用。

例如，接收链路中，类似于MAX2029的无源混频器可以对接收信号进行下变频，而同样的混频器可以在发送链路对IF信号进行上变频，将其转换到最终发射频率。**图2**所示电路中集成了所有外部元件：LO缓冲放大器、非平衡变压器和LO开关。

作为下变频器，MAX2029可提供36.5dBm的IIP₃、27dBm的IP_{1dB}、6.5dB的变换损耗以及6.7dB的噪声系数。由于MAX2029的SiGe加工工艺大大提高了器件性能，非常适合要求超高线性度和低噪声系数的基站应用。

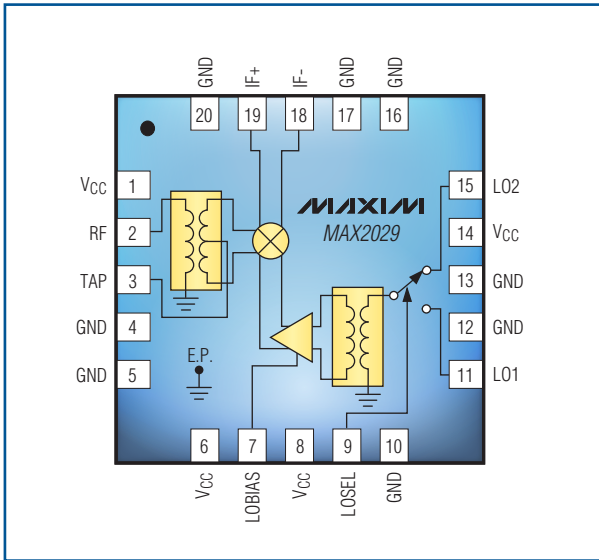


图2. 无源混频器框图。

2RF-2LO抑制(-10dBm RF输入信号时72dBc)有助于降低中心频率附近谐波分量的滤波要求，从而简化滤波器设计，提高性价比。MAX2029扩展了815MHz至1000MHz的低端频率范围。作为引脚兼容的混频器系列(包括MAX2039和MAX2041)产品的一员，MAX2029允许接收机采用同一PCB布局支持不同频率范围、不同通信标准的设计。

有源混频器既可采用平衡式(吉尔伯特单元)设计，亦可采用无源混频器与IF放大器相组合的形式。例如，MAX9986即采用了第二种配置。较低的噪声系数允许混频器之前采用很低的RF增益，有助于改善接收机的线性度。另一方面，如果为了降低串联噪声系数而增大混频器前级的增益时，混频器必须具备足够高的线性度，以保证接收机的整体线性度指标。

类似文章于2008年7月发表于德文版的Elektronik Informationen; 2009年10月发表于英文版的High Frequency Electronics杂志。

WiMAX是WiMAX论坛的商标。

正确选择混频器

从互联网搜索混频器时，很难筛选出不同混频器的全部技术指标列表，需要做出优化选择。幸运的是，我们提供基于Web的参数搜索工具，帮助您完成这项工作。设计工程师可利用参数搜索工具快速找到最合适的IC。在一个网页即可显示所有检索要求，列出筛选结果和相关型号。更改任何检索条件都将立即刷新型号列表。检索功能包括：单击筛选框、滑动条筛选控制、多级筛选及其它多项提示工具。提供了一种最便捷的型号查找途径。

图3所示的搜索结果列出了具有10dB增益、专为基站设计的有源混频器。推荐型号为MAX9986。点击型号链接，即可直接进入该器件的快速浏览网页，找到相关的数据资料、应用笔记及其它更多信息。

利用Maxim的Web工具进行参数搜索，能够得到符合一组筛选要求的产品型号——在用户做出决定之前。“智能”搜索算法只显示符合规格要求的器件。用户不能选择排除所有型号。该参数搜索工

具采用最新版的Web 2.0技术，无需在用户系统上安装任何插件。

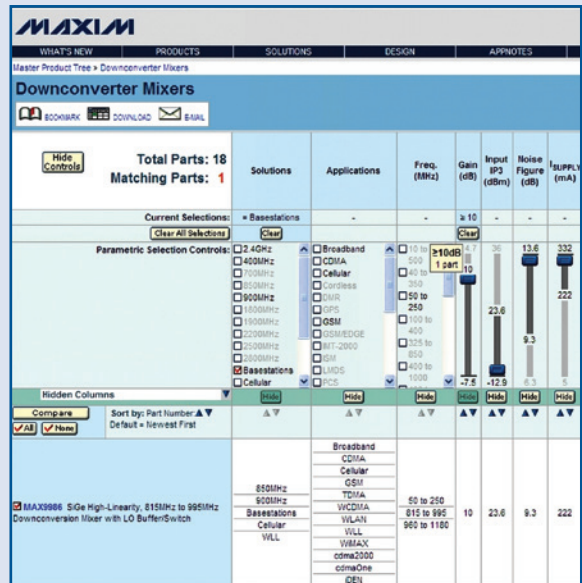


图3. 该Web工具能够列出符合筛选条件的产品——在用户做出决定之前！

在4-20mA电流环中如何使用高压、大电流驱动放大器

Maurizio Gavardoni, 产品定义专家, 放大器与传感器事业部

Maxim Integrated Products, Inc.

本文讨论在过程控制工业应用中如何利用高压、大电流驱动运算放大器将电压信号转换为 $\pm 20\text{mA}$ 或4-20mA电流信号。以MAX9943运算放大器为例, 给出了试验说明和测试结果。

引言

电流环在过程控制工业系统中的应用已经具有很长历史。通过电流环可以将信息从远端传感器传递到中央处理单元, 或从这些中心单元传送到远端传感器。4-20mA电流环的应用非常普遍, 而有些系统则采用了 $\pm 20\text{mA}$ 电流环。对于低阻负载, 采用高压运算放大器提供大电流驱动可以省去外部功率FET, 从而简化电路设计。

本文讨论在4-20mA电流环中如何使用高压、大电流驱动运算放大器。运算放大器将来自DAC的电压信号转换成 $\pm 20\text{mA}$ 或4-20mA的电流输出, 实验中采用了MAX9943运算放大器, 文中给出了测试数据。

电流环基础

电流环通常包括传感器、发送器、接收器和ADC或微控制器(图1)。传感器用于测量物理参数(例如压力或温度), 提供相应的输出电压; 发送器将传感器输出按比例转换成4mA-20mA电流信号; 接收器则将4-20mA电流转换为电压信号, ADC或微控制器将接收器的电压输出转换成数字信号。

电流环中, 信息通过电流调制信号进行传输。对于4-20mA系统, 4mA通常表示传感器的零输出, 20mA表示满量程输出。很容易区分环路断路(0mA, 故障状态)与传感器的零输出(4mA)。

与电压调制信号相比, 电流环从本质上具有更高的抗干扰能力, 非常适合嘈杂的工业环境。信号可以长距离传输, 信息能够发送到远端或从远端接收。通常情况下, 传感器远离系统微控制器所处的控制中心。

比较复杂的系统包括从微控制器或DSP到激励源的另一电流环(图2)。DAC将数字信息转换成模拟电压信号。电流环发送器将DAC输出电压转换成驱动激励源的4-20mA或 $\pm 20\text{mA}$ 电流信号。电网监测系统也存在类似应用, 通过成熟算法确定系统的当前状态, 预测系统变化方向, 并通过控制环路动态调整系统。

利用运算放大器实现VI转换, 提供大电流驱动

图3所示电路利用两个运算放大器和少数外部电阻构建了一个简单的VI (电压-电流)转换器。采用 $\pm 15\text{V}$ 供电时, 运算放大器(这里为MAX9943)能够向小阻抗负载提供 $\pm 20\text{mA}$ 以上的输出电流。

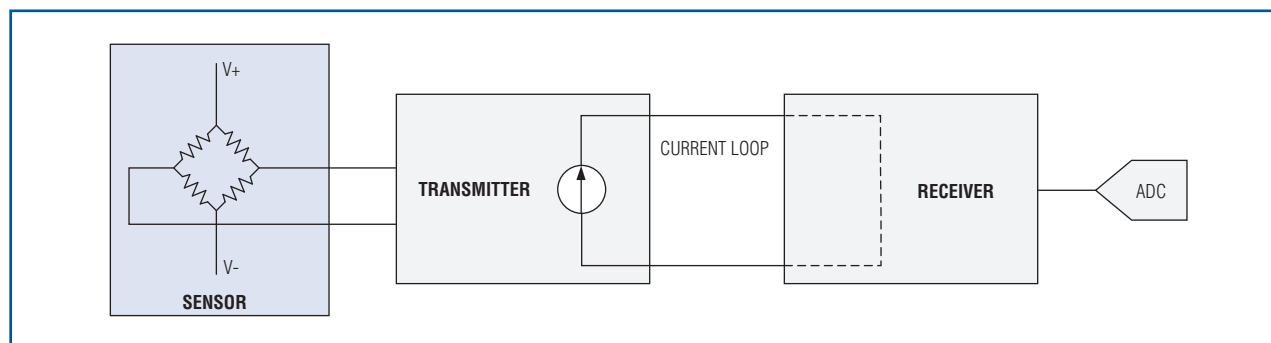


图1. 单电流环的主要部件。

MAX9943是一款36V运算放大器，具有大电流输出驱动能力。驱动高达1nF的负载电容时保持稳定。该器件可理想用于需要将DAC输出的电压信号按比例转换成4-20mA或±20mA电流信号的工业应用。

输入电压 V_{IN} 与负载电流的关系如式1所示：

$$V_{IN} = (R2/R1) \times R_{SENSE} \times I_{LOAD} + V_{REF} \quad (式1)$$

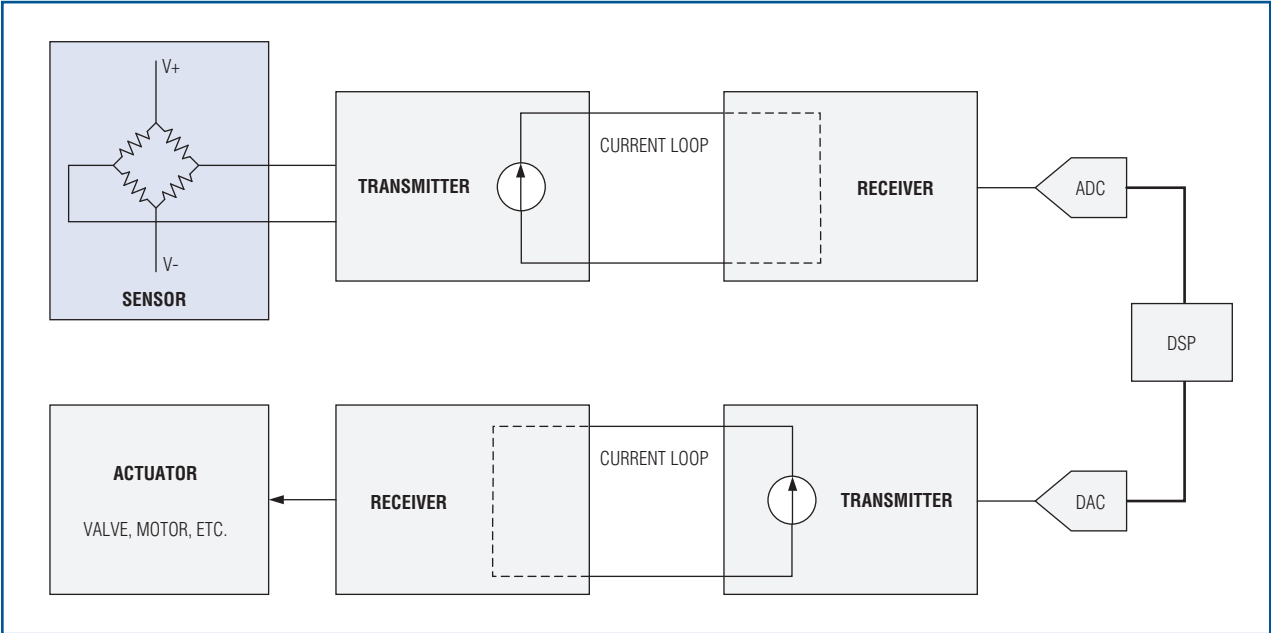


图2. 采用另一个电流环控制激励源的复杂系统。

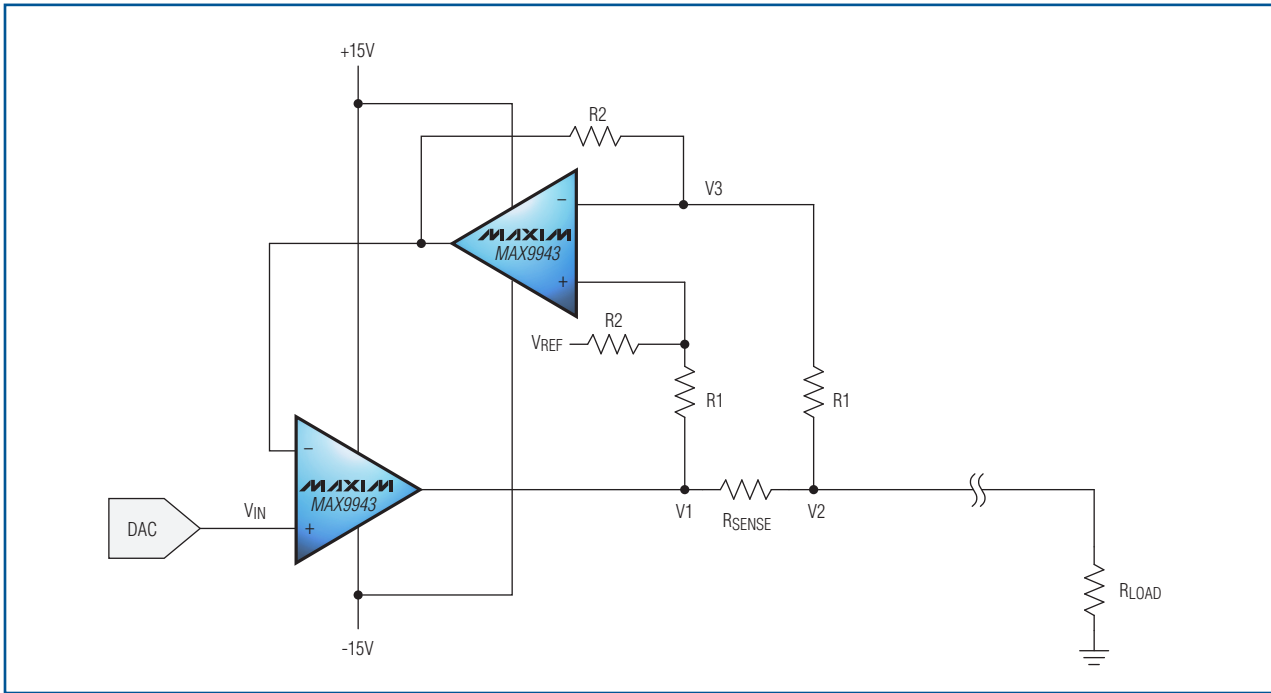


图3. 利用VI转换器将DAC输出转换为负载电流，该电路采用两片MAX9943运算放大器。

该电路中，元件取值分别为：

$$R1 = 1k\Omega$$

$$R2 = 10k\Omega$$

$$R_{SENSE} = 12.5\Omega$$

$$R_{LOAD} = 600\Omega$$

典型负载在几百欧姆量级。而发生对地短路故障，或者为了长距离信号传输而在接收器端降低电压负荷时，负载阻抗将明显减小。

V_{REF} 可以与DAC使用相同的基准电压。这种情况下，所有电压(V_{IN})与 V_{REF} 成比例，并消除了由于 V_{REF} 变动引起的误差。

从±2.5V产生±20mA电流驱动

图3所示电路亦可用来产生±20mA电流驱动。当 $V_{REF} = 0V$ 时，-2.5V至+2.5V的输入范围产生标称±20mA的电流输出，如图4所示。

输入电压(V_{IN})和“正向”运算放大器输出电压($V1$)之间的关系如下：

$$V_{IN} = (R2/R1) \times (1 - \alpha/\beta) \times V1 + V_{REF} \times (1 - (R2/R1) \times 1/(\beta \times (R2+R1))) \quad (式2)$$

式中：

$$\alpha = (1/R_{SENSE}) + R2/(R1 \times (R1 + R2)) \quad (式3)$$

$$\beta = (1/R_{SENSE}) + (1/R1) + (1/R_{LOAD}) \quad (式4)$$

在式2、式3和式4中代入元件值：

$$V1 = 4.876 \times V_{IN} - 4.872 \times V_{REF} \quad (式5)$$

式5中的关系式有助于避免输出器件饱和。实际上，当 $V_{IN} = +2.5V$ 时，下端运算放大器的输出($V1$)达到12.2V左右。如果输入电压超过2.5V，最终输出器件将达到其饱和点，输出电压不再增大。图4曲线变得平坦，与理想特性曲线不一致。反相端输入低于-2.5V时，将出现类似结果。

图4数据说明，当源出、吸入电流达到大约±21.5mA时，相当于±2.68V输入和正向(下端)运算放大器输出达到±13V，MAX9943仍然能够工作在线性范围。因为MAX9943的输出电压能够非常接近负电源电压，实际负向电流可以达到较大幅度。该器件的正向输出摆幅限制在正电源电压的2V以内。(2V电压值取决于负载，给出的是最差工作条件下的技术指标与工艺、温度的关系曲线。)

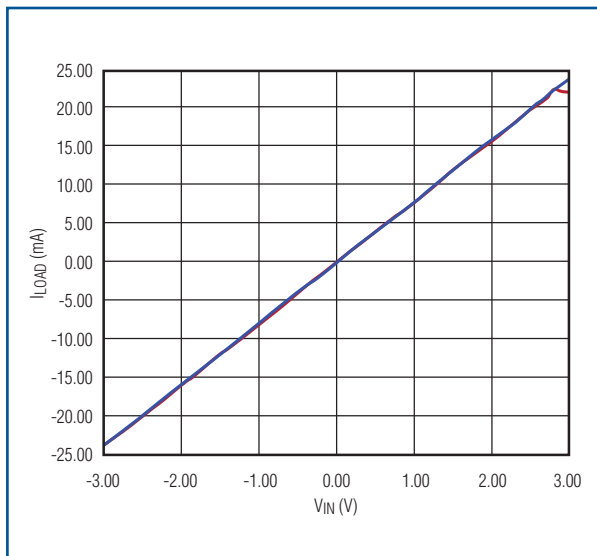


图4. ±2.5V输入电压范围可产生±20mA输出电流。蓝色曲线为理想的增益曲线；红色曲线为实测数据， $V_{CC} = +15V$ ； $V_{EE} = -15V$ 。

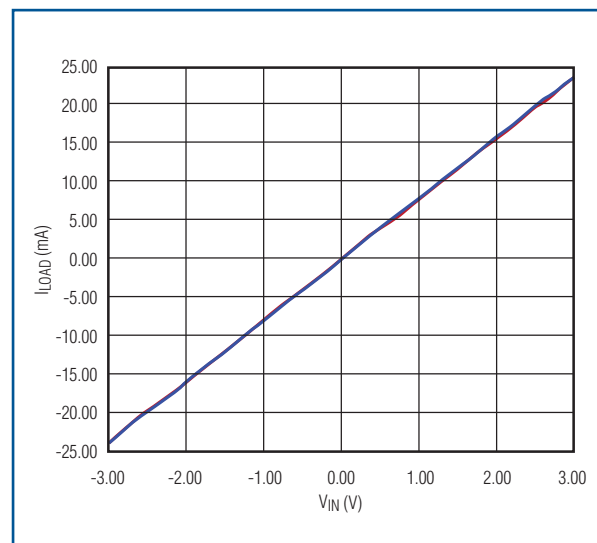


图5. ±3V输入电压范围可产生±24mA输出电流。蓝色曲线为理想增益曲线；红色曲线为实测数据。 $V_{CC} = +18V$ ； $V_{EE} = -18V$ 。

有些应用需要更大的输出电流，以满足设计裕量的需求或为校准保留一定空间。对于这类应用，图3电路可采用±18V双电源(代替±15V)供电。此时，运算放大器能够驱动最大±24mA (对应于±3V输入)的电流，并保持工作在线性区域，如图5所示。

从0至2.5V输入范围产生4-20mA电流驱动

由上述式5，当 $V_{REF} = -0.25V$ 、输入范围介于0V至+2.5V时能够产生2mA至22mA的电流输出(图6)。通常在4-20mA电流环中，设计人员希望动态范围具有一定的附加“空间”(例如：2mA至22mA)，以便用于软件校准。如果需要更大电流，MAX9943可以采用 $\pm 18V$ 双电源供电，如上所述。

结论

电流环被广泛用于需要将信息从远端传感器传输到中央处理单元，或从中心单元传输到远端传感器的工业应用。

实验证明，MAX9943运算放大器非常适合将传感器或DAC输出的电压信号转换成4-20mA或 $\pm 20mA$ 电流的控制环应用。MAX9943在整个温度范围内都具有精密的大电流驱动能力。驱动高达1nF的容性负载时能够保持稳定工作，而长距离传输中经常会遇到较大的容性负载。

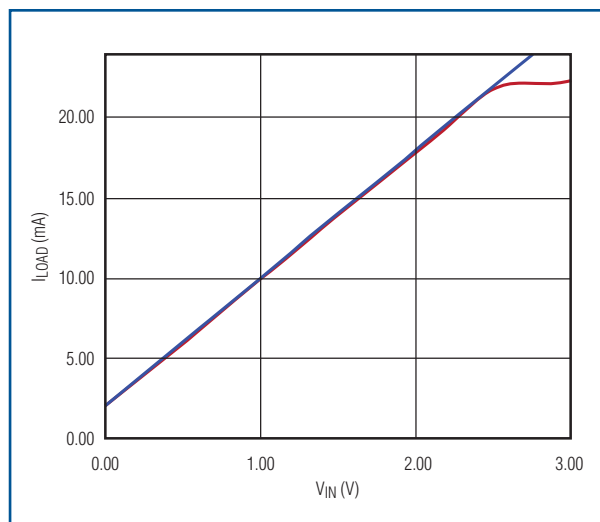


图6. 通过0V至2.5V输入电压范围可产生4-20mA输出电流。蓝色曲线为理想增益曲线；红色曲线为实测数据， $V_{CC} = +15V$ ； $V_{EE} = -15V$ 。