

# Analog Dialogue

## 本期介绍

- 2 编者寄语，新产品简介
- 3 ADI工程大学—为什么应该加入
- 8 轻松使用HDMI：HDMI-VGA和VGA-HDMI转换器
- 13 成功实现高性能数字无线电
- 18 放大器建模为模拟滤波器可提高SPICE仿真速度
- 23 将降压调节器转换为智能可调光LED驱动器
- 27 了解放大器噪声对于ADC信号链总噪声的影响
- 30 向Dan Sheingold致敬

INFORMATION INTERFACE

CHANNEL DETECTION

ERROR CORRECTION

CHANNEL DECODING

HEADLINE

SIGNAL DECODING

POST PROCESSING



## 本期介绍

### ADI工程大学—为什么应该加入

ADI工程大学计划提供了学习模拟电路知识的优良资源。教材、视频授课和实验能够以高标准传授模拟理论，培养学生的好奇心；虚拟教室便于进行国际交流、解答问题和远程协助；硬件设计平台鼓励学生积极创新。(第3页)

### 轻松使用HDMI：HDMI-VGA和VGA-HDMI转换器

消费电子市场已将高清多媒体接口(HDMI)技术运用于电视、投影仪和其它多媒体设备。本文说明先进的硅解决方案和灵巧的软件如何帮助实现HDMI-VGA和VGA-HDMI转换器，从而为熟悉视频应用的工程师提供一种简单的模拟视频与数字视频相互转换的方法。(第8页)

### 成功实现高性能数字无线电

无线电广播正在朝数字化方向发展，为收听者提供更清晰的接收效果、更大的覆盖区域、更高的音质和更多的内容，并且提高访问和收听节目的灵活性。使用与模拟无线电相同的带宽，只需数字化内容并进行压缩，然后通过数字方式进行广播，即可实现这些改进。(第13页)

### 放大器建模为模拟滤波器可提高SPICE仿真速度

放大器的仿真模型通常是利用电阻、电容、晶体管、二极管、独立和非独立的信号源以及其它元件或作为s域传递函数来实现的。本文介绍了一种方法，将放大器建模为二阶模拟滤波器，提供快得多的时域仿真，特别适用于高带宽放大器。(第18页)

### 将降压调节器转换为智能可调光LED驱动器

凭借使用寿命长和功耗低的优势，LED有望改变整个照明行业，但它的快速采用面临的主要障碍是LED本身的成本居高不下。在设计合理的系统中，LED的每美元产品成本能够可靠地产生更高亮度，从而降低总体灯具成本，我们能够以远高于设备指定值的电流来驱动LED。(第23页)

### 了解ADC信号链中放大器噪声对总噪声的贡献

将ADC的模拟输入驱动到额定满量程输入电压时，ADC提供最佳性能，但最大可用信号往往与额定电压不同，可能需要调整。用于满足这一要求的器件之一是可变增益放大器(VGA)。了解VGA如何影响ADC的性能，将有助于优化整个信号链的性能。(第27页)

### 向Dan Sheingold致敬

2013年2月1日，Dan Sheingold在担任《模拟对话》编辑长达44年之后退休。但他并不会离开我们这个大家庭。Dan将担任名誉编辑一职，继续为我们的期刊做出贡献。在《模拟对话》的47年历史上，只有三个人曾经担任编辑：Ray Stata、Dan Sheingold以及自2001年以来担任出版人兼总编辑的本人Scott Wayne。让我们共同向Dan致以最美好的祝愿。我们将会努力保持他的高质量标准。(第30页)

Scott Wayne [scott.wayne@analog.com]

所有ADI产品数据手册都可在[www.analog.com/zh](http://www.analog.com/zh)网站查到，只需在搜索框中输入产品型号即可。

### 1月

降压、20 V、6 A同步DC-DC稳压器 ..... ADP2386  
降压、36 V、1 A同步DC-DC稳压器 ..... ADP2442

### 2月

$\Sigma$ - $\Delta$ 型、4通道、汽车音频系统ADC ..... ADAU1977  
4.5 GHz、双通道超高数据速率差分放大器 ..... ADL5566  
高速、低噪声、低功耗运算放大器 ..... ADA4895-1  
12位、180 MSPS四通道波形发生器DAC ..... AD9106  
视频、10位、SDTV、差分输入解码器 ..... ADV7182  
16位 $\pm 0.25^\circ\text{C}$ 精度数字温度传感器 ..... ADT7320/ADT7420  
5电极ECG系统模拟前端 ..... ADAS1000-1  
DC-DC转换器2通道数字隔离器 ..... ADuM521x  
4通道数字隔离器开关稳压器 ..... ADuM447x  
165 MHz低功耗HDMI接收器 ..... ADV7610  
集成低端驱动器、4 A、20 V降压稳压器 ..... ADP2380

### 3月

1.65 GHz时钟扇出缓冲器 ..... AD9508  
低成本160 dB范围对数转换器 ..... ADL5303  
立体声PDM至I2S或PDM至TDM转换器 ..... ADAU7002  
14位、180 MSPS波形发生器DAC ..... AD9102  
11/14位、5.6 GSPS RF DAC ..... AD9119/AD9129  
LED、高效8串LCD背光驱动器 ..... ADD5201  
DC-DC转换器2通道数字隔离器 ..... ADuM621x

## Analog Dialogue

模拟对话杂志([www.analog.com/zh/analogdialogue](http://www.analog.com/zh/analogdialogue))是ADI公司于1967年创办的技术杂志，至今已经连续出版46年，主要讨论有关模拟信号、数字信号和混合信号处理产品、应用、技术和技巧。模拟对话杂志提供两种版本。在线版每月发行一期；印刷版每年发行四期，印刷版和电子版作为对在线版中技术文章的定期回顾和汇集。在线版的内容包括：技术文章；近期应用笔记、新产品简介、在线研讨会和教程、已发表文章等及时信息；以及“集锦”栏目，其中包括从ADI网站([www.analog.com/zh](http://www.analog.com/zh))获得重要相关信息的通用链接网址。感兴趣的读者也可以至Analog Dialogue档案库[www.analog.com/library/analogdialogue/china/archives.html](http://www.analog.com/library/analogdialogue/china/archives.html)查阅自1967年第1卷第1期刊创刊至今的每期存档，包括三期纪念特刊。如需订阅，请访问[www.analog.com/library/analogdialogue/china/subscribe.html](http://www.analog.com/library/analogdialogue/china/subscribe.html)。欢迎提出您的宝贵意见：Facebook: [www.facebook.com/analogdialogue](http://www.facebook.com/analogdialogue)；模拟对话博客: [analogdiablog.blogspot.com](http://analogdiablog.blogspot.com)；电子邮件: [dialogue.editor@analog.com](mailto:dialogue.editor@analog.com)、编辑Dan Sheingold, [[dan.sheingold@analog.com](mailto:dan.sheingold@analog.com)]或出版人兼总编辑Scott Wayne, [[scott.wayne@analog.com](mailto:scott.wayne@analog.com)]。

# ADI工程大学—为什么应该加入

作者：Ryan Fletcher和Scott Wayne

## 简介

ADI公司在整个发展历程中始终致力于教育培训，他们拥有经过严格培训的应用工程师以及在线EngineerZone社区，还提供丰富的教材、电路笔记和杂志文章，充分体现了公司在这方面的努力。遗憾的是，在当今一切数字化的时代，很多大学生感觉数字电子更加时髦和令人兴奋，而模拟电子似乎枯燥乏味且已经过时。更糟糕的是，很多大学课程是根据学生的兴趣量身打造的，增加了数字技术方面的课程内容，同时忽视了模拟设计技能。

但模拟技术仍然占据着主导地位。光、声、温度、压力和加速度都是模拟量，因此模拟传感器、信号调理和数据转换器始终都是必需的。此外，虽然广播通信正在逐渐步入数字领域，但它们的射频信号需要模拟接收机、发射机和低噪声放大器。另外，随着能源效率和“绿色”地球变得日益重要，对模拟电源管理技术产生了前所未有的需求。

模拟技术正处于蓬勃发展阶段，而非日渐衰落。事实上，在很多先进的高清电视中，模拟电路的使用甚至多于传统模拟电视；心脏监护设备使用精密模拟信号处理来检测噪声中嵌入的小信号；现代手机需要模拟电源管理电路来延长电池续航时间；汽车在电子稳定系统中使用微机电系统(MEMS)加速度计和陀螺仪；卫星通信使用射频发射机在模拟世界中广播数字信号。因此，模拟技术并未过时，它当前的需求量超过以往任何时候。

ADI公司认识到大学课程与行业对模拟电路设计技术的需求存在着差距，因此在2012年3月宣布推出其工程大学计划。该计划旨在彻底革新工程学生学习模拟电路设计的方式，为工程学生和教授提供经济实惠的便携模拟设计套件，让他们能够试验先进技术，随时随地构建和测试实际模拟电路，从而增强他们的教学体验。

除了工程学生之外，工程大学计划还非常适合在职工程师，他们可能非常精通软件开发或数字技术，但感觉自己缺乏模拟电路设计的某些基础知识。该计划也适合想要加强对模拟电路的理解的技术人员，以及希望掌握新设计技能的发烧友和发明人。

这项全面计划提供教材，内容包括练习、实验和课后作业，另外提供用于控制、模拟和分析的软件，以及支持动手学习的设计套件。在线社区可以促进学生、教授和在职工程师之间的沟通交流。截止2013年1月，第一学期课程“电路1”已经推出。今后的课程，包括“电路2”、“电子1”和“电子2”，也正在编写中。

## 教材

精心编排的教材包括课后作业和实验。每个章节开头都提供介绍和目标列表。为读者编写的示例和练习穿插在整个教材中，部分总结可以巩固已学课程。第一学期课程—真实模拟：电路1—包括12个章节(另以一系列视频和可下载授课幻灯片的方式提供)：

### 1. 电路分析基础知识

本章介绍以下内容：电压、电流和功率的基本概念；基本电路元件，包括理想的电源和电阻；各种分析技术，例如基尔霍夫的电压和电流定律、欧姆定律。实验会提供实际行为的第一点提示：电阻围绕理想电阻值变化，还会介绍模拟电路的第一个实际应用：使用热敏电阻测量温度。

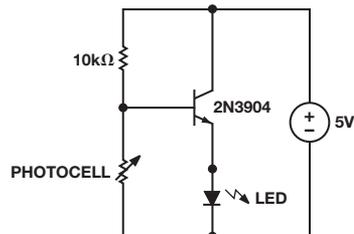


图1. 第1章实验：日间照明电路

### 2. 电路简化

本章采用第1章介绍的技术来分析电阻的串联和并联组合，以及它们用作分压器和分流器的情形。非理想电源和非理想测量器件提供实际行为的更多示例。

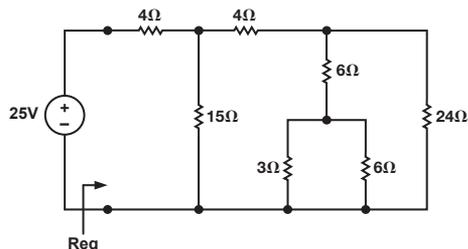


图2. 第2章课后作业：查找等效电阻Req，以及电源提供的电流

### 3. 节点和网格分析

本章介绍电路节点和网格的概念—包括参考节点、从节点、超级节点和约束网格，提供分析电路电压和电流的简单方法。

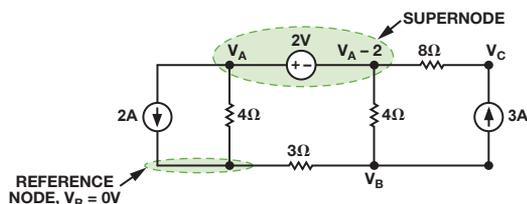


图3. 第3章的范例显示参考节点和超级节点

#### 4. 系统和网络定理

本章介绍进行电路分析的系统级方法，将概念电路表示为具有输入和输出的实际系统。本章定义线性度的数学概念，解释如何使用叠加来分析线性系统，还介绍强大的戴维宁和诺顿定理，它让复杂电路能够作为更加简单的等效电路建模。实验演示功率如何从电源传输到负载，以及如何匹配负载以实现最大能量传输。

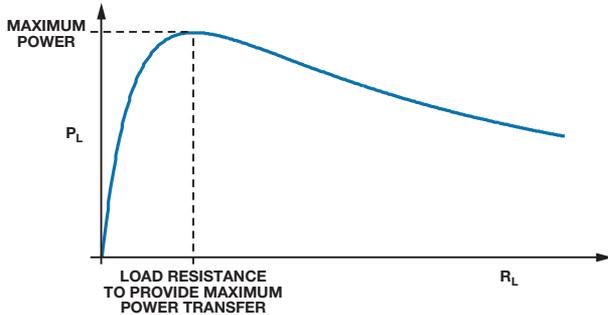


图4. 第4章曲线图显示负载电源和负载电阻的关系

#### 5. 运算放大器

本章介绍运算放大器(op amp), 顾名思义, 它们的功能是执行数学运算, 例如加法、积分和求幂。本章首先介绍理想行为, 它让我们能够简单地分析反相、同相和差分电路, 随后本章还解释了实际行为的效应, 包括有限增益、有限输出阻抗、非零输入阻抗和非零失调电压。实验使用运算放大器来改进温度测量系统。

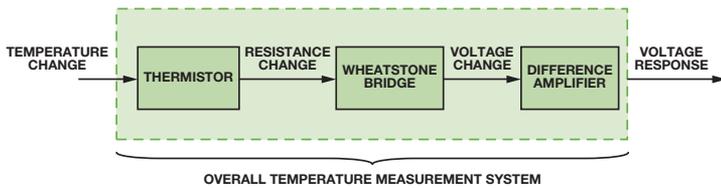


图5. 第5章实验框图: 温度测量系统设计

#### 6. 储能元件

本章介绍电感和电容及其充当的储能元件角色, 以及它们的实际行为。前几章介绍的所有电路可以使用代数公式进行分析, 而这些动态电路元件由差分方程决定。教材定义了瞬态和稳态响应, 以及多个数学概念, 例如单位阶跃函数和衰减式指数函数。实验将生成和观察随时间变化的波形。

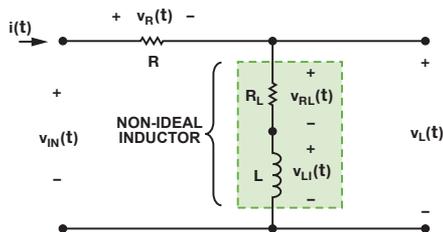


图6. 第6章的电路显示电感的非理想模型

#### 7. 一阶电路

本章介绍一阶电路—这些电路包括单个独立储能元件, 用一阶差分方程描述特性。本章分析了包含电阻器和单个电容或电感的电路的自然响应, 以及它们对输入电压或电流的步进改变响应。实验演示如何测量有源RC电路的时间常数和阶跃响应。

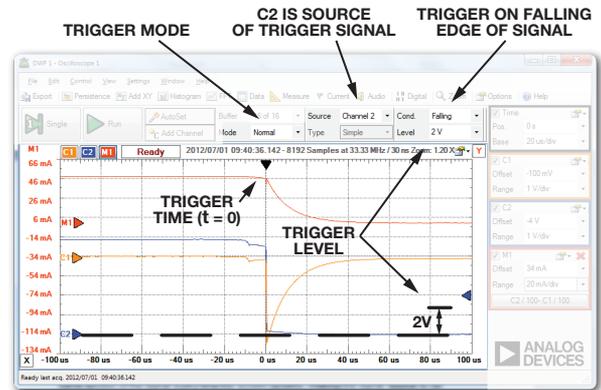


图7. 第7章的控制面板展示触发时间和电平

#### 8. 二阶电路

本章在前一章演示的概念基础上进行了扩展, 以分析二阶电路—这些电路包括两个独立储能元件, 用二阶差分方程描述特性。一阶电路的阶跃响应随时间成指数规律衰减, 而二阶电路的阶跃响应可能振荡, 因此本章将介绍自然频率和阻尼比的概念, 并将它们与电路的上升时间、过冲和稳态响应关联起来。实验测量RLC电路的阶跃响应, 并分析为什么实际行为与理想计算存在差别。

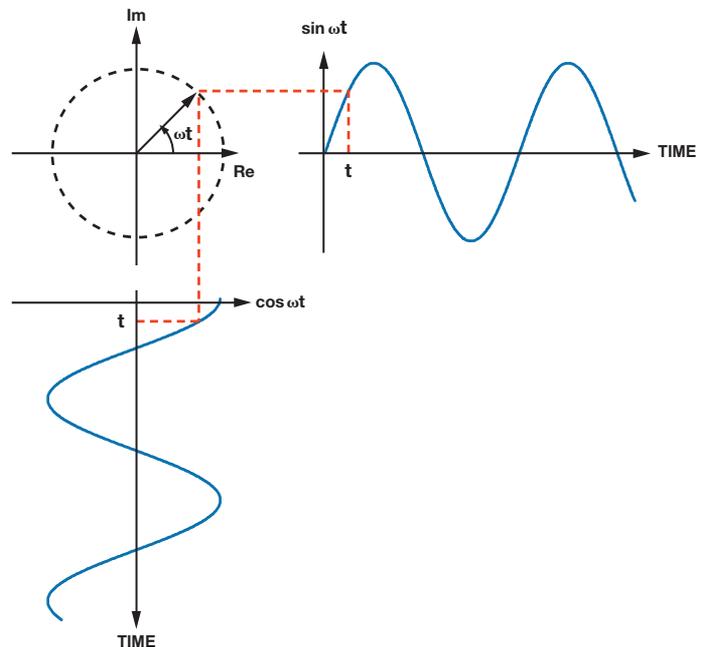


图8. 第8章的插图显示  $\sin \omega t$ 、 $\cos \omega t$ , 和  $e^{j\omega t}$  之间的关系

## 9. 状态变量模型简介

本章介绍状态变量模型，它使用电容两端的电压和通过电感的电流，确定系统的状态。该状态可完全确定系统在每个时刻的特征，从而随时了解系统状态，后续时间的系统输入让我们确定任何后续时间的输出。本章介绍状态变量建模如何实现数值模拟以确定系统响应。本章的实验将测量结果与MATLAB®或Octave模拟进行比较。

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \\ \dot{x}_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 \\ 0 & -R/L_2 & 1/L_2 \\ 1/C & -1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \\ x_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(t)$$

图9. 第9章的矩阵代数演示第三方电路的状态变量分析

## 10. 稳态正弦分析

本章重点介绍具有正弦输入的动态系统的稳态行为，忽略系统的瞬态响应。本章展示如何以复杂指数和相量形式表示正弦信号，并对阻抗和导纳进行定义，还解释系统的频率响应如何表示输入和输出信号之间的关系。实验测量放大器电路的增益和相位。

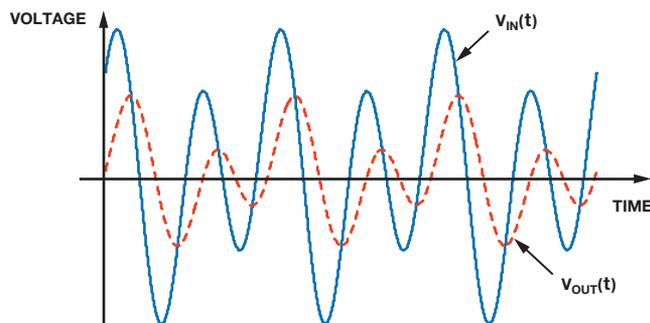


图10. 第10章的曲线图显示系统对双音输入信号的响应

## 11. 频率响应和滤波

本章说明如何将系统的频率响应用作一种设计和分析工具，以及如何以信号频率成分来表示信号。本章介绍信号调理的概念，侧重于低通和高通滤波器，还演示波特图如何能够显示系统的幅度和相位行为。实验包括音频应用的MEMS麦克风的输出调理，以及用于测量机械应力的振动传感器的输出。

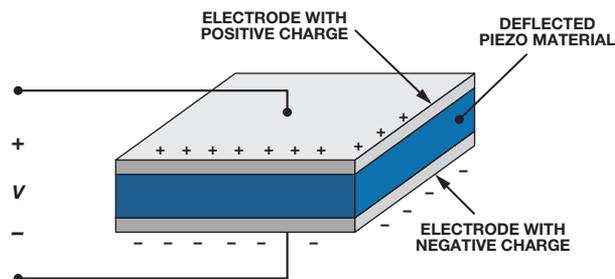


图11. 第11章实验项目的振动传感器

## 12. 稳态正弦功率

本章涵盖使用正弦信号的功率传输，还介绍瞬时、平均和无功功率的概念。然后还介绍如何校正感性负载功率因数。

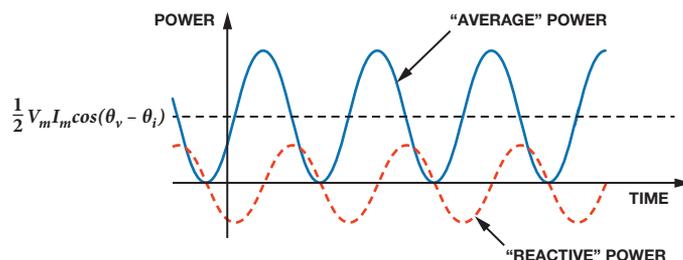


图12. 第12章的曲线图显示瞬时功率信号的分量

## 硬件

除了理论之外，教材还提供实际电路，讨论非理想情况，通过实验练习提供动手尝试，但真正的乐趣来自设计套件。Analog Discovery™设计套件提供2通道示波器、2通道任意波形发生器、16通道逻辑分析仪、16通道模式发生器、2通道电压表、网络分析仪以及两个电源，从而形成完整的、便携的USB电源模拟设计实验，让学生能够在产生想法时随时随地进行试验。



图13. Analog Discovery设计套件

该设计套件与**模拟部件套件**配对使用，后者包括电阻、电容、二极管、晶体管、传感器、运算放大器、转换器、稳压器等，另外还有无焊试验板、螺丝刀和分类引脚线路。



图14. 模拟部件套件

设计套件使用**WaveForms™**，它是一款功能强大的虚拟仪器套件，为每种仪表提供简洁易用的图形界面，让用户能够轻松地获取、存储、分析、生成和重复使用模拟和数字信号。



图15. Waveforms软件

### 学生的看法

在一个学生项目中，我正在构建一种设备的原型，用于自动蒸发浴室镜子上的冷凝物。在这个过程中，我使用了ADI工程大学计划的组件，包括Analog Discovery设计套件、WaveForms软件、模拟部件套件和在线教材。该计划的大量丰富资源对我从事的项目具有无可衡量的价值，必然也会吸引其他工程学生的极大关注。感兴趣的学生可

在任何地点轻松地访问、发送和查看计划的免费在线教材。Analog Discovery和**Electronics Explorer**硬件设计平台让学生能够在任何地点使用传统实验室的功能。对我而言，这种多功能性激发了学生对模拟电路的兴趣，同时鼓励他们进行创新，在瞬间激发电路开发灵感。掌握这些强大的资源之后，学生能够进行探索研究，以满足他们的极大好奇心，同时补充在课堂上学习的知识。

在线课程教材就是该计划最具吸引力的一部分资源。Real Analog教材论述的主题是从电气工程师的角度传授的，对于这些以往由学术型作者编写的主题，他们可以提供独到的见解。发音清晰的视频授课和PowerPoint幻灯片可为书面教材提供补充；分步实验练习利用实际应用，培养必备的动手技能。ADI工程大学课件免费在线提供，非常适合为现有课程内容提供补充，也可作为优良的独立学习资源。

在线课程教材可以启发学生学习知识，但最实用的资源也许还是通过**虚拟教室**提供的资源。在这个开放论坛中，任何人都可以提出有关课程教材、技术练习或设计平台的问题。虚拟教室是ADI工程大学计划的一个重要部分，而其他大多数教育项目现在不提供这种形式。该社区由ADI公司的专业人员进行定期监控，旨在鼓励学生之间的协作。它能够促进全球交流，同时提供及时的问题解答，从而提升很多学生的效率。

对于我而言，该计划最实用的部分是Analog Discovery设计套件。利用这个平台，结合免费的WaveForms软件，我从计算机同时实施了示波器、任意波形发生器和电源，从而能够快速轻松地开始电路设计。图16显示在我的PC上运行的上述功能的屏幕截图。虽然没有在我的这个项目中使用，但该设计套件还提供其他众多功能，包括逻辑分析仪、模式发生器、静态I/O、电压表和网络分析仪。凭借该设备的便携性和易用性，学生的创意和创新不再只限于传统实验室的范围，而是可以带到宿舍、公共区域甚至家中。包括硬件在教育项目中是非常罕见的，它是一个极其新颖的创意，可将实际设计技能与理论学习结合在一起。我强烈推荐可选的模拟部件套件，事实证明它是极为实用的，为我节省了订购部件的时间，并且避免了诸多麻烦。

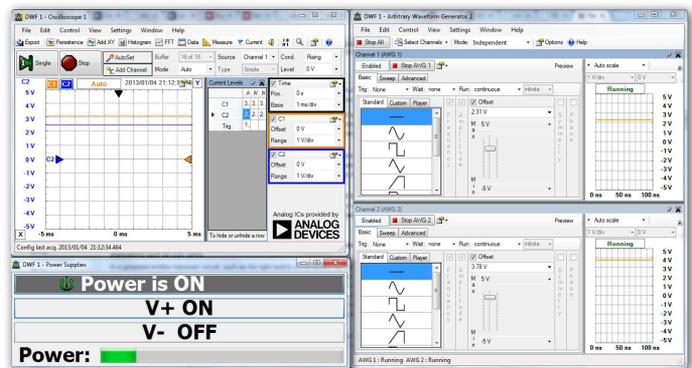


图16. 从计算机运行示波器、任意波形发生器和电源

图17显示Analog Discovery设计套件如何让实验功能能够在任何地点使用,甚至包括厨房餐桌。实验工具的这种使用便利性,可以鼓励学生更有创意地应用知识,学习在课堂上无法传授的调试技术和其他技能。凭借便携性和易用性,该设计套件为学生提供了一种应用知识的简易工具。

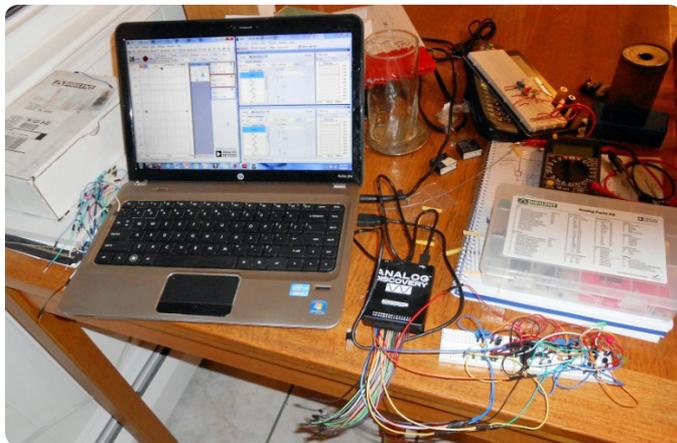


图17. Analog Discovery让实验在任何地点使用,甚至包括厨房餐桌

与所有教育项目相同,ADI工程大学计划也具有自身的优势和不足。首先介绍它的优势,该课件易于访问,而且完全免费。在线教材的编写者完全了解课程内容,因而不会出现太多混淆和曲解。理论和实际应用相结合,使得阅读和动手学习近乎完美地结合在一起。此外,在线课程结合采用多种形式帮助我们充分理解主题,包括视频讲课、PowerPoint幻灯片、教材以及巩固学习效果的课后作业,让计划成为学习模拟电路的优良资源。

但是,该计划仍然存在有待改进之处。课后作业缺乏足够的数量和深度,无法提供对教程的更深理解,虚拟教室缺乏参与度。教材中存在少许格式不一致和语法错误,虽然它们不会妨碍教材的信息传达。最后,为了避免混乱,Digilent®应该包括有关下载WaveForms的说明,另外Analog Discovery套件应该附带一份手册(我需要知道下载哪个软件,还要搜索解释套件完整用法的文档)。

现在向对感兴趣的读者介绍一下我的项目,这种设备使用家庭制作的洁净薄膜加热器蒸发浴室镜子上的冷凝物,它使用AD22100温度传感器来感应相对湿度和温度,使用带有比较器和简单晶体管逻辑的电路来控制加热器。图18显示了试验板,用于构建电路原型和调试电路、测试电压和模拟传感器输入。事实证明ADI工程大学是极有价值的学习工具;今后,我还计划使用更多在线课程教材来学习电路。

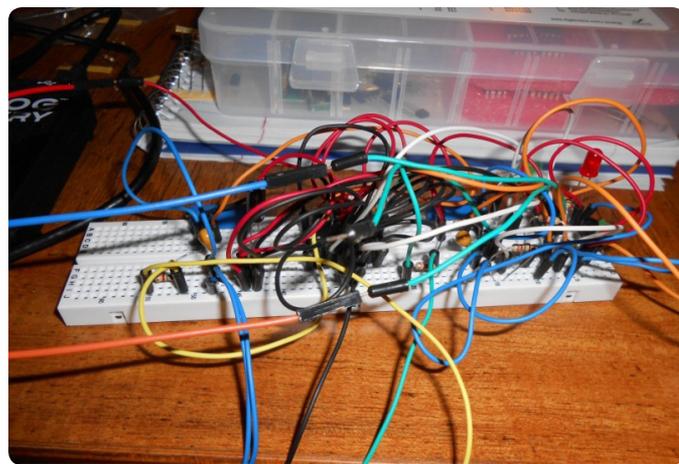


图18. 试验板上的原型电路

## 结论

ADI工程大学计划提供了学习模拟电路知识的优良资源。教材、视频授课和实验能够以高标准传授模拟理论,培养学生的好奇心;虚拟教室便于进行国际交流、解答问题和远程协助;硬件设计平台具有出色的功能,鼓励学生积极创新。

## 参考文献

[Revolutionizing How Engineering Students Learn Analog Circuit Design.](#)

## ADI公司大学计划视频

## 作者简介

**Ryan Fletcher** [[rffletcher@wpi.edu](mailto:rffletcher@wpi.edu)]是麻省伍斯特理工学院数学科学院的学生,其研究方向包括电气和机器人工程、数学和商业。他是多家俱乐部的会员,包括辩论、极限飞盘和休闲滑雪。在业余时间,Ryan还喜欢自行车、山地车和单板滑雪。



**Scott Wayne** [[scott.wayne@analog.com](mailto:scott.wayne@analog.com)]于1978年加盟ADI公司担任设计工程师。在成为《模拟对话》职员之前,他使用模块、混合和单芯片技术,设计了众多精密模数和数模转换器。Scott拥有麻省理工学院的电气工程学士学位(BSEE),并通过该校的edX计划继续深造。他撰写过多篇论文并拥有两项专利。在闲暇时间,Scott喜欢徒步旅行、骑自行车和皮艇。



# 轻松使用HDMI：HDMI-VGA和VGA-HDMI转换器

作者：Witold Kaczurba和Brett Li

在消费电子市场，电视、投影仪和其它多媒体设备纷纷采用高清多媒体接口(HDMI®)技术，使得HDMI成为全球公认的接口。相信不久之后，所有多媒体设备都需要配备该接口。HDMI接口在家庭娱乐中已经广为流行，近来在便携式设备和汽车信息娱乐系统中，它也日渐风行。

实现标准化多媒体接口是竞争高度激烈的消费电子市场的必然要求，上市时间对于该市场而言至关重要。除了提高市场认可度以外，采用标准接口还能大大改善投影机、DVD播放机、高清电视以及不同制造商生产的其它设备之间的兼容性。

然而，在某些工业应用中，从模拟视频向数字视频过渡所需的时间比消费电子市场要长，许多设备尚未采用新的数字方法来发送合成音视频数据。这些设备仍然使用模拟信号作为唯一的视频传输途径，原因可能是特殊市场或应用有特定要求。例如，对于投影机，有些客户仍然偏好使用视频图形阵列(VGA)电缆，而其它一些客户则使用音频/视频接收器(AVR)或媒体盒作为集线器，将一条HDMI电缆连接到电视，而不是一组凌乱且不美观的电缆，如图1所示。

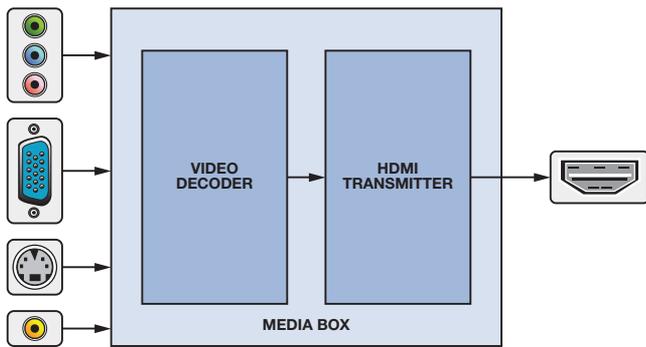


图1. 媒体盒将模拟信号转换为HDMI

新使用者可能认为HDMI是一种相对较复杂的标准，需要经过验证的软件驱动器、互通性和兼容性测试，从而保证一种设备与其它各

种设备结合使用时能够正常工作。这似乎有点难以把握，遇到新技术时常会发生这种情况。

然而，先进的半导体技术正在解决这些难题，模拟域和数字域均实现了改进，包括通过更高性能的模块来均衡较差的差分信号，以及利用更复杂的算法来减少软件开销和纠正位错误。

本文说明先进的半导体解决方案和灵巧的软件如何帮助实现HDMI。两种基本器件——HDMI-VGA (“HDMI2VGA”)和VGA-HDMI (“VGA2HDMI”)转换器——为熟悉视频应用的工程师提供一种简单的模拟视频与数字视频相互转换的方法。

虽然HDMI已成为事实上的高清视频接口，但VGA仍是笔记本电脑上最常用的接口。本文还会说明如何使这两种接口互连。

## HDMI应用和视频标准简介

HDMI接口利用最小差分传输信号(TMDS)线传输包形式的视频、音频和数据。除了这些多媒体信号以外，接口还包括显示器数据通道(DDC)信号，用于交换扩展显示识别数据(EDID)和高带宽数字内容保护信息(HDCP)。

此外，HDMI接口还可以配备消费电子控制(CEC)、音频回授通道(ARC)和家庭以太网通道(HEC)。由于这些不是本文所述应用的重要部分，本文将不予讨论。

EDID数据包括一个128字节(VESA—视频设备标准协会)或256字节(CEA-861—消费电子协会)数据模块，用于说明视频接收器(Rx)的视频和(可选)音频能力。EDID由视频源(播放器)利用I<sup>2</sup>C协议通过DDC线从视频接收器读取。视频源必须发送视频接收器支持的且列于EDID中的首选或最佳视频模式。EDID可能还包含关于视频接收器音频能力的信息，以及支持的音频模式列表和相应的频率。

VGA和HDMI均有DDC连接，用以支持视频源与接收器之间的通信。EDID的前128字节可以由VGA和HDMI共享。根据ADI公司HDMI兼容性测试(CT)实验室的经验，EDID的前128字节更容易出错，因为一些工程师不熟悉HDMI规范的严格要求，而且大多数文章都是侧重于EDID扩展模块。

表1显示了EDID前128个字节中容易出错的部分。有关EDID前128个字节之后的CEA扩展模块设计的详细信息，请参阅CEA-861规范。

表1. EDID简介

地址	字节	描述	注释
00h	8	表头：(00 FF FF FF FF FF FF 00)h	必须有的固定模块表头
08h	10	供应商和产品标识	
08h	2	ID制造商名称	Microsoft®发布的三个压缩ASCII字符
12h	2	EDID结构版本和修订	
12h	1	版本号：01h	固定
13h	1	修订编号：03h	固定
18h	1	功能支持	诸如电源管理和颜色类型之类的功能。位1应置1。
36h	72	18字节数据模块	
36h	18	首选时序模式	表示一种能够支持产生最佳质量屏幕图像的时序。对于大多数平板显示器，首选时序模式是平板的原生时序。
48h	18	详细时序#2或显示器描述符	
5Ah	18	详细时序#3或显示器描述符	表示详细时序，也可以用作显示器描述符。显示器描述符应使用两个字，一个用作监视范围限值，一个用作监视名称。详细时序模块应在显示器描述符模块之前。
6Ch	18	详细时序#4或显示器描述符	
7Eh	1	扩展模块数N	随后的128字节EDID扩展模块的数量。
7Fh	1	校验和	此EDID模块中所有128字节的1字节和应等于0。
80...		模块映射或CEA扩展	

VGA和HDMI的时序格式由上述两个标准设置组分别定义：VESA和CEA/EIA。VESA时序格式的定义参见“VESA监视时序和协同视频时序标准”；HDMI时序格式的定义参见CEA-861。VESA时序格式包括主要用于PC和笔记本电脑的标准，如VGA、XGA、SXGA等。CEA-861描述电视和增清/高清显示器所用的标准，如480p、576p、720p和1080p等。在这些时序格式中，只有640×480p@60Hz这一种格式是强制性的，为VESA和CEA-861标准所共有。PC和电视均必须支持这种模式，因此本例使用该模式。表2比较了一般支持的视频标准。详细数据请参阅相应的规范。

表2. 最常用的VESA和CEA-861标准(p = 逐行; i = 隔行)

VESA (显示器监视时序)	CEA-861
640 × 350p @ 85 MHz	720 × 576i @ 50 Hz
640 × 400p @ 85 Hz	720 × 576p @ 50/100 Hz
720 × 400p @ 85 Hz	640 × 480p @ 59.94/60 Hz
640 × 480p @ 60/72/75/85 Hz	720 × 480i @ 59.94/60 Hz
800 × 600p @ 56/60/72/75/85 Hz	720 × 480p @ 59.94/60/119.88/120 Hz
1024 × 768i @ 43 Hz	1280 × 720p @ 50/59.94/60/100/119.88/120 Hz
1024 × 768p @ 60/70/75/85 Hz	1920 × 1080i @ 50/59.94/60/100/200 Hz
1152 × 864p @ 75 Hz	1920 × 1080p @ 59.94/60 Hz
1280 × 960p @ 60/85 Hz	1440 × 480p @ 59.94/60 Hz
1280 × 1024p @ 60/75/85 Hz	1440 × 576p @ 50 Hz
1600 × 1200p @ 60/65/70/75/85 Hz	720(1440) × 240p @ 59.94/60 Hz
1920 × 1440p @ 60/75 Hz	720(1440) × 288p @ 50 Hz

### 应用和部分要求简介

HDMI2VGA和VGA2HDMI转换器的重要要求是确保视频源发送的信号符合正确的视频标准。这是通过提供一个具有适当EDID内容的视频源来实现的。一旦收到，就可以将正确的视频标准转换为最终HDMI或VGA标准。

图2和图3中的功能框图显示了HDMI2VGA和VGA2HDMI转换的相应过程。HDMI2VGA转换器假设HDMI Rx内置EDID。

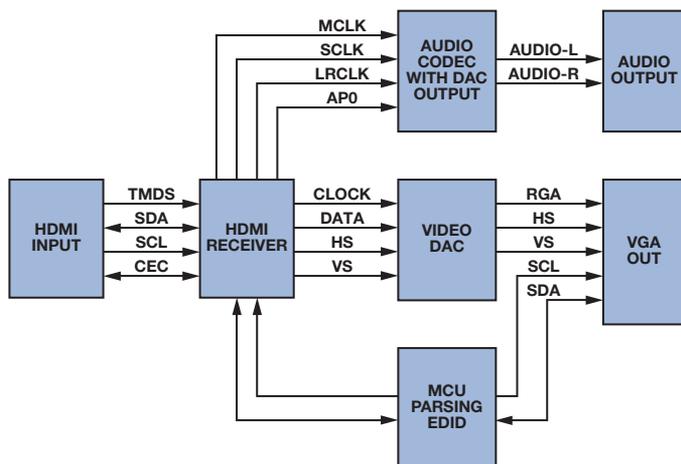


图2. 具有音频提取功能的HDMI2VGA转换器

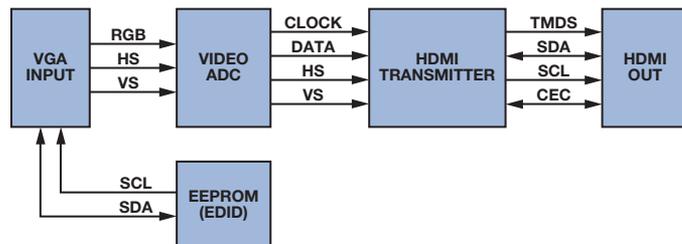


图3. VGA2HDMI转换器

### 工作原理

**VGA2HDMI:** VGA源从接收器读取EDID内容，利用DDC线路通道获取支持的时序列表，然后视频源开始发送视频流。VGA电缆具有RGB信号和独立的水平(HSYNC)与垂直(VSYNC)同步信号。下游VGA ADC锁定HSYNC以重新产生采样时钟。VGA解码器将输入的水平同步信号与时钟对齐。

数据使能(DE)信号指示视频的有效区域。VGA ADC并不输出此信号，它是HDMI信号编码的强制要求。DE的逻辑高电平部分表示有效像素，或者说视频信号的可视部分。DE的逻辑低电平部分表示视频信号的消息部分。

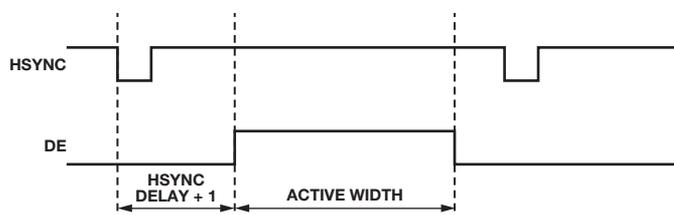


图4. 水平DE生成

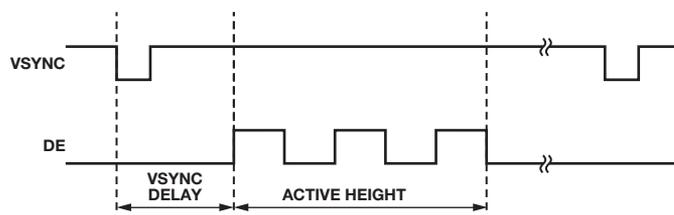


图5. 垂直DE生成

DE信号对于产生有效HDMI流至关重要。如果没有DE信号，可以通过HDMI发送器(Tx)来补偿，它能重新生成DE信号。现代HDMI发送器可以利用若干参数设置，如HSYNC延迟、VSYNC延迟、有效宽度和有效高度等，从HSYNC和VSYNC输入产生DE信号(如图4和图5所示)，确保兼容HDMI信号传输。

HSYNC延迟定义从HSYNC前沿到DE前沿的像素数。VSYNC延迟定义VSYNC和DE前沿之间的HSYNC脉冲数。有效宽度表示有效水平像素数，有效高度表示有效视频的行数。DE生成功能也可用于显示功能，例如使有效视频区域处于屏幕的中央。

显示位置调整是VGA输入的强制要求。数字化模拟输入信号的第一个和最后一个像素不得靠近任何HSYNC/VSYNC脉冲或与之重合。DE信号低电平期间(如垂直或水平消隐间隔)用于发送额外的HDMI数据和音频数据包,不得违反要求。ADC采样阶段可能会引起这种不对齐现象。屏幕可视区域中的黑条可能意味着有效区域不对齐。对于复合视频广播信号(CVBS),此现象可通过扫描5%到10%进行校正。

VGA旨在显示整个有效区域,不落下任何区域。画面不会过扫描,因此显示位置调整对于VGA转HDMI很重要。最佳情况下,黑条可以被自动识别,图像可以自动调整到最终屏幕的中央,或者根据回读信息手动调整。如果VGA ADC连接到后端定标器,有效视频将能正确地与整个可视区域重新对齐。

然而,使用定标器解决有效视频区域不对齐问题会提高设计成本及相关风险。例如,利用定标器和视频图案,有效区域内一个小白框周围的黑色区域可能会被视作无用条而予以消除。黑色区域消除后,白框就变为纯白色背景。另一方面,半白半黑图像会产生失真。为了防止此类不当失真,必须采取某种预防机制。

HDMI Tx一旦锁定并重新产生DE信号,就会向HDMI接收器(如电视等)发送视频流。与此同时,片上音频器件,如音频编解码器等,也可以通过I<sup>2</sup>S、S/PDIF或DSD向HDMI Tx发送音频流。HDMI的优势之一是可以同时发送视频和音频。

VGA2HDMI转换板上电且源和接收器连接后,MCU应通过HDMI Tx DDC线回读HDMI接收器的EDID内容。MCU应将EDID的前128字节略微更改后复制到VGA DDC通道的EEPROM,因为VGA DDC通道一般不支持用于HDMI的CEA扩展。表3列出了需要的更改。

表3. VGA2HDMI转换器需要的更改列表

更改	原因
EDID 0x14[7]从1变为0	表示模拟VGA输入
更改既有时序、标准时序、首选时序和详细时序	超过VGA转换器和HDMI Tx支持的最大值的时序必须更改为最大时序或较小的时序
0x7E设置为00	无EDID扩展模块
更改0x7F	校验和必须根据以上变更重新计算

**HDMI2VGA:** HDMI2VGA转换器首先必须向HDMI源提供适当的EDID内容,然后才能接收所需的640 × 480p信号,或者视频源/显示器支持的其它常见标准。HDMI Rx一般将EDID内容存储在内部,处理热插拔检测线(表示显示器已连接),接收、解码并解读输入的视频和音频流。

由于HDMI流将音频、视频和数据合并在一起,因此HDMI Rx也必须支持回读辅助信息,如颜色空间、视频标准和音频模式等。多数HDMI接收器会自适应接收流,自动将任何颜色空间(YCbCr 4:4:4、

YCbCr 4:2:2、RGB 4:4:4)转换为视频DAC要求的RGB 4:4:4颜色空间。自动颜色空间转换(CSC)确保将正确的颜色空间发送至后端器件。输入HDMI流经过处理并解码为所需的标准后,便通过像素总线输出到视频DAC和音频编解码器。视频DAC通常具有RGB像素总线和时钟输入,但无同步信号。HSYNC和VSYNC信号可通过缓冲器输出到VGA输出,最终输出到监视器或其它显示器。

HDMI音频流可以承载许多不同标准,例如:L-PCM、DSD、DST、DTS、高比特率音频、AC3和其它压缩位流。多数HDMI接收器在提取音频标准方面没有问题,但进一步处理可能有问题。根据后端器件不同,可能优先使用简单标准,而不是复杂标准,以便能将其轻松转换为扬声器用模拟输出。HDMI规范确保所有器件至少支持32 kHz、44.1 kHz和48 kHz LPCM。

因此,必须产生EDID信号,这个信号既与提取HDMI2VGA转换器的音频能力相匹配,又与VGA显示器的原始信号相匹配。这可以通过一个经由DDC线从VGA显示器检索EDID内容的简单算法来实现。回读数据应经过解析和验证,确保监视器允许的频率不高于HDMI Rx或视频DAC支持的频率(参见表4)。EDID镜像可以利用一个列出音频能力的额外CEA模块进行扩展,以反映HDMI2VGA转换器仅支持线性PCM标准的音频。包含所有模块的预备EDID数据因此可以向HDMI源提供。向热插拔检测线(HDMI线缆的一部分)发送脉冲后,HDMI源应从转换器重新读取EDID。

可以利用一个简单的微控制器或CPU来控制整个电路,读取VGA EDID并对HDMI Rx和音频DAC/编解码器进行编程。一般不需要控制视频DAC,因为它没有I<sup>2</sup>C或SPI等控制端口。

表4. HDMI2VGA转换器需要的更改列表

更改	原因
0x14[7]从0变为1	表示数字输入
检查标准时序信息并视需要更改(字节0x26至0x35)	超过转换器和HDMI Rx支持的最大值的时序必须更改为最大时序或较小的时序
检查DTD(详细时序描述符)(字节0x36至0x47)	超过转换器和HDMI Rx支持的最大值的时序必须更改为最大时序或较小的时序(例如,更改为640 × 480p)
0x7E设置为1	EDID末尾必须增加一个模块
更改0x7F	必须重新计算从字节0到0x7E的校验和
增加额外CEA-861模块	
0x80至0xFF描述音频	增加CEA-861模块以指示音频转换器的能力

### 内容保护考虑

典型模拟VGA不提供内容保护,因此独立转换器不应允许解密内容保护数据,否则最终用户将能访问原始字数据。另一方面,如果该电路是较大器件的组成部分,只要它不允许用户访问未加密的视频流,就可以使用它。

## 电路示例

示例VGA转HDMI板使用高性能8位显示器接口AD9983A，它支持最高UXGA时序和RGB/YPbPr输入，以及高性能165 MHz HDMI发送器ADV7513，它支持24位TTL输入、3D视频和可变输入格式。利用这些器件可以快速方便地构建一个VGA2HDMI转换器。ADV7513还有一个内置DE生成模块，因而无需外部FPGA来产生丢失的DE信号。ADV7513也有一个嵌入式EDID处理模块，可以自动从HDMI Rx回读EDID信息，或者手动强制回读。

同样，构建一个HDMI2VGA转换器也不是非常复杂。利用低功耗165 MHz HDMI接收器ADV7611和三通道、8位、330 MHz视频DAC ADV7125，可以构建一个高度集成的视频路径。Rx包括内置的EDID、用于处理热插拔置位的电路，可以输出RGB 4:4:4的自动

CSC(与接收的颜色空间无关)，以及一个支持亮度/对比度调整和同步信号重新对齐的器件处理模块。低功耗音频编解码器SSM2604可以解码立体声I<sup>2</sup>S流，并通过DAC以任意音量输出。该音频编解码器的时钟源可以从ADV7611 MCLK线获得，不需要外部晶振，配置只需要执行几次写操作。

一个简单的MCU，例如内置振荡器的精密模拟微控制器ADuC7020，就能控制整个系统，包括EDID处理、颜色增强和一个带按钮、滚动条、旋钮的简单用户接口。

图6和图7分别显示VGA2HDMI转换器的重要部件——视频数字化仪(AD9983A)和HDMI Tx (ADV7513)的示例原理图。不包括MCU电路。

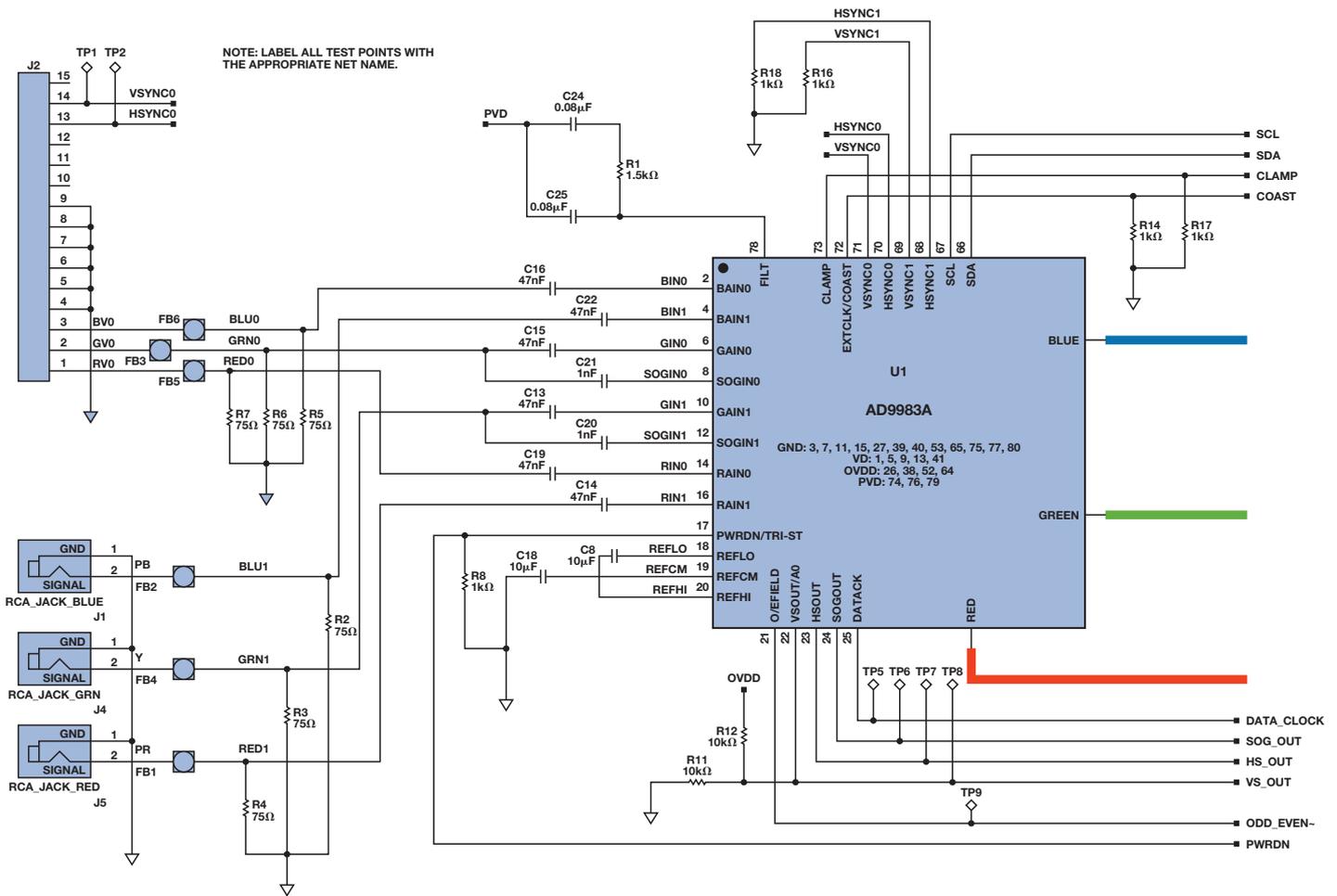


图6. AD9983A原理图

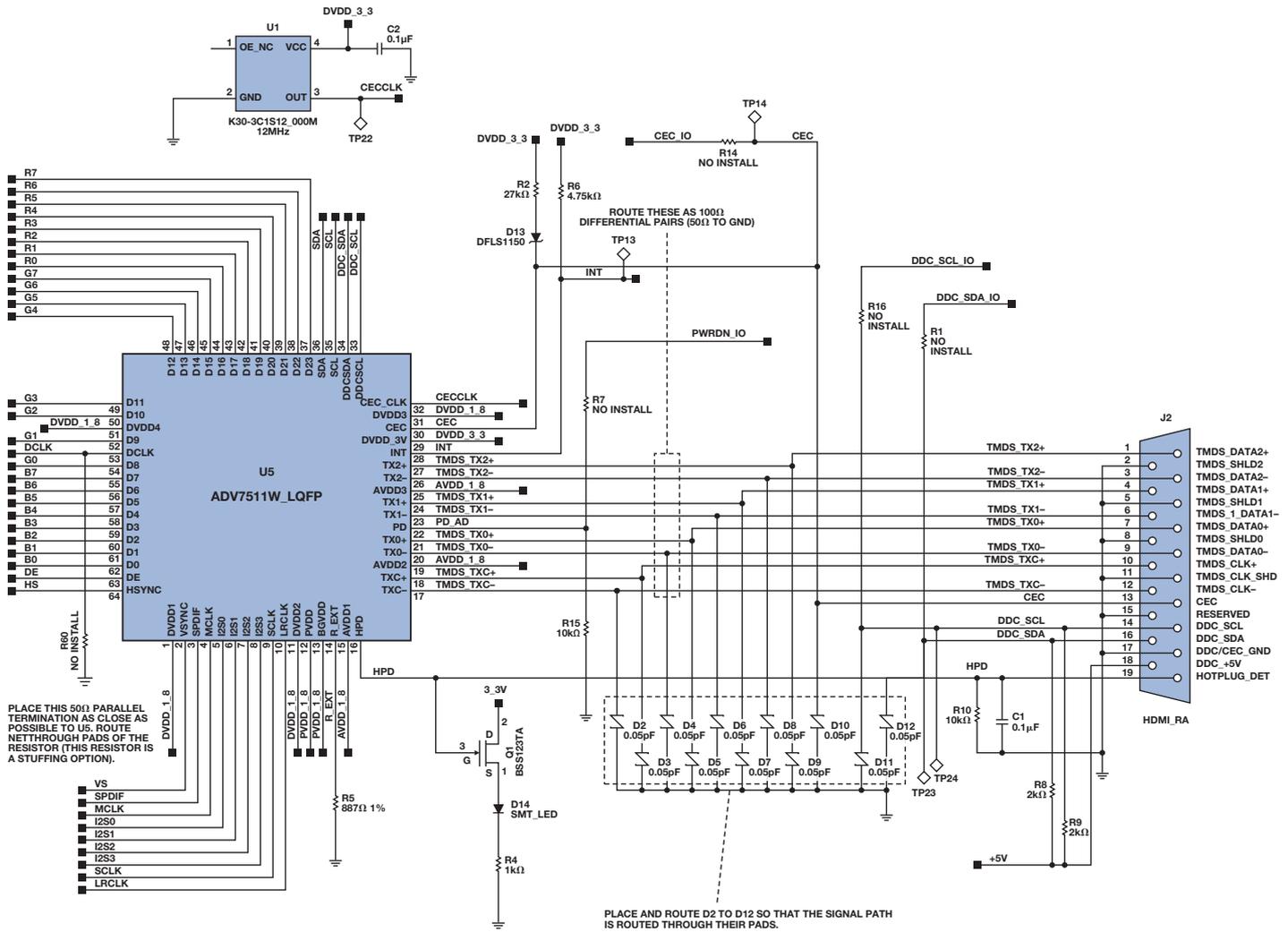


图7. ADV7513原理图

## 结束语

ADI公司的音频、视频和微控制器器件可以实现高集成的HDMI2VGA或VGA2HDMI转换器，转换器从USB连接器获取的少量电源供电。

两种转换器均表明：利用ADI器件，可以轻松实现采用HDMI技术的应用。对于应在HDMI中继器配置中工作的设备，HDMI系统复杂度会提高，因为这要求处理HDCP协议和整个HDMI树。两种转换器均不使用HDMI中继器配置。

视频接收器(显示器)、视频发生器(源)和视频转换器等应用要求软件堆栈相对较小，因此可以快速轻松地实现。有关更多信息和原理图，请参阅ADI公司的[中文技术论坛](#)网页。

## 参考文献

A DTV Profile for Uncompressed High Speed Digital Interfaces (CEA-861-E).

显示器监视时序(DMT)、协同视频时序(CVT)和增强扩展显示识别数据(E-EDID)标准可从[VESA](#)获得。

## 作者简介

**Brett Li** [[brett.li@analog.com](mailto:brett.li@analog.com)]于2006年加入ADI公司，是一名资深应用工程师，负责ATV产品和HDMI预测试实验室。Brett分别于1999年和2004年获得北京理工大学电气工程学士学位和博士学位。2004年至2006年，他在Pixelworks工作。



**Witold Kaczurba** [[witold.kaczurba@analog.com](mailto:witold.kaczurba@analog.com)]

是ADI公司高级电视部(爱尔兰利默里克)资深应用工程师，负责支持解码器和HDMI产品。2007年从波兰弗罗茨瓦夫理工大学毕业并获得电气工程硕士学位后，他加入ADI公司。学生期间，他曾为小型电子和IT公司工作，后来作为工读生加入ADI公司(爱尔兰)，随后成为应用工程师。



# 成功实现高性能数字无线电

作者：T.V.B. Subrahmanyam和Mohammed Chalil

## 数字无线电的演化过程

调幅(AM)是20世纪前80年无线电广播的主要形式,但通道衰落、失真和噪声导致接收质量不佳。随着调频(FM)的引入,这些问题在一定程度上得到了缓解。FM还能提供立体声传输和CD音质的音频,但模拟无线电仍然无法完全消除通道缺陷效应和覆盖区域有限等问题。2003年间,两家新创商业公司XM和Sirius(后合并为SiriusXM™)在美国推出了基于订阅的大范围数字卫星无线电服务,其盈利模式与付费电视频道类似。大约与此同时,WorldSpace Radio开始为亚洲和非洲提供卫星广播。

借助“卫星数字音频无线电服务”(SDARS),汽车收音机听众可以在卫星覆盖范围内的任何地方收听同一无线电台,只有当卫星信号被建筑物、树叶和隧道等遮挡时才会临时中断。XM卫星无线电带通过安装地面中继器来克服遮挡问题,中继器在稠密市区发射相同的卫星音频信号,构成一个卫星与地面广播结合的架构。

几乎同时,传统地面广播公司也绘制了数字广播蓝图,原因有二。第一,他们认识到,他们在模拟道路上很快就要走到尽头,因为全世界都在向更高质量的数字跑道迁移。第二,频谱资源越来越稀少,要在相同带宽内传输更多内容,只有通过数字化和压缩新旧内容,打包后进行广播。因此,全世界都已开始从模拟无线电转向数字无线电。这些无线电广播技术具有接收更清晰、覆盖区域更广的优势,能够在可用模拟无线电通道的现有带宽内传输更多内容和信息,而且用户可以更灵活地控制要获取和收听的节目素材(图1)。

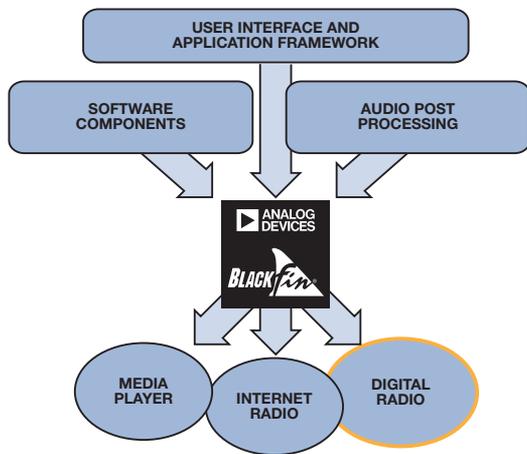


图1. 汇聚处理器上的数字无线电

## 数字无线电发展示例：印度

地面广播有两种开放标准——数字多媒体广播(DMB)和通用数字无线电™(DRM),以及一种专有标准HD Radio™(由iBiquity开发,是唯一经过FCC批准用于美国AM/FM音频广播的标准)。DMB指定了数字音频广播的多种格式,包括DAB、DAB+和T-DMB,采用VHF频段III和L频段。DRM采用DRM30,工作频率范围是150 kHz到30 MHz; DRM+则采用VHF频段I、II和III。

VHF频段的有用传播基本上局限于很小地理区域内的视线范围。而短波传播则可在电离层中多次反射,从而到达世界上几乎任何地方。对于人口密集且地理范围较小的国家/地区,采用VHF频段III和L频段传输DMB非常有效。对于面积广袤的国家/地区,中短波传输能够实现有效的覆盖。因此,在试用DAB和DRM几年之后,印度政府决定采用DRM。

2007年间,印度国家广播电台(AIR)、亚太广播联盟(ABU)和DRM联合体在新德里进行了DRM的第一次现场试验。试验为期三天,当时采用了三个发射器,并测量了各种参数。除了新德里的这些试验以外,AIR还进行了长距离测量。结果表明,DRM凭借有限数量的发射器就能服务更多人口,优势明显。此外,日益提高的节能要求将功耗考虑提高到极其重要的地位。DRM的电源效率高出50%,对于支持生态平衡和让地球更环保而言至关重要。

## 数字无线电接收机和DSP

物理世界是模拟性的,但科学家和工程师们发现,在数字域中更容易进行大量计算和符号操作。采样理论、信号处理技术和各种数据转换器的出现,使工程师们得以轻松顺利地利用模数转换器(ADC)和带可编程内核的数字信号处理器来设计、实现和测试复杂的数字信号处理(DSP)系统。

强大高效DSP的发展以及信息和通信理论的进步,促成了媒体技术与通信的融合。数字无线电的出现归功于这些技术进步。

数字无线电接收机最初是作为实验室原型而设计的,然后投入试生产。像大多数技术一样,第一代产品一般是利用分立器件组装而成。随着市场规模和竞争水平的提高,制造商发现,通过降低成品价格可以进一步扩大市场。更高出货量前景吸引半导体制造商投入资金,努力集成更多分立器件以降低成本。随着时间推移,不断缩小的芯片尺寸导致成本进一步降低,同时产品功能愈加完善。许多产品都有过这样的持续演进过程,包括FM收音机和手机。

## 数字无线电中的信号处理

典型的数字通信系统(图2)先将模拟信号转换为数字信号,再进行压缩,并添加纠错码,然后将多个信号打包以最大限度地利用通道容量。要传输RF信号(它存在于“实际”的模拟能量世界),须将数字信号转换为模拟信号并调制到载波频率上。接收机端发生的过程刚好相反,首先是解调载波频率。然后,将信号转换为数字信号,检查有无错误并解压缩。基带音频信号转换为模拟信号,最终产生声音。

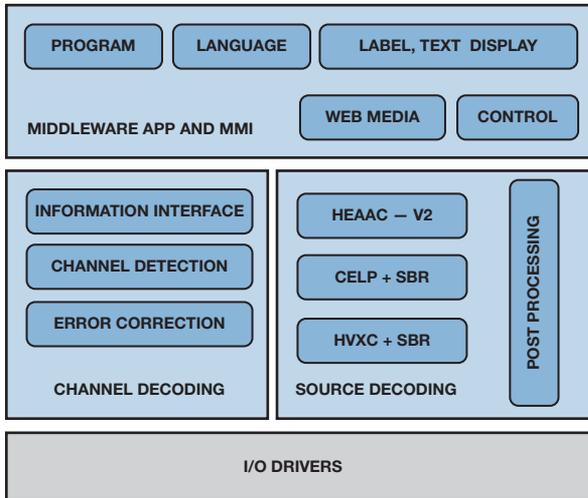


图2. 数字无线电的软件架构

数字无线电接收机中的信号处理算法可以分为以下几类:

- 信道解码
- 信源解码
- 音频后处理
- 中间件
- 用户界面(MMI)

在数字无线电中,“信源编码”和“信道编码”分别可以映射到高效音频编解码器和错误控制系统组件。实际上,如果编解码器采用容错设计,则可以更好地执行错误控制。

理想的信道编码器应能从传输错误中恢复。理想的信源编码器应能将消息压缩到最高信息含量(香农熵),但如果输入流包含错误,高度压缩的消息将导致非常高的音频失真。因此,高效的源编码还应确保解码器能够检测流中的错误并隐藏其影响,使得整体音质不降低。

DRM采用了信源编码和信道编码的相关技术创新,从而提供更好的音频体验。所选的DRM音频信源编码算法可确保:

- 高效的音频编码——以更低的比特率实现更高的音质。
- 更好的容错性——在存在传输错误时降低音频质量以保证传输

## 高效音频源编码

活动图像专家组(MPEG)技术可以说是学术界、工业界和技术论坛有效合作的渠道与框架。在音频领域,这种合作结出了硕果,例如分别用于广播和存储/分发的MPEG Layer II、MP3和AAC(高级音频编码)等,鼓励着工业界实施进一步的研发计划。虽然MP3仍是网络分发和存储应用最受欢迎的“非官方”格式,但AAC的授权规范更简单,外加苹果公司决定采用AAC作为iPod的媒体格式,使得AAC更受业界关注。

下面看看MPEG社区开发的AAC格式,以便了解信源编码涉及到的一些重要技术。“心理声学模型”(图3)和“时域混叠抵消”(TDAC)可以说是宽带音频源编码领域最初的两大突破性创新。

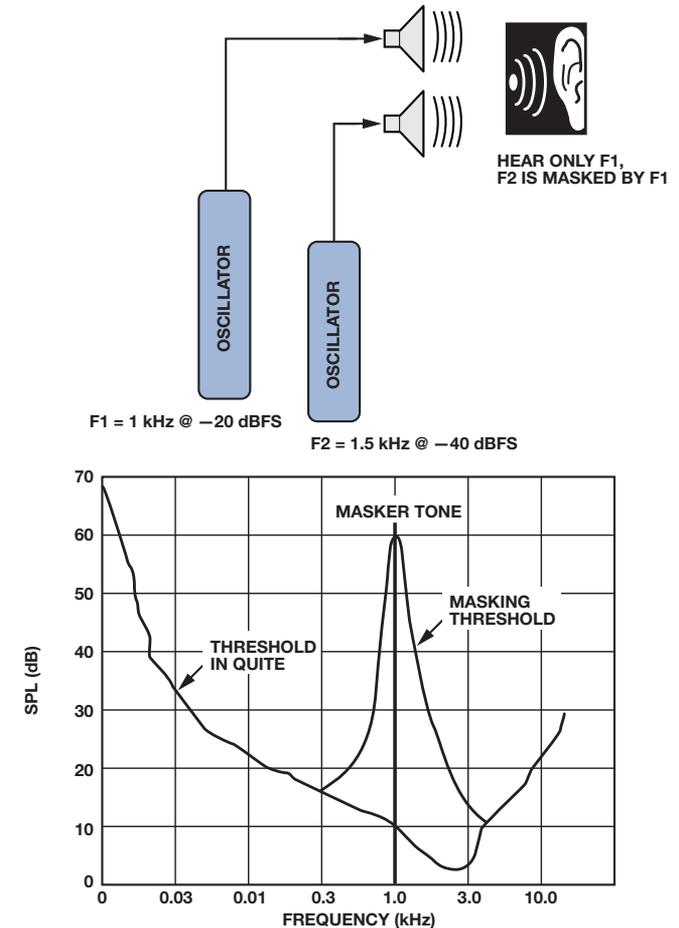


图3. 了解心理声学音调掩蔽

工业界和学术界开发的“频带复制”(SBR, 图4)以及“空间音频编码”或“双耳线索编码”技术,可以说是随后的两大突破性创新。这两项突破性的关键创新进一步增强了AAC技术,使其具有可扩展编码性能,从而让HE-AAC v2和MPEG环绕声实现标准化,受到工业界的热烈欢迎。Dolby®、AC3和WMA®等业界主要标准也采取了相似的步骤,以便在最新媒体编码中利用类似的技术创新。

“频带复制” (SBR)工具将解码采样速率变为AAC-LC采样速率的2倍。“参数立体声” (PS)工具将单声道LC流解码为立体声。

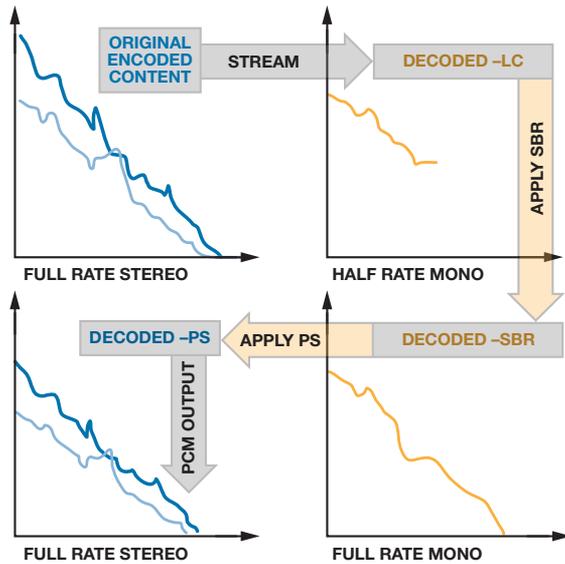


图4. 音频解码中的AAC-LR、SBR和PS

像所有其它改进计划一样，测量技术也在音质改进计划中发挥了重要作用。音质评估工具和标准，如“音质感知评估”(PEAQ)和“隐藏参考和基准的多刺激法”(MUSHRA)等，帮助提高了技术试验的评估速度。

### 优雅降级/容错性

一般而言，对于给定的流错误水平，压缩程度越高，则音频失真越多。例如，MPEG Layer II流比AAC流更能容错。Layer II频谱数据部分中的单比特错误不会造成任何恼人的失真，因为最大频谱值由比特分配值决定。AAC则不然，同样的单比特错误会导致霍夫曼解码器发生故障并应用帧错误隐藏，重复的帧错误将使音频静音，直到错误率降至最小值为止。长时间的静音会使系统无法保证优雅降级。

在以下附加工具的帮助下，容错(ER) AAC编码可以保证系统在发生比特流错误时优雅降级：

- HCR(霍夫曼码字重排)：通过将频谱数据划分为固定大小的数段来防止错误在频谱数据内传播。HCR将最重要的数据放在各段的起始位置。
- VCB11(编码本11的虚拟编码本)：在特殊码字映射的帮助下检测频谱数据内的严重错误。

- RVLC(可逆可变长度编码)：避免比例因子数据中的错误传播。

ER-AAC特性与UEP一起，可以为DRM提供足够的容错性。

### DRM规范

通用数字无线电(DRM)是欧洲电信标准协会(ETSI)制定的一种开放标准，适用于数字窄带音频的中短波广播。虽然DRM支持4.5 kHz、5 kHz、9 kHz、10 kHz、18 kHz、20 kHz的带宽及四种收发模式，但若兼容现有AM标准，带宽和比特率必须分别以10 kHz和24 kbps为限。

表1. DRM比特率和带宽

30 MHz时的带宽	带宽(kHz)	比特率(kbps)
标称带宽	9至10	8至20
半带宽	4.5至5	2或4
双倍带宽	18至20	20至80

为满足这一要求，必须采用高效音频编码：Meltzer-Moser MPEG-4 HE-AAC v2(国际标准化组织/国际电工委员会—ISO/IEC)是一个不错的选择，但容错版本的HE-AAC v2(Martin Wolters, 2003)在防止信道衰落方面性能更佳，可谓最佳选择。

表2. DRM支持的不同编解码器

比特率(kbps)	20至80	8至20	2至4
编解码器	AAC	CELP	8至20
音频速率	12、24或48	8至16	2或4
SBR	是	是	是
PS	是	—	—
双倍带宽	是	是	是

除AAC外，DRM标准还定义了用于传输语音的谐波矢量激励编码(HVXC)和编码激励线性预测(CELP)编解码器。DRM标准还支持流传输图像、幻灯片、HTML网页之类的原始数据。

### DRM架构

DRM系统包括三条主要传输路径：主服务通道(MSC)、服务描述通道(SDC)和快速存取通道(FAC)。FAC承载正交频分复用(OFDM)信号属性和SDC/MSC配置，速率以72比特/帧为限。SDC包含MSC解码所需的信息，如复用帧结构等，以及其它信息。

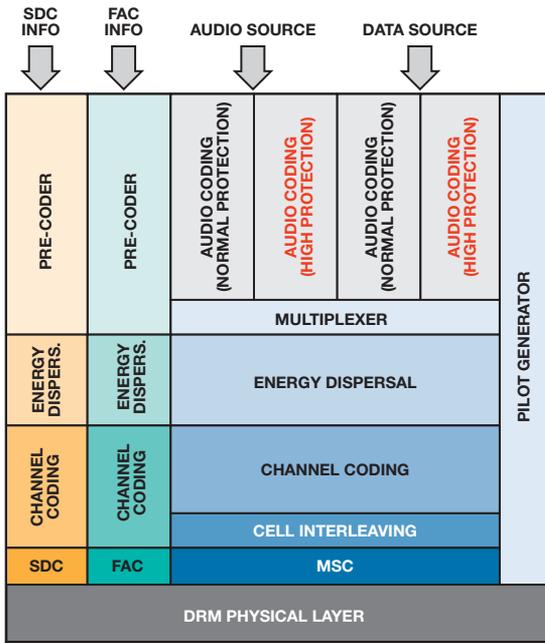


图5. DRM中的多路复用和信道编码

MSC对多路复用器产生的帧进行编码。选项有标准映射、对称分层映射和混合分层映射。MSC采用不等错误保护(UEP, 图6), 其中复用帧分为保护级别不同的两个部分: 高保护级别数据部分和低保护级别数据部分。

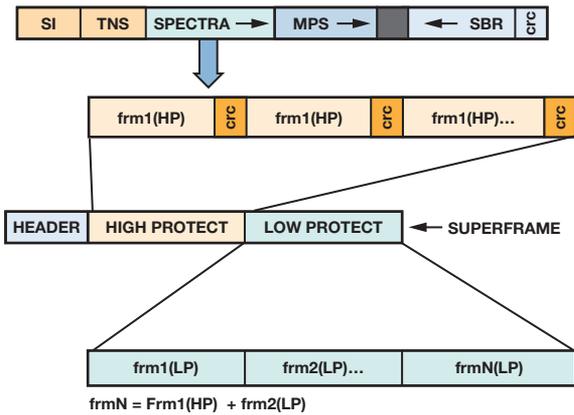


图6. DRM中的不等错误保护

### 采用Blackfin的数字无线电

Blackfin®处理器(图7)非常适合同时需要数字信号处理和微控制器功能的操作。ADSP-BF5xx系列尤其适合此类应用, 而且还提供多种外设。硬件和软件开发工具、多种第三方软件组件以及参考设计一应俱全, 使它成为多功能产品的理想平台。多代产品、可靠来源提供的成熟软件IP、ADI公司的可靠支持以及大量高性能模拟集成电路, 有助于设计人员开发出高质量终端产品。

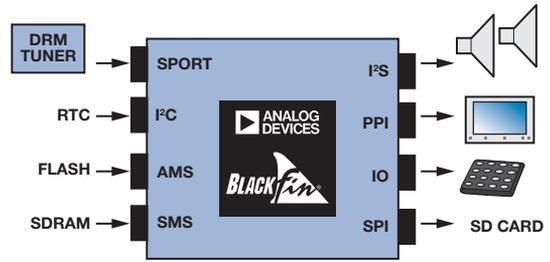


图7. 基于Blackfin处理器的数字无线电

无论是基于Blackfin处理器的数字无线电, 还是互联网收音机和多功能产品, 都可以利用ADI公司为这些产品创建的现有生态系统来进行开发。

除了创建所需的生态系统以及提供各种软件模块之外, ADI公司还为数字无线电创建了自有的解码器库。其中一个主要组件是HE-AAC v2解码器, 它能优化所需大量MIPS提供的性能。

### HE-AAC V2解码器的架构

HE-AAC v2解码器组件(图8)构成DRM源解码器的一部分。MPEG-4 HE-AAC v2解码器(支持ETSI DAB和DRM标准)集成了高级音频编码(AAC)、频带复制(SBR)和参数立体声(PS)。该解码器向后兼容AAC-LC。

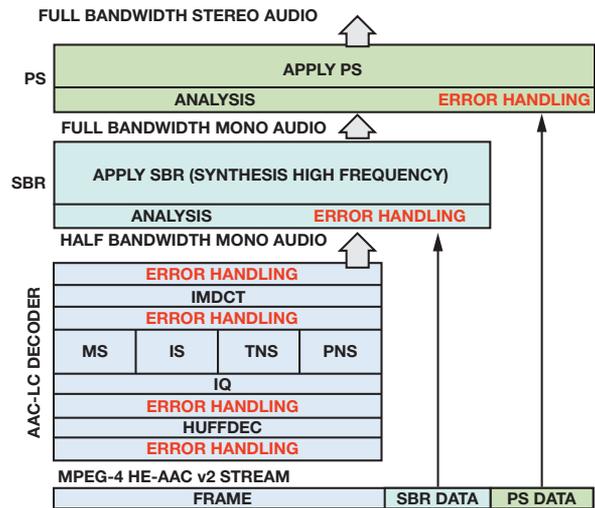


图8. MPEG-4 HE-AAC v2解码器

主要特性包括:

- MPEG-4 ER-AAC可扩展解码器, 可以处理960样本/帧
- 支持AAC-LC/HE-AAC v1/v2/DRM/DAB
- 支持错误隐藏
- 支持DRC
- 针对存储器和MIPS进行高度优化
- 针对一整套ISO/DAB/DMB和ETSI矢量进行验证

表3. MPEG-4 HE-AAC v2解码器性能

存储器(kB)	代码	表	数据	MIPS
DAB	115	61	182	8至20
DRM	115	62	182	2或4

该解码器实施了标准要求的全部音频编码工具, 包括:

- MDCT/TDAC提高频率分辨率和编码效率
- 自适应模块切换降低预回声效应
- 非线性量化
- 霍夫曼编码
- 利用Kaiser-Bessel导出的窗口函数消除频谱泄漏
- 可变帧大小改善比特分配
- IS/MS立体声/TNS和PNS工具
- 频带复制(SBR)
- 参数立体声(PS)

### 数字无线电测试结果

表4给出了一组典型的测试结果。

表4. 数字无线电测试结果

参数	结果
灵敏度	40 dB
半带宽	比MRR高5 dB
交调	>57 dB
动态范围	比MRR多25 dB
邻道抑制	MRR + 5 dB(±10 kHz时)
接收频率偏移	比MRR好400 Hz
工作电压	6.5 V至12 V

### 结束语

ADI公司是实施数字无线电并对参考设计进行现场试验的先行者。基于Blackfin处理器的DRM无线电是首先满足DRM标准规定的

所有“最低接收机要求”(MRR)的设计之一。这一成功归功于ADI公司与英国BBC、美国Dolby (erstwhile Coding Technologies)、德国Deutsche Welle及AFG Engineering的出色合作。此后, 设备制造商采用了该技术及参考设计来开发和生产产品。

现在, 印度和其它国家/地区的更多公司开始利用这一设计制造数字无线电。ADI Blackfin处理器是DSP和微控制器功能的完美结合, 构成高性价比DRM无线电接收机的内核。现成的软件工具、经验丰富的应用团队的支持、第三方提供的必要软件模块和参考设计, 使得这种实施方案成为印度及其它地方制造商开发并大规模生产DRM无线电的不错选择。

### 参考文献

Feilen, Michael. “The Hitchhikers Guide to Digital Radio Mondiale (DRM).” *The Spark Modulator*, 2011.

Subrahmanyam, T.V.B., and Mohammed Chalil. “Emergence of High Performance Digital Radio.” *Electronics Maker*, pp. 56-60, November 2012. [www.electronicmaker.com](http://www.electronicmaker.com)

### 作者简介

**T.V.B. Subrahmanyam** [[tvb.subbu@analog.com](mailto:tvb.subbu@analog.com)]

是一位拥有30年经验的业界元老, 最初就职于印度境内代表ADI的公司, 后与他人共同创办了一家代表ADI(印度)的公司。他在ADI公司先后从事过电机控制、电能计量和电力线通信的销售、全球营销及项目管理工作, 最近担任Soundbar和数字桌面音频设备的泛亚消费市场营销经理。他拥有印度理工学院(IIT)硕士学位。



**Mohammed Chalil** [[mohammed.chalil@analog.com](mailto:mohammed.chalil@analog.com)]

是ADI公司处理器和DSP产品部门软件与工具工程分部的工程经理。他于1994年获得印度地区工程学院科技学士学位, 后又获得印度博拉理工学院(Bits)硕士学位。



# 放大器建模为模拟滤波器可提高SPICE仿真速度

作者: David Karpaty

## 简介

放大器的仿真模型通常是利用电阻、电容、晶体管、二极管、独立和非独立的信号源以及其它模拟元件来实现的。一种替代方法是使用**放大器行为的二阶近似**(拉普拉斯转换), 这可加快仿真速度并将仿真代码减少到三行。

然而, 对于高带宽放大器, 采用s域传递函数的时域仿真可能非常慢, 因为仿真器必须首先计算逆变换, 然后利用输入信号对其进行卷积。带宽越高, 则确定时域函数所需的采样频率也越高, 这将导致卷积计算更加困难, 进而减慢时域仿真速度。

本文进一步完善了上述方法, 将二阶近似合成为模拟滤波器, 而不是s域传递函数, 从而大大提高时域仿真速度, 特别是对于高带宽放大器。

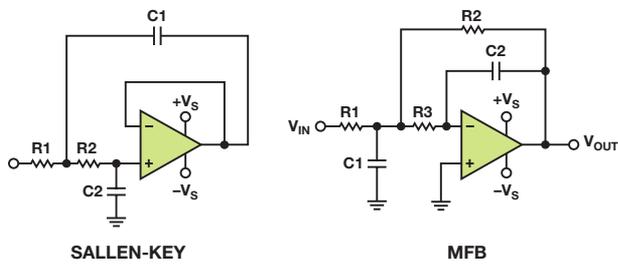
## 二阶传递函数

放大器仿真模型的二阶传递函数可以利用Sallen-Key滤波器拓扑实现, 它需要两个电阻、两个电容和一个压控电流源; 或者利用多反馈(MFB)滤波器拓扑实现, 它需要三个电阻、两个电容和一个压控电流源。这两种拓扑给出的结果应相同, 但Sallen-Key拓扑更易于设计, 而MFB拓扑则具有更好的高频响应性能, 可能更适合可编程增益放大器, 因为它更容易切换到不同的电阻值。

首先, 利用二阶近似的标准形式为放大器的频率和瞬态响应建模:

$$\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

图1显示了如何转换到Sallen-Key和多反馈拓扑。



$$H_{LP} = \frac{\omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c s}{Q} + \omega_c^2} \quad \text{SALLEN-KEY} \quad H_{LP} = \frac{K\omega_c^2}{s^2 + \frac{\omega_c s}{Q} + \omega_c^2} \quad \text{MFB}$$

图1. 滤波器拓扑结构

放大器的自然无阻尼频率 $\omega_n$ 等于滤波器的转折频率 $\omega_c$ , 放大器的阻尼比 $\zeta$ 则等于 $1/2$ 乘以滤波器品质因素 $Q$ 的倒数。对于双极点滤波器,  $Q$ 表示极点到 $j\omega$ 轴的径向距离;  $Q$ 值越大, 则说明极点离 $j\omega$ 轴越近。对于放大器, 阻尼比越大, 则峰化越低。这些关系为s域( $s = j\omega$ )传递函数与模拟滤波器电路提供了有用的等效转换途径。

$$\omega_n = \omega_c$$

$$\zeta = \frac{1}{2Q}$$

## 设计示例: 5倍增益放大器

该设计主要包括三步: 首先, 测量放大器的过冲( $M_p$ )和建立时间( $t_s$ )。其次, 利用这些测量结果计算放大器传递函数的二阶近似。最后, 将该传递函数转换为模拟滤波器拓扑以产生放大器的SPICE模型。

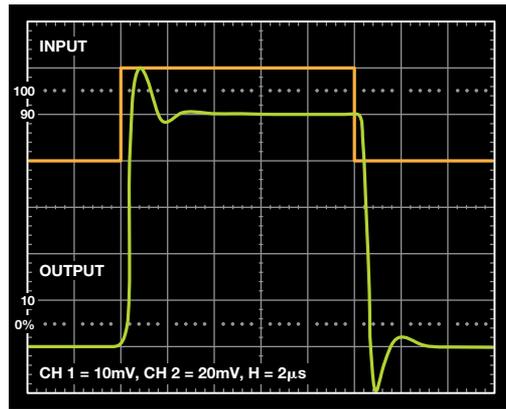


图2. 5倍增益放大器

例如, 利用Sallen-Key和MFB两种拓扑仿真一款5倍增益放大器。从图2可知, 过冲( $M_p$ )约为22%, 2%建立时间则约为 $2.18 \mu s$ 。阻尼比 $\zeta$ 计算如下:

$$M_p = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

重排各项以求解 $\zeta$ :

$$\zeta = \frac{[\ln(M_p)]^2}{\pi^2 + [\ln(M_p)]^2} = 0.434$$

接下来, 利用建立时间计算自然无阻尼频率(单位为弧度/秒)。

$$\omega_n = \frac{4}{t_s \zeta} = 4.226 \times 10^6$$

对于阶跃输入, 传递函数分母中的 $s^2$ 和 $s$ 项(弧度/秒)通过下式计算:

$$\omega_n^2 = \left(\frac{4}{t_s \zeta}\right)^2 = 17.861 \times 10^{12}$$

和

$$2\zeta\omega_n = 3.670 \times 10^6$$

单位增益传递函数即变为:

$$\frac{17.874 \times 10^{12}}{s^2 + 3.670 \times 10^6 s + 17.874 \times 10^{12}}$$

将阶跃函数乘以5便得到5倍增益放大器的最终传递函数:

$$5 \times \frac{17.874 \times 10^{12}}{s^2 + 3.670 \times 10^6 s + 17.874 \times 10^{12}}$$

$$= \frac{89.371 \times 10^{12}}{s^2 + 3.670 \times 10^6 s + 17.874 \times 10^{12}}$$

下面的网络列表模拟5倍增益放大器传递函数的拉普拉斯变换。转换为滤波器拓扑之前,最好运行仿真以验证拉普拉斯变换,并需要根据需要延长或缩短建立时间以调整带宽。

```
***GAIN_OF_5 TRANSFER FUNCTION***
.SUBCKT SECOND_ORDER +IN -IN OUT
E1 OUT 0 LAPLACE {V(+IN) - V(-IN)} =
{89.371E12 / (S^2 + 3.670E6*S + 17.874E12)}
.END
```

图3所示为时域的仿真结果。图4所示为频域的仿真结果。

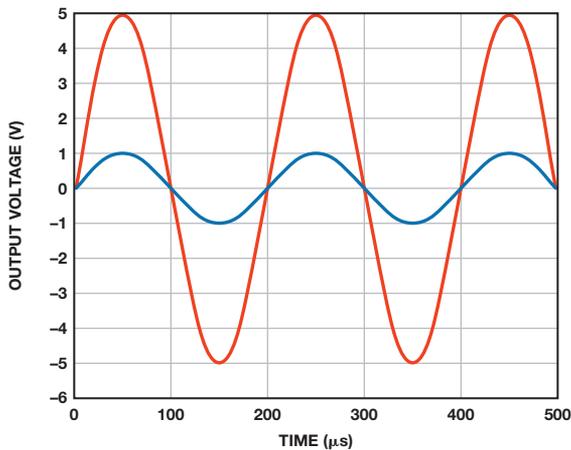


图3. 5倍增益放大器: 时域仿真结果

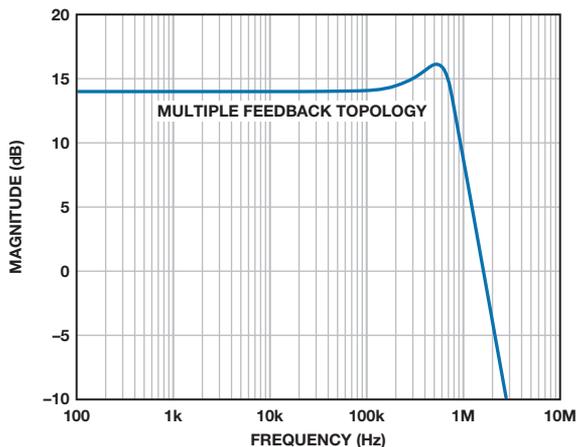


图4. 5倍增益放大器: 频域仿真结果

脉冲响应的峰化使得我们可以轻松保持恒定的阻尼比,同时可改变建立时间以调整带宽。这将改变复数共轭极点对相对于实轴的角度,改变量等于阻尼比的反余弦值,如图5所示。缩短建立时间会增加带宽,延长建立时间则会减少带宽。只要阻尼比保持不变且仅调整建立时间,则峰化和增益不受影响,如图6所示。

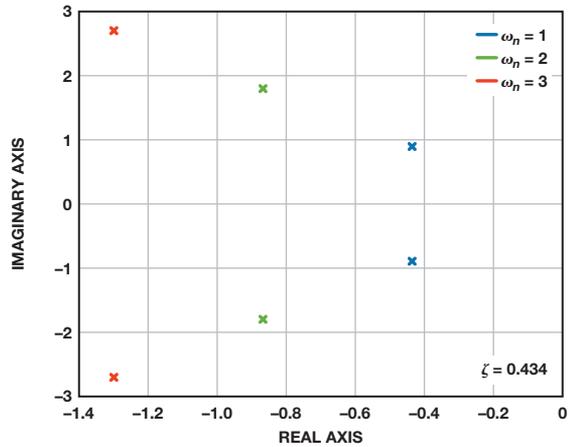


图5. 5倍增益传递函数的复数共轭极点对

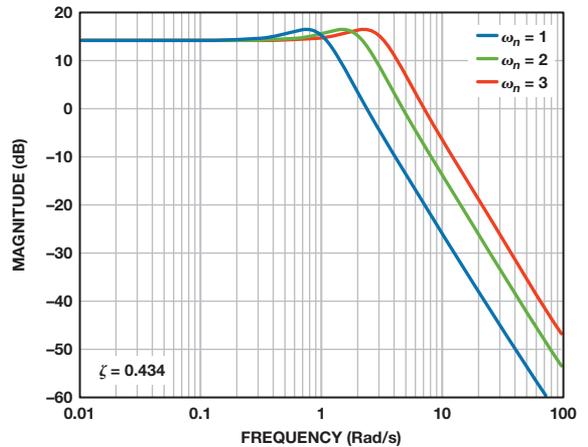


图6. 建立时间调整与带宽的关系

一旦传递函数与实际放大器的特性一致,就可以将其转换为滤波器拓扑。本例将使用Sallen-Key和MFB两种拓扑。

首先,利用单位增益Sallen-Key拓扑的正则形式将传递函数转换为电阻和电容值。

$$\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

$$s^2 + \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C_1} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

根据s项可以计算C<sub>1</sub>:

$$\frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C_1} s = 3.670 \times 10^6$$

选择易于获得的电阻值,例如 $R_1$ 和 $R_2$ 均为10 k $\Omega$ ,然后计算 $C_1$ 。

$$C_1 = \frac{(R_1 + R_2)}{2\zeta\omega_n R_1 R_2} s = 54.5 \times 10^{-12}$$

利用转折频率的关系式求解 $C_2$ 。

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$C_2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 \omega_c^2} = 10.27 \times 10^{-12}$$

相应的网络列表如下文所示, Sallen-Key电路则如图7所示。E1乘以阶跃函数以获得5倍增益。Ro提供2  $\Omega$ 输出阻抗。G1是增益为120 dB的VCCS。E2为差分输入模块。频率与增益的仿真与采用拉普拉斯变换的仿真完全相同。

```
.SUBCKT SALLEN_KEY +IN -IN OUT
R1 1 4 10E3
R2 5 1 10E3
C2 5 0 10.27E-12
C1 2 1 54.5E-12
G1 0 2 5 2 1E6
E2 4 0 +IN -IN 1
E1 3 0 2 0 5
RO OUT 3 2
.END
```

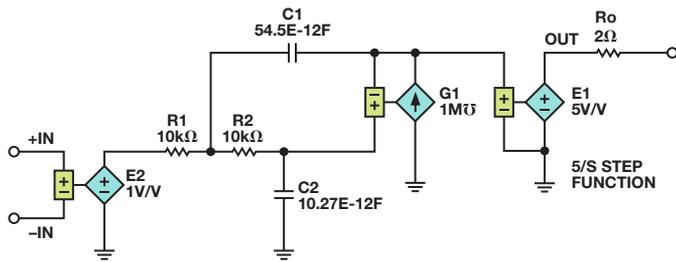


图7. 采用Sallen-Key滤波器的5倍增益放大器仿真电路

接下来,利用MFB拓扑的标准形式将传递函数转换为电阻和电容值。

$$\frac{1}{R_1 R_3 C_1 C_2} \left[ s^2 + \left( \frac{(R_2 + R_3)}{R_2 R_3 C_1} + \frac{1}{R_1 C_1} \right) s + \frac{1}{R_2 R_3 C_2} \right]$$

从计算 $R_2$ 开始转换。为此,可以将传递函数改写为以下更为通用的形式:

$$\frac{K a_0}{s^2 + a_1 s + a_0}$$

设置 $C_1 = 10$  nF,然后选择 $C_2$ ,使得根号下的量为正数。为方便起见,选择 $C_2$ 为10 pF。代入已知值( $C_2 = 10$  pF,  $a_1 = 3.67E6$ ,  $K = 5$ ,  $a_0$

= 17.86E12),计算 $R_2$ 值:

$$R_2 = \frac{2(1+K)}{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4C_2 a_0 (1+K)}}$$

$$R_2 = \frac{2(1+5)}{3.67E6 + \sqrt{3.67E6^2 - (4 \times 1E-11 \times 17.86E12 \times (1+5))}} = 165\Omega$$

$R_1$ 的值很容易计算,等于 $R_2/K = R_2/5 = 33$ 。根据标准多项式系数可求解 $R_3$ 。代入 $a_0$ 、 $R_2$ 和 $C_2$ 的已知值得:

$$R_3 = \frac{1}{a_0 R_2 C_2} = 3.4 \text{ k}\Omega$$

最后,验证元件比是否正确,即代入 $a_0$ 、 $R_2$ 、 $R_3$ 、增益 $K$ 和 $C_2$ (从 $s$ 项求得)的已知值时, $C_1$ 应等于10 nF。

$$C_1 = \frac{1}{a_0 R_2 R_3 C_2} = \frac{1}{a_0 R_1 R_3 C_2 K} = 10 \text{ nF}$$

得出元件值后,再代入方程式中,验证多项式系数在数学上是否正确。利用电子表格计算器就能轻松完成这项工作。所示的元件值是可以用于最终SPICE模型的实际值。实际应用中,应确保最小电容值不低于10 pF。

5倍增益放大器的网络列表如下文所示,模型则如图8所示。G1是开环增益为120 dB的VCCS(压控电流源)。注意,如果使用电阻、电容、二极管和非独立源,所需的元件数将多得多。

```
.SUBCKT MFB +IN -IN OUT
***VCCS - 120 dB OPEN_LOOP_GAIN***
G1 0 7 0 6 1E6
R1 4 3 330
R3 6 4 34K
C2 7 6 1P
C1 0 4 1N
R2 7 4 1.65K
E2 3 0 +IN -IN 1
E1 9 0 7 0 -1
***OUTPUT_IMPEDANCE RO = 2 OHM***
RO OUT 9 2
.END
```

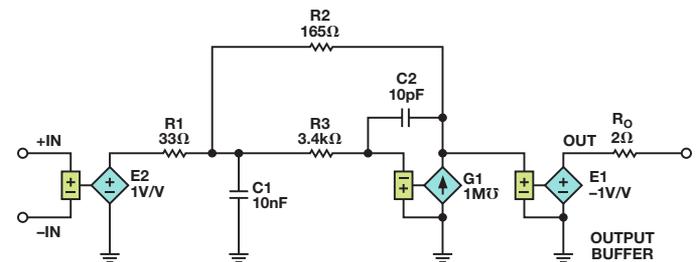


图8. 采用MFB滤波器的5倍增益放大器仿真电路

## 设计示例：10倍增益放大器

在第二个示例中，考虑一个无过冲10倍增益放大器的脉冲响应，如图9所示。建立时间约为7 μs。由于无过冲，脉冲响应可以近似为具有临界阻尼， $\zeta \approx 0.935$  ( $M_p = 0.025\%$ )。

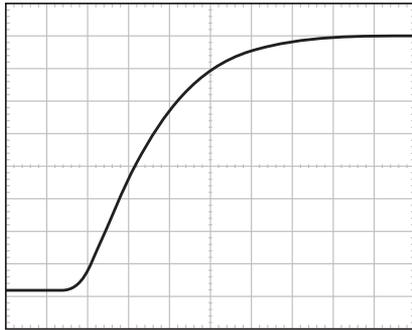


图9. 无过冲10倍增益放大器

在无过冲的情况下，很容易保持恒定的建立时间，并调整阻尼比以模拟正确的带宽和峰化。图10显示了极点如何随阻尼比而变化，与此同时建立时间保持不变。图11显示了频率响应的变化情况。

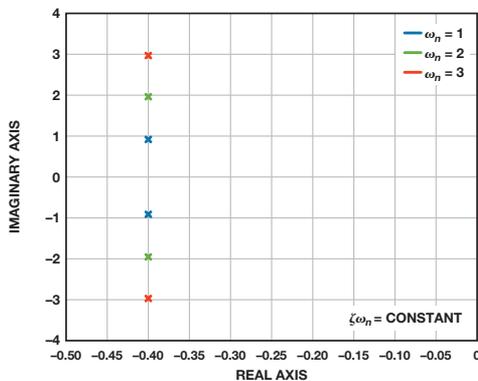


图10. 不同阻尼比对应的极点位置，建立时间保持不变

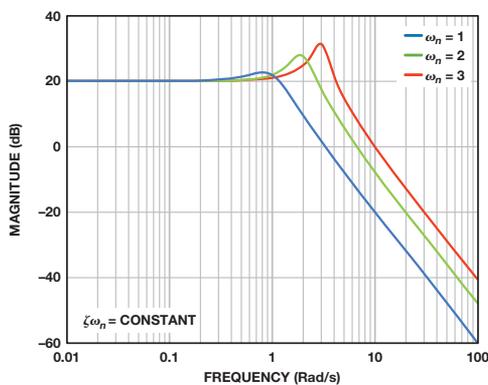


图11. 不同阻尼比对应的频率响应，建立时间保持不变

```
***AD8208 PREAMPLIFIER_TRANSFER_FUNCTION
(GAIN = 20 dB)***
.SUBCKT PREAMPLIFIER_GAIN_10 +IN -IN OUT
E1 OUT 0 LAPLACE {V(+IN)-V(-IN)} =
{3.734E12 / (S^2 + 1.143E6*S + 373.379E9)}
.END
```

为求得单位增益Sallen-Key拓扑的电阻和电容值，请像前面一样选择  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ 。利用与5倍增益放大器示例相同的方法计算电容值：

$$\frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2 C_1} s = 1.143 \times 10^6$$

$$C_1 = \frac{(R_1 + R_2)}{2\zeta\omega_n R_1 R_2} s = 175 \times 10^{-12}, R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$C_2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 \omega_c^2} = 153 \times 10^{-12}$$

网络列表如下文所示，Sallen-Key仿真电路模型则如图12所示。E2是一个10倍增益模块，与一个2 Ω输出阻抗一起置于输出级。E2将单位增益传递函数放大10倍。拉普拉斯变换和Sallen-Key网络列表产生的仿真相同，如图13所示。

```
***AD8208 PREAMPLIFIER_TRANSFER_FUNCTION
(GAIN = 20 dB)***
.SUBCKT AMPLIFIER_GAIN_10_SALLEN_KEY +IN
-IN OUT
R1 1 4 10E3
R2 5 1 10E3
C2 5 0 153E-12
C1 2 1 175E-12
G1 0 2 5 2 1E6
E2 4 0 +IN -IN 10
E1 3 0 2 0 1
RO OUT 3 2
.END
```

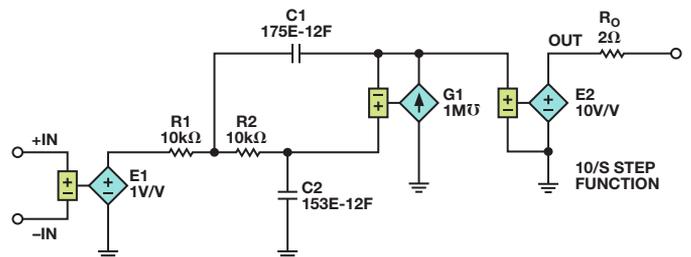


图12. 采用Sallen-Key滤波器的10倍增益放大器仿真电路

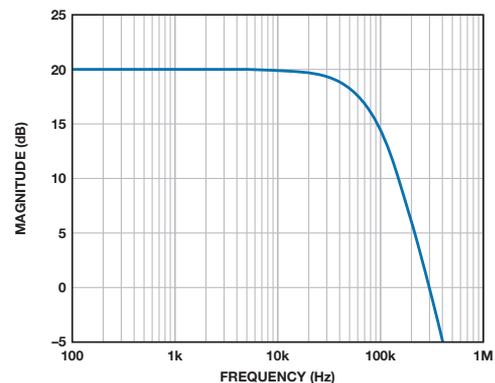


图13. 采用Sallen-Key滤波器的10倍增益放大器的频域仿真

利用MFB拓扑可以进行相似的推导。网络列表如下文所示，仿真模型则如图14所示。

```

***AD8208 PREAMPLIFIER_TRANSFER_FUNCTION
(GAIN = 20 dB)***
.SUBCKT 8208_MFB +IN -IN OUT
***G1 = VCCS WITH 120 dB OPEN_LOOP_GAIN***
G1 0 7 0 6 1E6
R1 4 3 994.7
R2 7 4 9.95K
R3 6 4 26.93K
C1 0 4 1N
C2 7 6 10P
EIN_STAGE 3 0 +IN -IN 1
***E2 = OUTPUT BUFFER***
E2 9 0 7 0 1
***OUTPUT RESISTANCE = 2 Ω***
RO OUT 9 2
.END

```

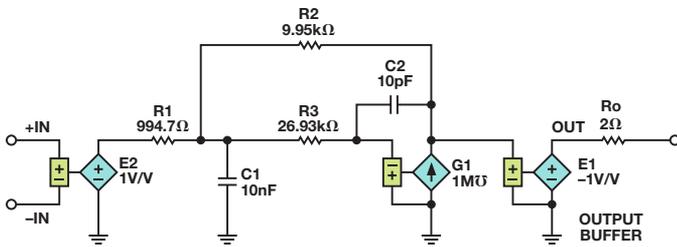


图14. 采用MFB滤波器的10倍增益放大器仿真电路

### 结束语

对于高带宽放大器，与利用s域(拉普拉斯变换)传递函数相比，利用模拟元件构建SPICE模型能够提供快得多的时域仿真。Sallen-Key和MFB低通滤波器拓扑提供了一种将s域传递函数转换为电阻、电容和压控电流源的方法。

MFB拓扑的非理想操作来源于 $C_1$ 和 $C_2$ 在高频时表现为相对于电阻 $R_1$ 、 $R_2$ 和 $R_3$ 的阻抗短路。同样，Sallen-Key拓扑的非理想操作来源于 $C_1$ 和 $C_2$ 在高频时表现为相对于电阻 $R_1$ 和 $R_2$ 的阻抗短路。这两种拓扑的对比如图15所示。

现有常用于CMRR、PSRR、失调电压、电源电流、频谱噪声、输入/输出限幅及其它参数的电路可以与该模型合并，如图16所示。

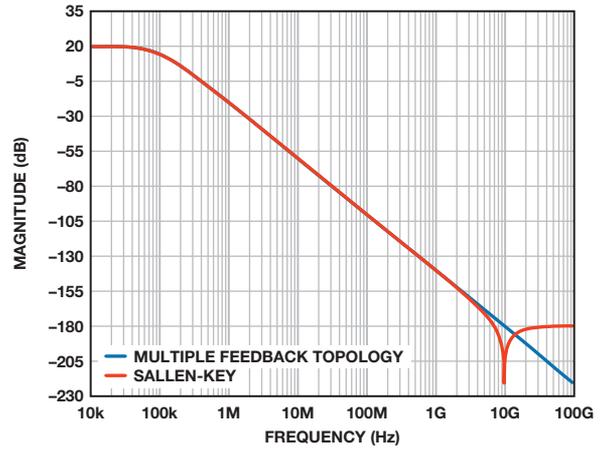


图15. Sallen-Key和MFB拓扑的波特图

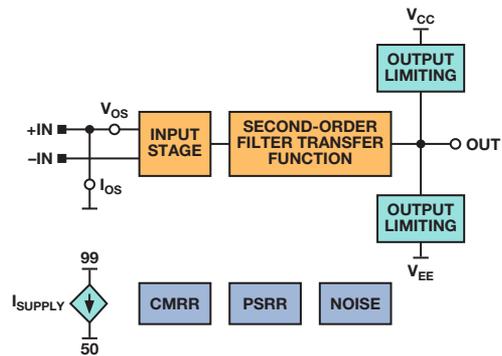


图16. 包括误差项的完整SPICE放大器模型

### 参考文献

Karpaty, David. “Create Spice Amplifier Models Using Second-Order Approximations.” *Electronic Design*, September 22, 2010.

### 作者简介

David Karpaty [david.karpaty@analog.com]是ADI公司集成放大器产品(IAP)部门的高级工程师。他负责精密信号处理器件的产品和测试工程支持，侧重于汽车应用产品。David拥有美国东北大学电气工程学士学位和温特沃斯理工学院电气工程技术学士学位。



# 将降压调节器转换为智能可调光LED驱动器

作者: Jon Kraft

凭借使用寿命长和功耗低的优势, LED有望改变整个照明行业, 但它的快速采用面临的主要障碍是LED本身的成本居高不下。LED灯具(完整电力照明设备)的成本各不相同, 但LED的成本通常占据了整个灯具成本的大约25%至40%, 而且预期在今后多年内仍会占据很高比例(图1)。

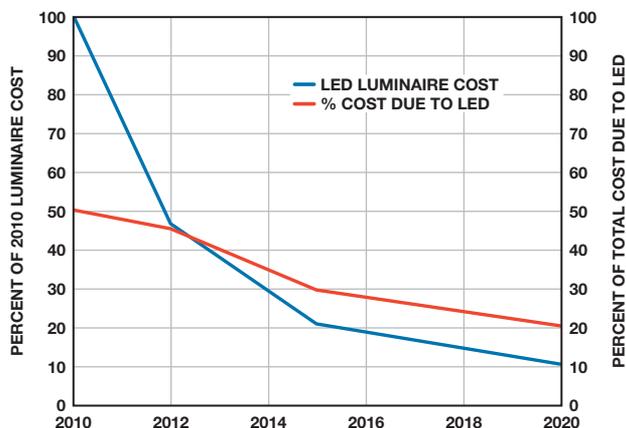


图1. LED灯具成本的细分<sup>1</sup>

降低整体灯具成本的一种方法是在产品规格允许的范围内, 在可能最高的直流电流下驱动LED。此电流可能远高于其“分档电流”。如果正常驱动, 这样可能产生更高的流明/成本比率。

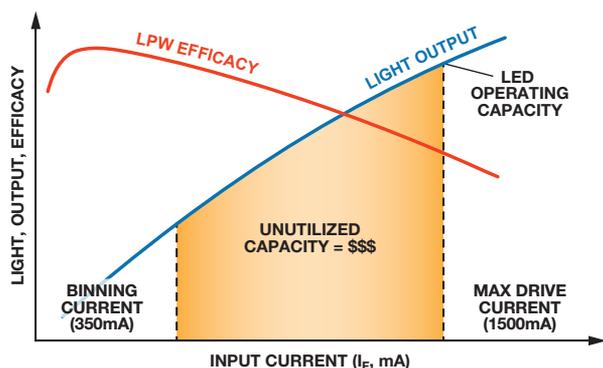


图2. LED光输出和效率与驱动电流<sup>2</sup>

但是, 这种做法需要更高电流驱动器。很多解决方案在低电流下(<500 mA)驱动LED, 但很少有高电流(700 mA至4 A)的选择方案。这一现象似乎令人惊讶, 因为半导体行业有大量的容量达到4 A的DC-DC解决方案, 但它们的设计目的是控制电压, 而不是控制LED电流。本文将探讨将现成DC-DC降压稳压器转换为智能LED驱动器的一些简单技巧。

降压稳压器对输入电压进行斩波, 并通过LC滤波器传送, 以提供稳定的输出, 如图3所示。它使用两个有源元件和两个无源元件。有源元件是从输入到电感的开关“ A”, 以及从地面到电感的开关

(或二极管)“ B”。无源元件是电感(L)和输出电容(C<sub>OUT</sub>)。它们形成LC滤波器, 可以减小由有源元件产生的纹波。

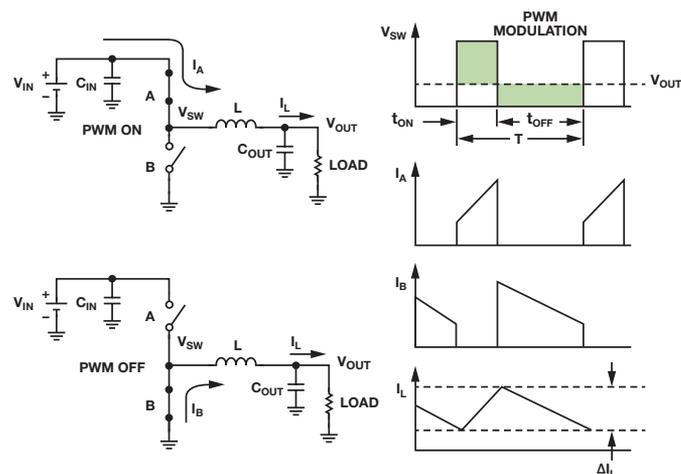


图3. 基本降压方案<sup>3</sup>

如果开关是内部的, 则降压器称为稳压器, 如果开关是外部的, 则称为控制器。如果两个开关都是晶体管(MOSFET或BJT), 则它是同步的, 如果底部的开关是使用二极管实施的, 则它是异步的。这些类型的降压电路各有优劣, 但同步降压稳压器通常可以优化效率、器件数量、解决方案成本和电路板面积。遗憾的是, 用于驱动高电流LED(高达4 A)的同步降压稳压器很少, 而且成本昂贵。本文以ADP2384为例, 展示如何修改标准同步降压稳压器的连接以调节LED电流。

ADP2384高效同步降压稳压器指定最高4 A的输出电流, 具有最高20 V的输入电压。图4显示了用于调节输出电压的正常连接。

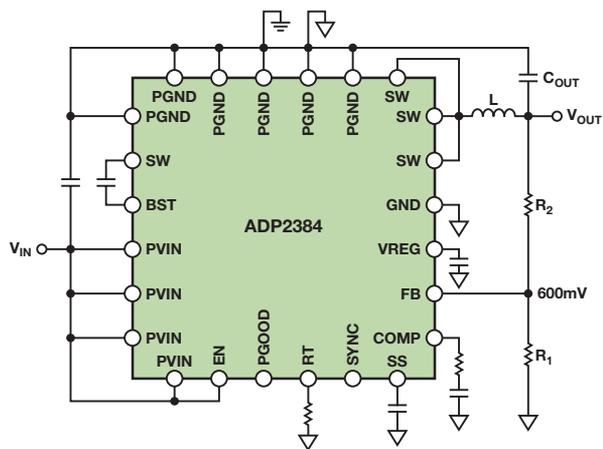


图4. 连接用于调节输出电压的ADP2384

在工作中, 经过分压的输出电压连接到FB引脚, 与内部600 mV基准进行比较, 用于生成开关的适当占空比。在稳态下, FB引脚保持在600 mV, 因此V<sub>OUT</sub>调节至600 mV乘以分频比。如果上方的电阻被LED取代(图5), 则输出电压必须是需要的任何值(在额定值范围内), 将FB维持在600 mV; 因此, 通过LED的电流被控制在600 mV/R<sub>SENSE</sub>。

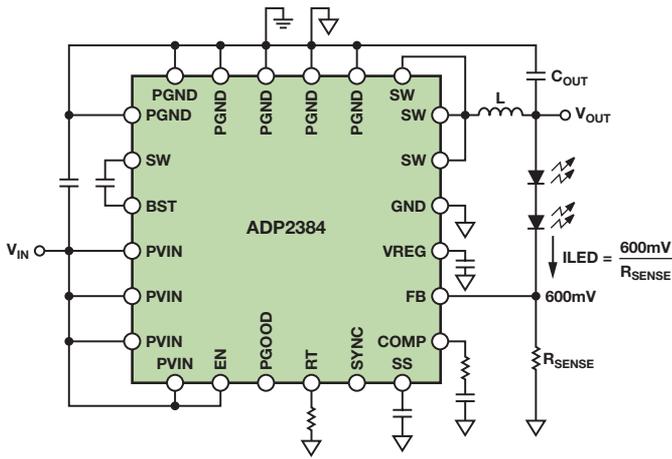


图5. 基本(但不高效)的LED驱动器

当从FB到地面的精密电阻设置LED电流时，此电路使用效果很好，但电阻消耗了很多功率： $P = 600 \text{ mV} \times I_{LED}$ 。对于低LED电流，这不是大问题，但在高LED电流下，低效率会大幅增加灯具散发的热量( $600 \text{ mV} \times 4 \text{ A} = 2.4 \text{ W}$ )。降低FB基准电压可以成比例降低功耗，但大多数DC-DC稳压器没有调节此基准的方式。幸运的是，两个技巧可降低大多数降压稳压器的基准电压：使用SS/TRK引脚—或偏移 $R_{SENSE}$ 电压。

很多通用降压IC包括软启动(SS)或跟踪(TRK)引脚。SS引脚可缓慢增加启动时的开关占空比，从而最大程度地减小启动瞬变。TRK引脚让降压稳压器能够遵循独立电压。这些功能通常结合到单个SS/TRK引脚上。大多数情况下，误差放大器将SS、TRK和FB电压中的最小值与基准进行比较，如图6所示。

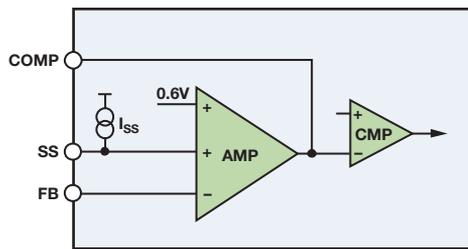


图6. 使用ADP2384的软启动引脚工作

对于灯具应用，将SS/TRK引脚设置为固定电压，并将其用作新的FB基准。恒压分压器充当基准电压源非常有效。例如，很多降压稳压器IC包括受控低压输出一如ADP2384上的 $V_{REG}$ 引脚。为了达到更高精度，可以使用简单的2引脚外部精密基准电压源，例如ADR5040。在任何情况下，从该电源到SS/TRK引脚的电阻分压器形成新的基准电压源。将此电压设置在100 mV和200 mV之间，通常可以提供功耗和LED电流精度之间的最佳平衡。用户选择的基准电压的另一个优点是 $R_{SENSE}$ 可以选择方便的标准值，从而避免指定或分配任意精密电阻值来设置LED电流的开支和不精确性。

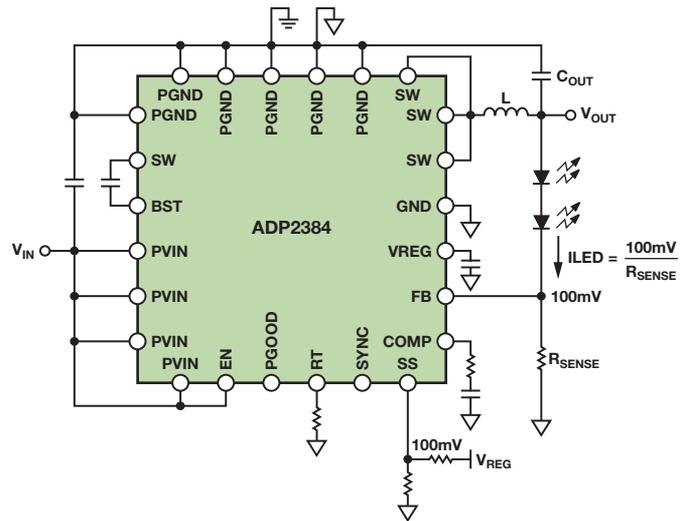


图7. 使用SS/TRK引脚以降低FB基准电压

使用SS或TRK引脚方法并非对于所有降压稳压器都是可行的，因为有些IC没有这些引脚。另外，对于某些降压IC，SS引脚会改变峰值电感电流，而不是FB基准，因此必须仔细查看产品数据手册。作为一种替代方法，可以产生 $R_{SENSE}$ 电压偏移。例如，精密电压源和 $R_{SENSE}$ 之间的电阻分压器提供从 $R_{SENSE}$ 到FB引脚的相当恒定的偏移电压(图8)。

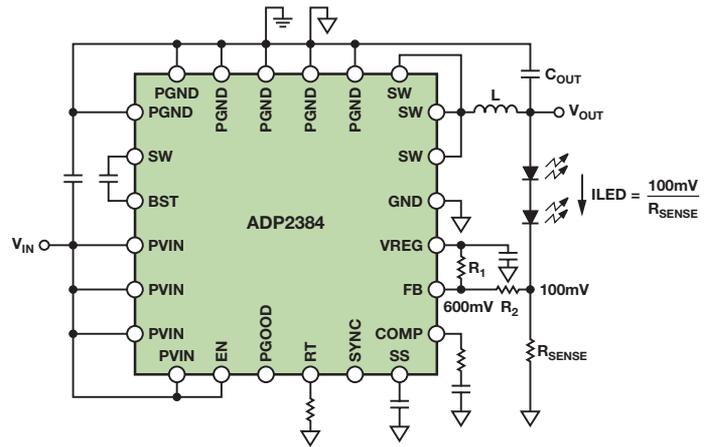


图8. 产生 $R_{SENSE}$ 电压偏移

电阻分压器的必需值可以使用公式1计算，其中 $V_{SUP}$ 是辅助调节电压， $FB_{REF(NEW)}$ 是 $R_{SENSE}$ 两端的的目标电压。

$$R1 = R2 \times \frac{V_{SUP} - FB_{REF}}{FB_{REF} - FB_{REF(NEW)}}$$

因此，可使用以下公式获取150 mV的有效反馈基准，其中 $R2 = 1 \text{ k}\Omega$ ， $V_{SUP} = 5 \text{ V}$ ：

$$R1 = 1 \text{ k}\Omega \times \frac{5.0 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{0.6 \text{ V} - 0.15 \text{ V}} = 9.78 \text{ k}\Omega$$

LED电流为：

$$I_{LED} = \frac{FB_{REF(NEW)}}{R_{SENSE}}$$

这种方法不需要SS或TRK引脚。FB引脚仍然调节至600 mV(但 $R_{SENSE}$ 的电压调节至 $FB_{REF(NEW)}$ )。这意味着芯片的其他功能(包括软启动、跟踪和电源良好指示)仍将正常运行。

这种方法的缺点是 $R_{SENSE}$ 和FB之间的偏移受到电源精度的严重影响。使用ADR5040等精密基准电压源可能是理想的,但不太精确的 $\pm 5\%$ 基准容差可能在LED电流上产生 $\pm 12\%$ 的变化。表1显示了比较结果:

表1. SS/TRK和偏移 $R_{SENSE}$ 的比较

选择1: 使用SS/TRK降低FB基准	选择2: 偏移 $R_{SENSE}$ 电压
$\pm 5\%$ 的电源电压变化在 $I_{LED}$ 上产生 $\pm 5\%$ 的误差。这不会受到 $V_{SENSE}$ 电压的影响;因此,这种方法具有最低的 $R_{SENSE}$ 功耗。	$\pm 5\%$ 的电源电压变化在 $I_{LED}$ 上产生 $\pm 12\%$ 的误差。更高 $V_{SENSE}$ 电压可以改进这种状况。
很好的开路/短路LED保护。FB_OVP不会对间歇开路保护起作用。LED电流受到电感和控制环路速度的限制。	很好的开路/短路LED保护。此外,有些IC具有另一个FB基准(FB_OVP),当FB升高50 mV至100 mV超出正常水平时,它会立即禁用开关。这样可以保证间歇性故障期间的最大LED过流。
PGOOD将始终保持低。	由于FB引脚仍然调节至600 mV,PGOOD引脚正常工作。
通过保持SS/TRK引脚低于正常值,某些故障模式可能无法正常工作。	所有故障模式正常工作。

精确电流调节的另一个关键是适当布局连接至检测电阻。4引脚检测电阻是理想之选,但可能成本比较昂贵。借助良好的布局技术,我们可以使用传统的2引脚电阻实现高精度,如图9所示。<sup>4</sup>

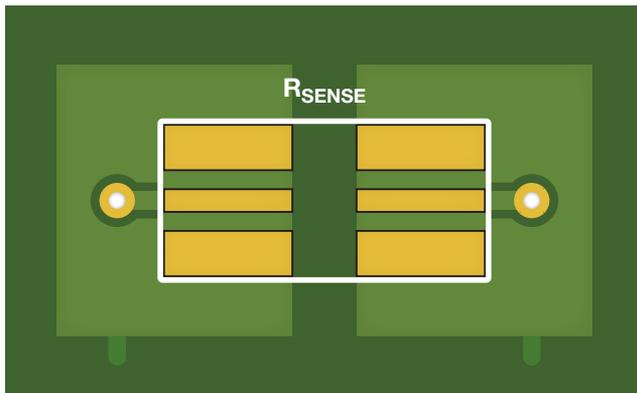


图9.  $R_{SENSE}$ 的建议PCB走线路径

### 除调节之外的功能

使用现成的降压稳压器调节LED电流非常简单。此处的示例采用了ADP2384。更加详尽的论文还包括使用ADP2441的示例,该器件的引脚较少,具有36 V输入电压范围。该文显示了一些示例,展示如何实施专用LED降压稳压器提供的很多“智能”功能,例如LED短路/开路故障保护、 $R_{SENSE}$ 开路/短路故障保护、PWM调光、模拟调光和电流折返热保护。我们在本文中将使用上例中的ADP2384,讨论PWM和模拟调光、电流折返。

### 使用PWM和模拟控制进行调光

“智能”LED驱动器的一个关键要求是使用调光控制来调节LED亮度,采用以下两种方法之一: PWM和模拟。PWM调光通过调节脉冲占空比来控制LED电流。如果频率高于120 Hz,人眼会均衡这些脉冲,以产生可感知的平均光度。模拟调光可在恒定直流值下调节LED电流。可通过打开和关闭与 $R_{SENSE}$ 串联插入的NMOS开关,实施PWM调光。这些电流水平可能需要功率器件,但添加功率器件会抵消通过使用包含自身电源开关的降压稳压器获得的大小和成本益处。或者,可以通过快速打开和关闭稳压器来执行PWM调光。在低PWM频率下(<1 kHz),这样仍然可以提供良好的精度(图10)。

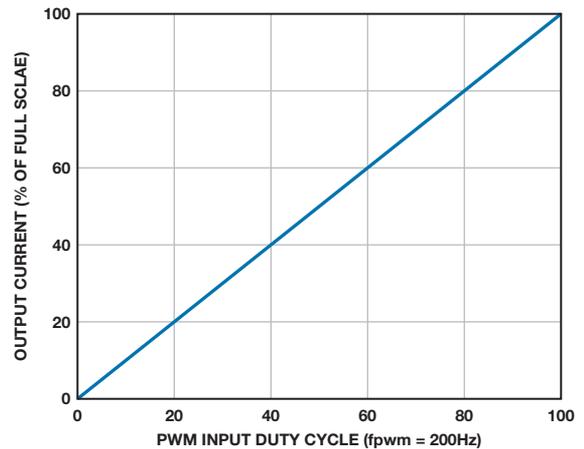


图10. ADP2384 PWM调光线性度—200 Hz下的输出电流与占空比

与所有通用降压稳压器相同,ADP2384没有引脚来应用PWM调光输入,但可以操控FB引脚以启用和禁用开关。如果FB变为高电平,则误差放大器变为低电平,降压开关停止。如果FB重新连接到 $R_{SENSE}$ ,则它将恢复正常调节。这可以通过低电流NMOS晶体管或通用二极管实现。在图11中,高PWM信号将 $R_{SENSE}$ 连接到FB,实现LED调节。低PWM信号关闭NMOS,有一个上拉电阻将FB电平变为高电平。

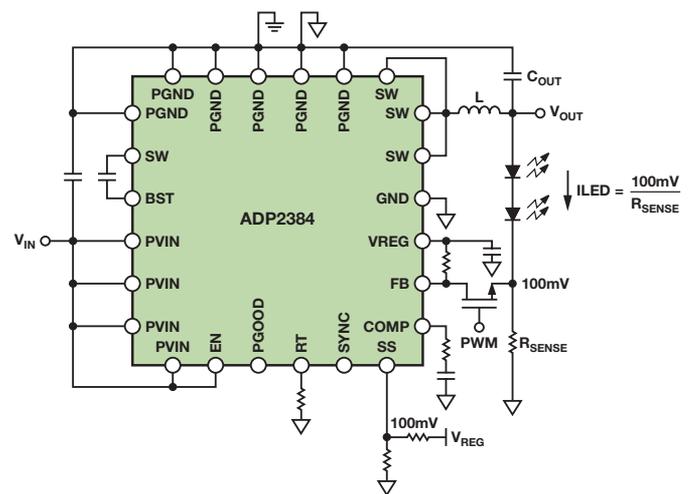


图11. 使用ADP2384进行PWM调光

虽然PWM调光非常流行,但有时我们需要无噪声的“模拟”调光。模拟调光只是调节恒定LED电流,而PWM调光则进行斩波。如果使用两个调光输入,则需要模拟调光,因为多个PWM调光信号可能产生拍频,导致闪烁或音频噪声。但是,可将PWM用于一个调光控制,而将模拟用于另一个调光控制。使用通用降压稳压器,实施模拟调光的最简单方法是通过调节FB基准电路的电源,控制FB基准,如图12所示。

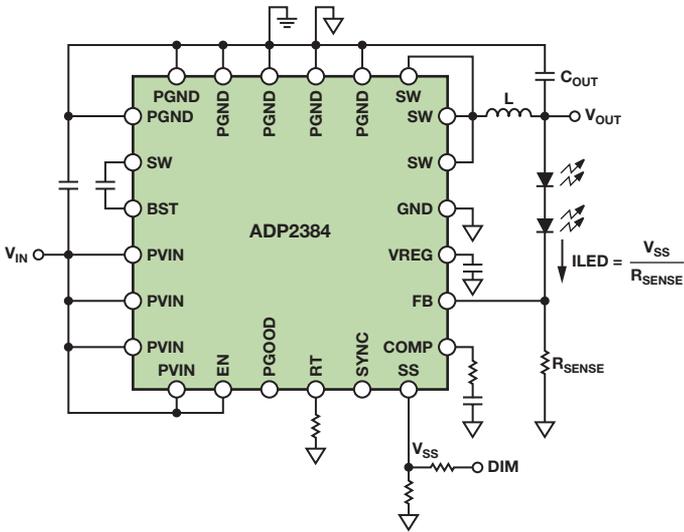


图12. 模拟调光电路

### 热折返

由于LED的使用寿命在很大程度上取决于其工作结温,有时必须监控LED温度,如果温度过高,必须做出响应。导致异常高温的原因可能是散热器连接不当、周边温度过热或其他一些极端条件。常见解决方案是在当温度超过某个阈值时减小LED电流(图13)。这称为LED热折返。

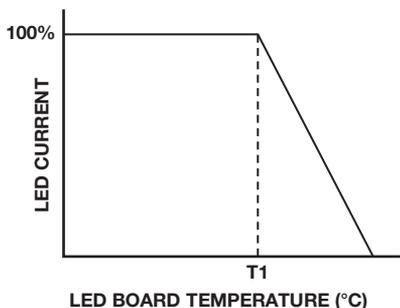


图13. 需要的LED热折返曲线

在这种类型的调光中,LED保持在满载电流,直至到达温度阈值(T1),在这个阈值之上,LED电流随温度升高开始降低。这样可以限制LED的结温,保持它们的使用寿命。低成本NTC(负温度系数)电阻通常用于测量LED的散热器温度。通过对模拟调光方案进行细微修改,NTC的温度可以轻松控制LED电流。如果SS/TRK引

脚用于控制FB基准,则可以使用一种简单方法,将NTC与基准电压并联放置(图14)。

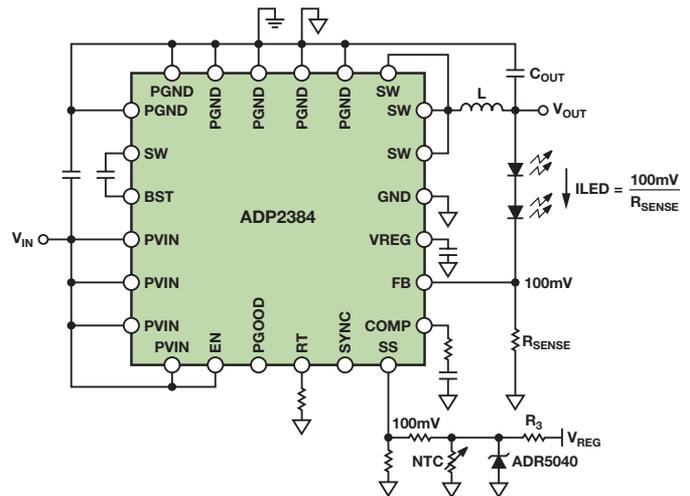


图14. 使用SS/TRK的LED热折返

随着散热器温度升高,NTC电阻下降。NTC形成R3的电阻分压器。如果分压器的电压高于基准电压,则输出最大电流;如果NTC电阻电压降低到基准电压之下,然后降低到FB基准电压之下,则LED电流开始下降。

### 结论

这些技巧应该作为使用标准降压稳压器实施全面LED功能的一般指导准则。但是,由于这些功能有一点超出降压IC的目标应用范围,因此您最好联系半导体制造商,确认IC能够处理这些工作模式。要获得有关ADP2384和其他降压稳压器(例如ADP2441)的更多信息,或者需要这些LED驱动器解决方案的演示板,请访问[www.analog.com/lighting](http://www.analog.com/lighting)。

### 参考文献

- <sup>1</sup>DOE SSL 2011 Manufacturing Roadmap. <http://ssl.energy.gov>.
- <sup>2</sup>Cox, David, Don Hirsh, and Michael McClintic. "Are you using all of the lumens that you paid for?" *LED Magazine*, Feb. 2012.
- <sup>3</sup>Marasco, Ken. 在系统中成功运用DC-DC降压调节器。《模拟对话》第45卷第2号, 2011年。
- <sup>4</sup>O' Sullivan, Marcus. 改进低值分流电阻的焊盘布局,优化高电流检测精度,《模拟对话》第46卷第2号, 2012年。

### 作者简介

Jon Kraft [[jon.kraft@analog.com](mailto:jon.kraft@analog.com)]于2007年加入ADI公司,在美国科罗拉多州朗蒙特的电源管理设计中心担任应用工程师。他拥有罗斯豪曼理工学院电子工程学士学位和亚利桑那州立大学电子工程硕士学位;已获四项专利。



# 了解ADC信号链中放大器噪声对总噪声的贡献

作者：Umesh Jayamohan

## 简介

当模数转换器(ADC)的模拟输入被驱动至额定满量程输入电压时, ADC提供最佳性能。但在许多应用中, 最大可用信号与额定电压不同, 可能需要调整。用于满足这一要求的器件之一是可变增益放大器(VGA)。了解VGA如何影响ADC的性能, 将有助于优化整个信号链的性能。

本文分析一个采用双通道16位、125/105/80 MSPS、流水线ADC AD9268和超低失真中频VGA AD8375的电路中的噪声。信号链包括一个VGA(在+6 dB增益设置下使用)、一个五阶巴特沃兹低通滤波器(-3 dB滚降频率为100 MHz)和ADC。本文将给出放大器和滤波器的噪声计算, 因为这些噪声决定ADC在目标频段内的动态性能。

## 问题

许多采用高速ADC的实际应用都需要某种驱动器、放大器或增益模块, 用以将输入信号缩放到满量程模拟输入范围<sup>1</sup>, 确保获得最佳信噪比(SNR)和无杂散动态范围(SFDR)。此外, 差分放大器也可以将单端信号转换为差分信号来驱动ADC。这些器件都是有源器件, 因而会增加ADC前端的噪声。此噪声在工作带宽内的积分会降低转换性能。

针对具体应用, 适当ADC的选择取决于许多因素, 包括:

- 模拟输入范围
- 输入频率/带宽
- 所需分辨率/SNR
- 所需SFDR

某些应用同时要求高动态范围和高分辨率。AD9268在70 MHz中频提供78.2 dBFS(dB相对于满量程)的SNR和88 dBc的SFDR, 非常适合此类应用。

在系统层面, ADC前端可以使用放大器、变压器或巴伦, 但使用放大器的实现方案最为常见。使用放大器的原因可以是下面的一条或几条:

- 为输入信号提供增益以提高ADC分辨率。
- 缓冲或变换输入源与ADC之间的阻抗。
- 将单端输入信号转换为差分输出信号。

AD8375 VGA可以用来将单端信号转换为差分信号, 同时它能在不同增益设置下保持高线性度和一致的噪声性能。这些特性使它成为在较高中频下驱动ADC的上好选择。糟糕的是, 信号链中的有源器件(即放大器), 可能会限制ADC的性能。

## 示例

图1给出了噪声计算所用的电路拓扑结构。AD8375具有高阻抗差分输出(16 kΩ||0.8 pF)。放大器通过一个五阶低通抗混叠滤波器(AAF)与ADC接口, 该AAF具有100 MHz带宽和150 Ω输入/输出阻抗。图1所示电路的频率响应如图2所示。

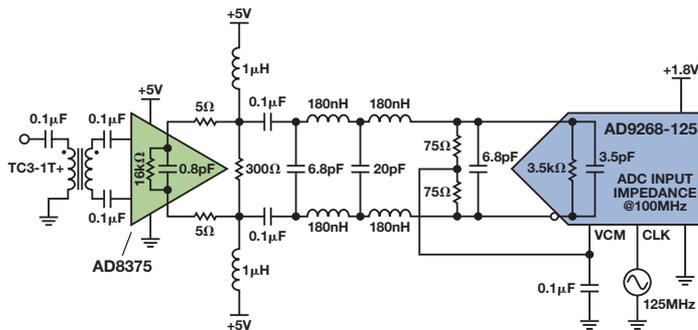


图1. AD8375、AAF和AD9268信号链

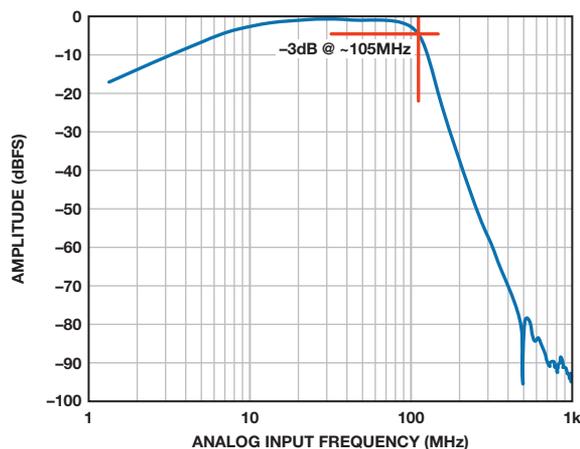


图2. AD8375、AAF和AD9268信号链的频率响应

## 性能

系统设计师不会期望驱动ADC输入端的放大器降低系统的总体动态性能, 但针对某一应用选择的驱动器和ADC组合, 并不意味着它能在另一应用中提供同样出色的性能。利用本文所述技术, 系统工程师可以在选择放大器之前估计预期的性能。

图3显示了两种不同的设置。图3(a)利用无源耦合连接转换器,是客户评估板的默认选项。无源前端网络利用变压器或巴伦,以及一个滚降频率约为200 MHz的无源低通滤波器,将单端信号转换为差分信号。图3(b)显示的可选放大器路径。这两种设置贡献的噪声比较如下。利用低中频(10 MHz)时的单音快速傅里叶变换(FFT)来计算放大器增加的噪声。

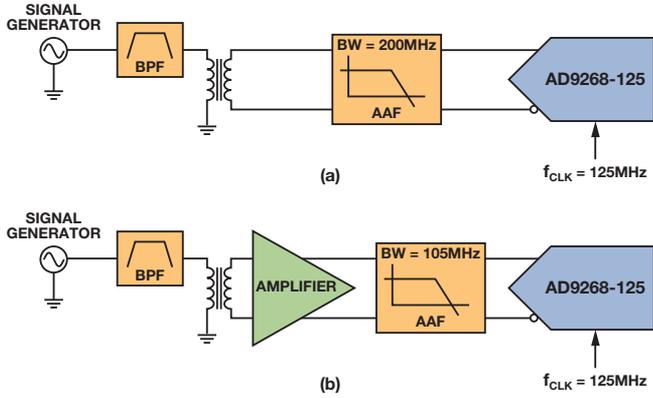


图3. 典型ADC前端: (a) 无源; (b) 有源

噪声分析通常使用两种技术,但每种技术都很麻烦。噪声谱密度(NSD)定义单位带宽的噪声功率。对于ADC,其单位为均方dBm/Hz或dBFS/Hz;对于放大器,其单位为均方根nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ 。用放大器驱动ADC时,这种单位的不一致性构成系统噪声计算的障碍。

噪声系数(NF)是输入SNR与输出SNR的对数比,用dB表示。这一特性通常为RF工程师所用,在纯RF环境下很有意义,但在带ADC的信号链中使用NF计算,可能会导致令人误解的结果。<sup>2</sup>

另一种更有效的技术是对噪声密度进行“反归一化”处理,将其表示为均方根噪声电压,而不是均方电压。这种方法直截了当,能够对系统噪声进行清晰的分析,下面将予以说明。

图4和图5分别显示这两个前端的低频单音FFT。注意,无源前端的SNR为77.7-dBFS,而有源前端的SNR为72.5-dBFS,比ADC的预期性能低5.2 dBFS。

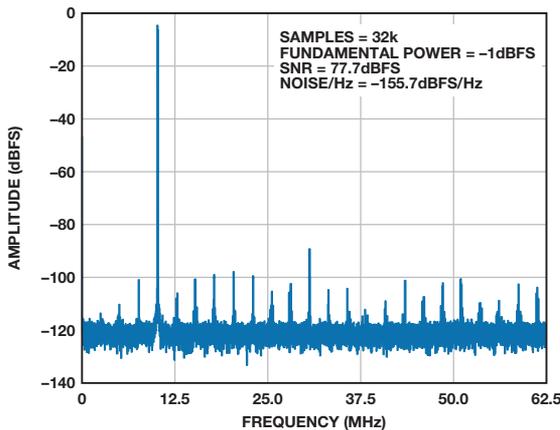


图4. 图3a电路10 MHz模拟输入音的FFT

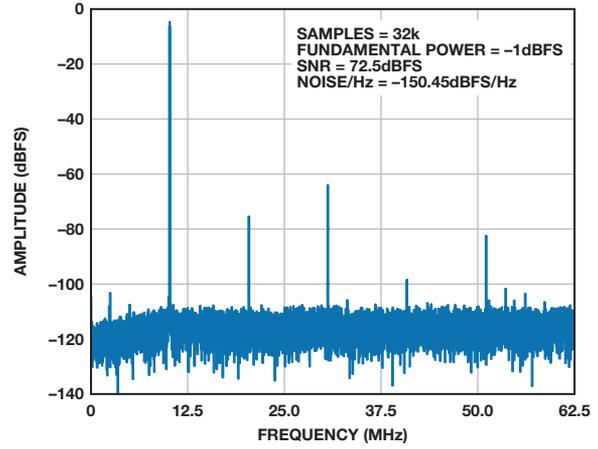


图5. 图3b电路10 MHz模拟输入音的FFT

### 分析

图3a与图3b所示设置的唯一不同是信号链中增加了放大器,因此可以放心地说,性能降低是由放大器的噪声引起的。下面的计算有助于了解放大器带来的噪声。

首先,按照数据手册的规定,使用转换器的满量程差分输入电压。将峰峰值电压除以 $2\sqrt{2}$ 得到均方根电压,即0.707 V rms。

$$V_{RMS} = \frac{V_{PP}}{2\sqrt{2}} \quad (1)$$

基于ADC在10 MHz时的典型SNR,转换器的噪声贡献为

$$SNR = 20 \log \left( \frac{V_{FS, RMS}}{V_{NOISE, RMS}} \right) \text{ dBFS} \quad (2)$$

$$V_{NOISE, RMS} = \frac{V_{FS, RMS}}{10^{\left(\frac{SNR}{20}\right)}} \quad (3)$$

$$V_{NOISE, ADC} = 92.2 \mu V_{RMS}$$

$V_{NOISE, ADC} = 92.2 \mu\text{V rms}$ , 带放大器前端的系统SNR为72.5 dBFS,利用公式3计算系统噪声得到168  $\mu\text{V rms}$ 。

$$V_{NOISE, TOTAL} = \frac{0.707}{10^{\left(\frac{72.5}{20}\right)}} = 168 \mu V_{RMS} \quad (4)$$

$$V_{NOISE, TOTAL} = \sqrt{(V_{NOISE, AMP})^2 + (V_{NOISE, ADC})^2} \quad (5)$$

$$V_{NOISE, AMP} = 140 \mu V_{RMS}$$

从公式4得到的系统噪声是ADC和VGA的合并噪声。放大器噪声可以利用公式5计算, 结果为140  $\mu\text{V rms}$ 。这表明, 放大器噪声至少比ADC噪声大50%, 因此它是系统交流性能的限制因素。

注意, 必须判断计算得到的 $V_{\text{NOISE, AMP}}$ 值是否与放大器的数据手册一致。在150  $\Omega$ 差分输出阻抗下, 额定噪声谱密度约为20  $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

虽然数据手册声称VGA的噪声基本上不随增益而变化, 但此噪声会随负载而变化, 因此噪声谱密度应根据放大器输出驱动的总阻抗进行缩放。放大器的差分输出阻抗很大(16  $\text{k}\Omega \parallel 0.8 \text{ pF}$ ), 因此放大器看到的阻抗(见图1)可以计算如下:

$$[10 \Omega + (300 \Omega \parallel 150 \Omega \parallel 3.5 \text{ k}\Omega)] = 107 \Omega.$$

利用此数值, 本应用中AD8375的减额噪声谱密度可以通过公式6计算:

$$\text{AmplifierNSD} = 20 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \frac{107}{150} = 14.3 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$$

$$V_{\text{NOISE, AMP}}(\text{Calculated}) = \text{NSD} \left( \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \right) \times \sqrt{BW \times \text{ShapeFactor}} \quad (6)$$

注意, 利用实际滤波器计算系统噪声时, 噪声带宽的形状与理想滤波器不同。频率响应的这种差别用“形状因子”这一术语来定义, 反映滚降区中的噪声。形状因子取决于滤波器的阶数, 是噪声带宽与-3 dB带宽的比值<sup>3</sup>。滤波器的极点越多, 形状因子越接近1。这一关系可从表1看出。

表1. 系统阶数与形状因子的关系

系统阶数	形状因子
1	1.57
2	1.11
3	1.05
4	1.03
5	1.02

图1示例的形状因子为1.02。利用公式6计算放大器注入的噪声:

$$V_{\text{NOISE, AMP}}(\text{Calculated}) = 14.3 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{105 \text{ MHz}} \times 1.02 = 149 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

$$V_{\text{NOISE, AMP}}(\text{Calculated}) = 149 \mu\text{V}_{\text{RMS}}$$

VGA注入系统的这一估计噪声值与利用公式5算得的测量值非常吻合, 证明由AD8375和AD9268组成的信号链的性能主要取决于放大器。

## 结束语

许多情况下, 系统信号链需要一个放大器(VGA或增益模块)来将满量程信号驱动到ADC。系统设计师必须了解不同放大器选择导致的ADC性能降低情况。利用所选放大器和ADC进行设计之前, 设计师可以利用本文所述的方法计算放大器的噪声分布, 估计预定系统实现方案的预期动态性能(通过SNR表示)。

## 参考文献

<sup>1</sup>MT-006, ADC噪声系数 — 一个经常被误解的参数

<sup>2</sup>数据转换手册

<sup>3</sup>Reeder, Rob and Jim Caserta, “应用工程师问答 — 36, 关于宽带ADC前端设计考虑II: 用放大器还是用变压器驱动ADC?”《模拟对话》第41卷第1期, 2007年。

## 作者简介

Umesh Jayamohan [umesh.jayamohan@analog.com]是ADI公司高速转换器部(北卡罗来纳州格林斯博罗)的一名应用工程师。Umesh于1998年获得印度喀拉拉大学电气工程学士学位, 于2002年获得美国亚利桑那州立大学电气工程硕士学位, 担任设计和应用工程师已逾7年。



# 诚挚感谢

44年全心奉献



VOLUME 3 ■ NUMBER 1 ■ Published by Analog Devices, Inc. ■ Cambridge ■ Massachusetts 02142 ■ MARCH 1969

Noise and Operational Amplifier Circuits

BY LEWIS SMITH, Director of Research Emeritus\* and  
D.H. SHEINGOLD, Technical Marketing Manager, Analog Devices, Inc.



“ 有一名员工，兢兢业业为公司奉献了40多年。  
他就是1969年加入ADI的Dan Sheingold。

那时正是ADI迅猛发展的时期，我们刚刚上市，收购了Pastoriza作为进入转换器市场的平台，又成立了Nova Devices，准备进军IC业务。同样值得一提的是，我说服Dan加入ADI，担任《模拟对话》的编辑。当我得知Philbrick(该公司开创性地将运算放大器用作功能构建模块)被收购后，我立刻就找到了Dan，他之前曾成功地推出了《Analog Monologue》，并为Philbrick树立了良好的形象，令该公司被誉为这一新兴市场的创新领导者。终于，在效力Philbrick长达19年后，Dan加入了ADI，并在接下来的40年中，使《模拟对话》成为了发行时间最长的行业技术杂志。

《模拟对话》成功塑造了ADI作为模拟产品和技术领导者的形象，同时帮助客户了解和使用公司四十多年来不断推出的众多创新技术，而这一切无不得益于Dan对技术和市场趋势的远见卓识，以及他妙笔生花的写作境界。Dan，谢谢你在1968年12月赏光和我到Jimmy's Harborside餐厅用餐，并接受ADI的邀约。

**Ray Stata, ADI董事会主席**  
2009年6月

## 致敬Dan Sheingold

我不会说Dan老了，但当他刚来ADI时，monolithic一词的意思还不是“单芯片”，而是指他刻的那块石碑，那时候《模拟对话》文章大概还是写在石碑上的。

我不会说Dan落伍了，但他还以为Twitter(注：英文也有激动颤抖之意)指的是紧张不安的高中生在舞会上的表现。

我也不会说Dan任职某个岗位太久，但加入《模拟对话》14年后，我开始体会到查尔斯王子等待伊丽莎白女王退位的心情。

但是我要说，Dan让我爱上了文字，他教我如何把技术类话题讲得既清晰、引人入胜，又尽量避免花哨夸张。Dan还让我看到一个人热爱工作可以到痴迷的程度，哪怕工作了44年，仍然渴望工作，这是多么珍贵的品质。除了乐于分享知识，Dan也热爱学习，他总是倾听、尝试新的创意，不断提高自我，改善自己的部门，让我们的杂志越来越优秀。这对我来说也是无比重要的一课。

Dan进入了他人生的新阶段，但我知道，他不会就此颐养天年。我希望，在他参加完唱诗班，给盲人读完书，和家人出游回来后，如果还有时间，不妨再回来看看，我听说Energizer®可能会有空缺，一些累了的老家伙需要人顶替。

**Scott Wayne，在Dan的送别宴会上，2013年2月**



Ray Stata、Dan Sheingold和Dave Kress出席Dan的送别晚宴。



Dan Sheingold、Ray Stata和Scott Wayne.

**Analog Devices, Inc.**

**Worldwide Headquarters**

One Technology Way  
P.O. Box 9106, Norwood, MA  
02062-9106 U.S.A.  
Tel: (1 781) 329 4700  
Fax: (1 781) 461 3113

**亚太区总部**

上海市浦东新区张江高科技园区  
祖冲之路 2290 号展想广场 5 楼  
邮编: 201203  
电话: (86 21) 2320 8000  
传真: (86 21) 2320 8222

**深圳分公司**

深圳市福田中心区  
益田路与福华三路交汇处  
深圳国际商会中心 4205-4210 室  
邮编: 518048  
电话: (86 755) 8202 3200  
传真: (86 755) 8202 3222

**北京分公司**

北京市海淀区  
上地东路 5-2 号  
京蒙高科大厦 5 层  
邮编: 100085  
电话: (86 10) 5987 1000  
传真: (86 10) 6298 3574

**武汉分公司**

湖北省武汉市东湖高新区  
珞瑜路 889 号光谷国际广场  
写字楼 B 座 2403-2405 室  
邮编: 430073  
电话: (86 27) 8715 9968  
传真: (86 27) 8715 9931

**亚洲技术支持中心**

免费热线电话: 4006 100 006  
电子邮箱:  
china.support@analog.com  
技术专栏:  
www.analog.com/zh/CIC  
样品申请:  
www.analog.com/zh/sample  
在线技术论坛:  
ezchina.analog.com