

真有效值转换 应用指南

第**2**版

作者: **Charles Kitchin、
Lew Counts**

©1986 Analog Devices, Inc. 版权所有。美国印制。

保留所有权利。未经版权所有人许可，不得以任何形式复制本出版物或其中任何部分。

Analog Devices, Inc.确信其所提供的信息是准确而可靠的。但是，Analog Devices, Inc.对使用这些信息不承担任何责任。

Analog Devices, Inc.不保证本文所描述的电路互连不会侵犯现有或将来的专利权，而且本文所述内容并未默示授予许可根据本文内容制造、使用或销售设备。

规格和价格如有更改，恕不另行通知。

G803a-30-5/86

简介

本应用指南阐述集成电路真有效值转换器AD536A、AD636和AD637的工作原理，并介绍了这些器件的许多实际应用电路。这些集成电路具有低成本、低功耗和高（激光调整）精度特性，使得真有效值（RMS）计算成为一项实用、可行的技术，可用来获取波形的功率测量值或标准偏差。以前，采用模块式、混合式、或分立式器件的真有效值（RMS）转换器不仅成本高，而且相对复杂，往往使“真有效值”成为只能在实验室利用专门仪器得到的稀罕之物。

除具体应用之外，本指南还简要说明了真有效值的数学内涵，并将真有效值方程式的各种实现方法做了比较，例如：热计算、隐式计算、显式计算、以及更常用的“均值”整流值非真有效值检波器。我们希望这些背景信息有助于消除有关真有效值计算的一些神秘感，帮助设计

人员以创新的方式熟练运用ADI公司的真有效值转换器，以及一般意义上的真有效值测量技术。

我们对以下人士给予的支持和帮助表示衷心感谢：以Marie Etcheils为首的ADI公司通信服务艺术部门全体员工（Lea Cook、Joan Costa、Terri Dalton、Wendy Geary、Ernie Lehtonen、Sue Lortie、Cammy O'Brien）对本指南中的图表进行了精心排版处理；Julie Williams输入并校对了本指南手稿；Andy Wheeler、Eric Janson、Paul Brokaw、Doug Grant仔细审阅了本指南的内容；Chuck Ayres对噪声测量提出了真知灼见；Don Travers和ADS应用小组提供了许多实用建议；以及Rieh Frantz和Jeff Riskin在这项漫长的工作中给予了支持和鼓励。

目录

第一部分：真有效值转换——理论	1
基本定义	1
真有效值(rms)的定义	1
波峰因数的定义	1
交流测量的整流器或MAD方法	1
真有效值转换方法	2
真有效值转换	2
真有效值转换器的各种计算方法	3
直接或显式计算	3
间接或隐式计算	3
单片真有效值转换器——工作原理	4
AD536A – 宽量程真有效值转换器	4
AD636 – 低功耗/低输入电平真有效值转换器	4
AD637 – 高性能真有效值转换器	4
第二部分：真有效值转换——基本设计考虑因素	7
真有效值转换器的精度	7
“静态”误差——真有效值转换器静态误差及其对总体精度的影响	7
带宽考虑因素	9
外部失调和比例因子调整	10
滤波器与求平均值	12
简介	12
求平均值与滤波时间常数	12
直流误差与输出纹波	12
标准真有效值连接	14
设计考虑因素——误差与纹波	14
滤波与建立时间	15
建立时间与输入电平——仅限AD536A和AD636	15
用单极滤波器减少纹波和缩短总建立时间	16
使用后置滤波器时的建立时间估算	17
双极输出滤波器	18
确定真有效值测量系统的综合误差	18
用内部缓冲放大器隔离滤波电路	19
输入波形的对称性、直流失调和占空比对所需 C_{AV} 值的影响	20
误差与波峰因数	21
AD536A	21
AD636	21
AD637	21
单电源供电	21
AD536A	21
AD636	22
AD637	22
dB输出支持	22
基本工作原理	22
AD536A/AD636温度补偿	23
AD637温度补偿	24

第三部分 真有效值应用电路	25
自动增益控制(AGC)	25
rms-AGC放大器	25
音频rms-AGC放大器	26
仪器仪表	28
低成本真有效值数字式面板表(DPM)	28
便携式高阻抗输入真有效值DPM和dB计	29
低功耗、高输入阻抗dB计	30
调制解调器线路监控器	31
数据采集	32
可编程增益真有效值测量系统	32
用真有效值仪表放大器进行低电平真有效值测量	33
真有效值噪声测量	35
简介	35
输入耦合对输入滤波器性能的影响	35
确定输入滤波器的噪声增益	35
实用步骤	35
确定精确噪声增益	36
利用真有效值转换器处理噪声	36
选择 C_{AV} 值	36
实用噪声测量电路	36
低频测量	37
简介	37
低频真有效值-直流转换器电路	38
超低频真有效值转换器电路	38
微处理器控制真有效值功能电路	40
采用微处理器(μP)控制平均值/建立时间常数的真有效值转换器电路	40
利用VMOS FET快速复位真有效值转换器电路	41
采用微处理器(μP)控制的模拟平方器电路	42
其它数学计算	43
利用AD637进行向量求和	43
功率测量	44
简介	44
关于伏-安(Volt-Ampere)、瓦(Watt)和乏(Var, 无功功率单位)	44
实用功率测量	45
附录A: 真有效值转换器的关键参数测试	47
简介	47
精度与波峰因数关系测试	47
交流精度测试	48
直流转换精度测试	48
直流和交流线性度测试	48
使用交会图加快测试真有效值转换器	49
简介	49
设置交会图测试系统	49
交会图样评估	50
真有效值交会图测试仪	51
电路描述	51
校准	52
附录B: 输入缓冲放大器的要求	53
输入缓冲器的必要性	53

将AD536A/AD636的内部缓冲放大器用作输入缓冲器.....	53
自举真有效值转换器的内部缓冲放大器	54
什么是自举?	54
注意事项	55
缓冲放大器输出级考虑因素	55
AD637输入缓冲放大器的要求	56
带宽和压摆率限制	56
缓冲放大器频率补偿	58
 附录C：用于确定真有效值转换器的计算误差、输出纹波和1%建立时间的计算机程序	59
简介	59
程序# 1 – 真有效值转换器纹波/误差程序	59
程序# 2 – 真有效值转换器综合建立时间程序	61

图表目录

表1. RMS、MAD和波峰因数表.....	1
表2. 真有效值转换器性能规格简表	7
表3. 真有效值转换器AD536A、AD636、AD637建立在规定的最终值百分比内所需的RC时间常数(τ)数目	17
表4. 针对各种输入波形的实用电容选型表	20
表5. 针对SCR输入波形实现最大1%最差求平均值误差的电容选型表	20
图1. 精密(MAD)整流器	2
图2. 热真有效值转换器	2
图3. 显式算法.....	3
图4. 隐式算法.....	3
图5. AD536A/AD636框图	4
图6. AD637滤波器/求平均值电路图.....	5
图7. AD637框图	5
图8. AD637K和AD536AJ真有效值转换器的最大误差与输入电平关系曲线	8
图9. 真有效值转换器的静态误差	8
图10. AD637真有效值转换器和MAD交流检波器的误差与占空比关系曲线.....	9
图11. AD536A高频响应	10
图12. AD636高频响应	10
图13. AD637高频响应	10
图14. AD536A的外部失调与比例因子调整	11
图15. AD636的外部失调与比例因子调整	11
图16. AD637的外部失调与比例因子调整	11
图17. 正弦输入的典型输出波形	12
图18. AD536A/AD636标准真有效值连接?	13
图19. AD637标准真有效值连接?	13
图20. 采用标准真有效值连接的误差/建立时间图?	14
图21. 直流误差水平与纹波振幅的对比——AD536A/AD637	14
图22. AD536A的建立时间与输入电平关系曲线	15
图23. AD636的建立时间与输入电平关系曲线	15
图24. 采用单极输出滤波器连接的误差/建立时间图.....	16
图25. 内置单极输出滤波器的AD536A/AD636?	16
图26. 内置单极输出滤波器的AD637?	17
图27. 内置双极输出滤波器的AD536A/AD636?	18
图28. 内置双极输出滤波器的AD637?	18
图29. 采用双极输出滤波器的误差/建立时间图	19
图30. AD536A的误差与波峰因数关系曲线	21
图31. AD636的误差与波峰因数关系曲线.....	21
图32. AD637的误差与波峰因数关系曲线.....	21
图33. AD536A单电源连接?	21
图34. AD636单电源连接?	22
图35. AD536A/AD636原理示意图?	23
图36. AD536A、AD636和AD637真有效值转换器的dB输出电路原理示意图?	23
图37. AD536A/AD636的温度补偿dB输出电路?	24
图38. AD637的温度补偿dB电路?	24

图39. RMS-AGC放大器	25
图40. 输入与输出关系曲线——RMS-AGC放大器	26
图41. 音频RMS-AGC放大器	27
图42. 输入与输出关系曲线——音频RMS-AGC放大器	27
图43. 低成本真有效值DPM	28
图44. 便携式高Z输入、真有效值DPM和dB计电路	29
图45. 低功耗、高输入阻抗dB计	30
图46. 调制解调器线路监控器——电话线路dB计	32
图47. 可编程增益真有效值测量系统	33
图48. 非平衡系统的噪声	34
图49. 平衡系统的噪声	34
图50. 内置前置仪表放大器的真有效值转换器	34
图51. 真有效值噪声测量系统功能分解图	35
图52. 输入耦合对有源输入滤波器全响应的影响	35
图53. 实用音频噪声测量电路	37
图54. 低频真有效值-直流转换器电路	38
图55. 超低频真有效值-直流转换器电路	39
图56. 微处理器 (μP) 控制求平均值/建立时间真有效值转换器电路	40
图57a. 特别适合低频测量的快速复位真有效值-直流转换器电路	41
图57b. 使用 $10\ \mu\text{F}\ C_{\text{AV}}$ 时真有效值输出随时间变化的示波图	41
图58. 微处理器 (μP) 控制二象限模拟平方器	42
图59. 向量求和电路	43
图60. 示波图的上轨迹是下轨迹中两个三角波的平方根和	44
图61. 实用功率测量系统框图	45
图62. 用真有效值转换器测量视在功率	46
图63. 波峰因数测试设置	47
图64. 交流精度测试	48
图65. 交流精度测试——替代方法	48
图66. 直流转换精度测试	49
图67. 交会图测试系统	49
图68. 理想的交会图样	50
图69. 该典型绝对值电路中使用两个放大器	50
图70. 绝对值电路中的输入失调	50
图71. 绝对值电路中的输入失调	50
图72. 放大器输出失调	50
图73. 振荡/不稳定性	51
图74. 真有效值交会图测试仪	51
图75. 线性度良好	52
图76. 线性度欠佳	52
图77. 使用真有效值转换器内部缓冲放大器的简单输入缓冲连接	53
图78. AD536A内部缓冲放大器的相对输出响应与频率关系曲线	53
图79. 改进的输入缓冲	54
图80. 将内部缓冲放大器用作自举输入缓冲	54
图81. AD536A、AD636、AD637内部缓冲放大器原理示意图	55
图82. $R_{\text{E equivalent}}$ 和 R_{L} 对AD536A、AD636和AD637内部缓冲放大器最大输出摆幅的影响	55
图83. AD536A、AD636、AD637内部缓冲放大器——峰值负输出摆幅和 $-V_{\text{S}}$ 之比 与 $R_{\text{E external}}$ 关系曲线 (多种负载电阻情况下)	56
图84. 采用外部4 MHz高阻抗输入放大器的AD637真有效值转换器	56

图85. 驱动5 MHz真有效值转换器的输入缓冲放大器所需的最小压摆率 ($V/\mu s$)	57
图86. 内置AD711输入缓冲放大器的AD637——3dB带宽与输入电平关系曲线	58

参考文献

- Handler, Howard. Cate, Tom. "True RMS Voltage Conversion," Electronic Design Magazine, February 15, 1974 66-72
- Sheingold, Daniel H. (editor) "Nonlinear Circuits Handbook," 2nd edition 1976 123-126, 389-416

第一部分

真有效值转换——理论

基本定义

真有效值 (rms) 的定义

RMS (真有效值) 是对交流信号幅度的基本量度, 可以分别从实用角度和数学角度予以定义。从实用角度定义是: 一个交流信号的真有效值等于在同一负载上产生同等热量所需的直流量。例如, 1 V 真有效值交流信号与 1 V 直流信号在同一电阻上产生的热量相同。从数学角度定义是: 电压的真有效值值定义如下:

$$E_{\text{rms}} = \sqrt{\text{AVG.}(V^2)}$$

(以上是经过简化的公式, 等同于零平均值统计信号的标准偏差。) 这包括求信号的平方, 取平均值, 然后获得其平方根。取平均值的时间必须足够长, 以便能在所需的最低工作频率进行滤波。

波峰因数的定义

波形的波峰因数定义为峰值与其真有效值之比。振幅对称方波或直流水平波形等信号的波峰因数为 1。其它性质更复杂的波形则具有较高的波峰因数 (参见表 1)。

交流测量的整流器或 MAD 方法

测量交流信号幅度的最常用方法是精密整流器或平均响应方法, 它实际上是测量波形的绝对平均偏差 (MAD) 或 “交流平均值”。这些系统的增益或比例因子通常根据正弦波的真有效值与 MAD 之比进行校准。只要输入波形是非失真的正弦波, 这样做没有问题; 但是对于其它波形, 由于 rms/MAD 之比会发生改变, 所以会产生严重误差。

鉴于这些原因, 精密整流器方法 (参见图 1) 只能提供对非正弦波形振幅的相对量度。

波形 1 V 峰值	RMS	MAD	RMS/MAD	波峰因数
非失真正弦波	$\frac{V_{\text{PEAK}}}{\sqrt{2}} = 0.707 \text{ Volts}$	$\frac{2V_{\text{PEAK}}}{\pi} = 0.636 \text{ Volts}$	$\frac{0.707}{0.636} = 1.11$	$\frac{V_{\text{PEAK}}}{V_{\text{rms}}} = 1.414$
对称方波	$\frac{V_{\text{PEAK}}}{1} = 1.00 \text{ Volts}$	$\frac{V_{\text{PEAK}}}{1} = 1.00 \text{ Volts}$	$\frac{1.00}{1.00} = 1.00$	$\frac{V_{\text{PEAK}}}{V_{\text{rms}}} = 1.00$
非失真三角波	$\frac{V_{\text{PEAK}}}{\sqrt{3}} = 0.580 \text{ Volts}$	$\frac{V_{\text{PEAK}}}{2} = 0.500 \text{ Volts}$	$\frac{0.580}{0.500} = 1.155$	$\frac{V_{\text{PEAK}}}{V_{\text{rms}}} = 1.73$

表 1. RMS、MAD 和波峰因数表

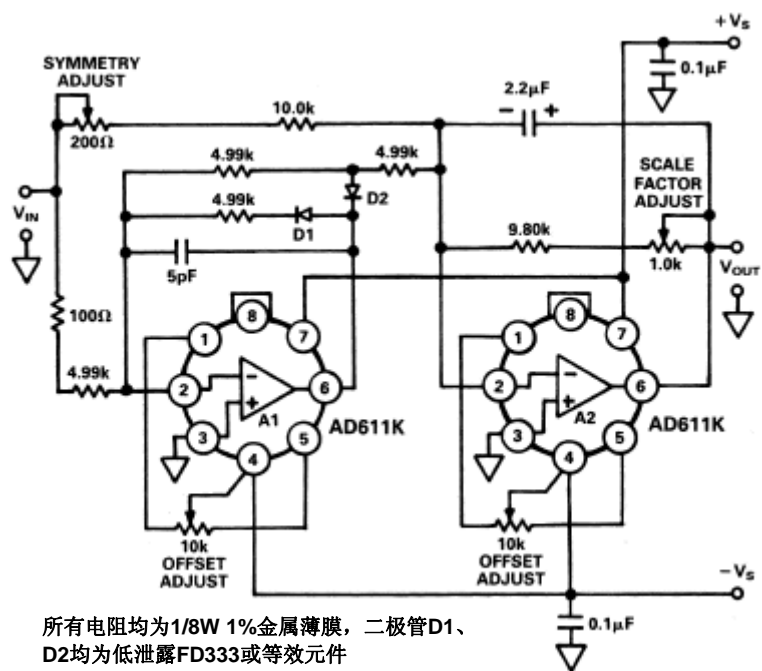


图1. 精密(MAD)整流器

关于MAD整流器与真有效值转换器在不同占空比时的性能对比，请参见本指南第二部分的图10。

真有效值转换方法

热真有效值转换

理论上，热转换是最简单的方法，但实际上，它却是最

难以实现、成本最高的方法。这种方法涉及到将未知交流信号的热值与已知的校准直流基准电压的热值进行比较(参见图2)。调整校准的基准电压，使基准电阻(R_2)与信号电阻(R_1)之间的温差为零，此时这两个匹配电阻的功耗相同。因此，根据真有效值的基本定义，直流基准电压值将等于未知信号电压的真有效值。

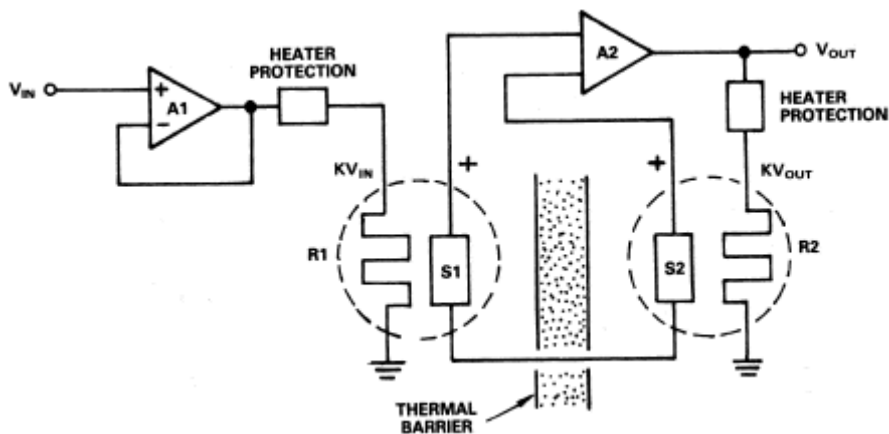


图2. 热真有效值转换器

每个热单元都含有一个稳定的、低温度系数电阻 (R_1 、 R_2)，电阻与线性温度电压转换器 (S_1 、 S_2) 发生热接触；热电偶即是这种热单元的一个实例。 S_1 (S_2) 的输出电压与 V_{IN} 的真有效值成比例；一阶温度/电压比的变化关系是 $K V_{IN}/R_1$ 。

图2所示的电路通常具有非常小的误差 (约为0.1%) 和宽带宽。但是，热单元 ($R_1 S_1$ 、 $R_2 S_2$) 的固定时间常数限制了这种真有效值计算方案的低频有效性。

除所讨论的基本类型之外，还有可变增益热转换器，它可以解决固定增益热转换器的动态范围限制问题，但代价是更加复杂且成本更高。

真有效值转换器的各种计算方法

直接或显式计算

计算真有效值的最显而易见的方法是利用乘法器和运算放大器直接进行平方、平均值和平方根计算。直接或显式计算法 (图3) 的动态范围有限，因为平方器之后的各级必须处理振幅变化很大的信号。例如，如果输入信号的动态变化范围为100至1 (10mV至1V)，那么平

方器输出信号的动态范围将是10000至1 (平方器输出=1mV至10V)。这些实际限制使此方法的输入动态范围最大约为10:1。若用高质量乘法器和平方根器，则系统误差可以降低至满量程的 $\pm 0.1\%$ 。利用此方法，还可以实现出色的带宽和高速精度。

间接或隐式计算

一种更好的计算方案是利用反馈在电路输入处隐式或间接地进行求平方根计算，如图4所示。现在，平均值信号除以输出的平均值后，将与输入的真有效值呈线性变化 (而非平方关系)。与显式真有效值电路相比，这种隐式电路明显扩大了输入的动态范围。关于隐式真有效值计算的详细说明，请参见第4页的AD536A和AD637工作原理。

隐式真有效值计算与其它方法相比具有器件较少、动态范围较大、成本通常较低的优点。它的缺点是带宽一般比热计算或显式计算法要窄。隐式计算方案可以使用直接乘法和除法 (使用乘法器)，或者使用任何一种对数-反对数电路技术。

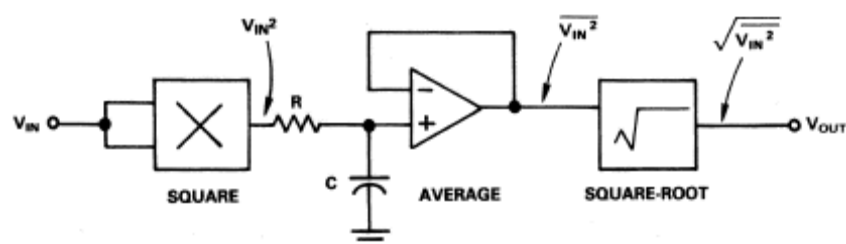


图3. 显式计算法

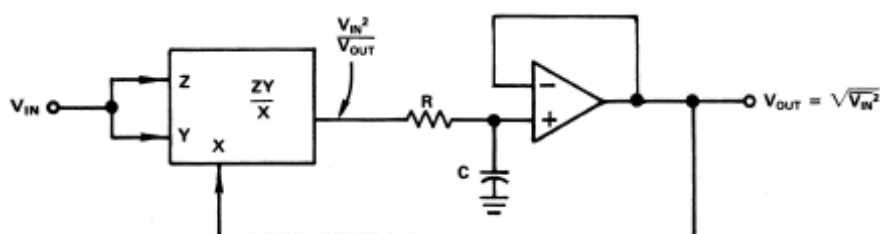


图4. 隐式计算法

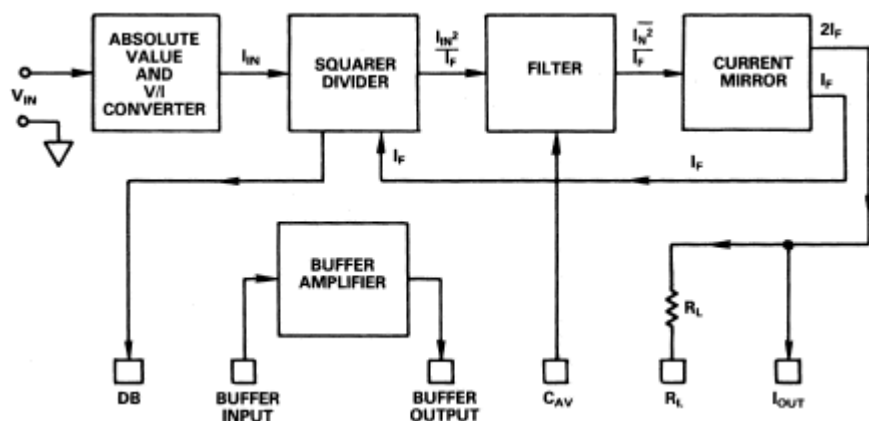


图5. AD536A/AD636框图

单片真有效值转换器——工作原理

AD536A - 宽量程真有效值转换器

AD536A采用隐式真有效值算法，使用了一个绝对值电压/电流 (V/I) 转换器、一个平方器/除法器、低通滤波器、精密电流镜和一个输出缓冲器 (参见图5及图35)，具有10 V满量程输入范围。

AD536A的输入电压首先由绝对值电路 (精密整流器) 处理，它具有单极性输出。此输出驱动电压到电流转换器 (使用运算放大器)，其电流输出 I_{IN} 为整流过的输入信号。

电流 I_{IN} 驱动平方器/除法器，它利用电流镜的反馈，在一级电路上实现平方和平方根两种功能。利用对数-反对数电路，反馈电流 I_F 被平方输入电流 I_{IN}^2 所除。由于dB (分贝) 是信号的对数函数，因此AD536A的dB输出就是从这一平方器/除法器级导出。这一级的输出 I_{IN}^2/I_F 通过一个内部电阻和一个外部连接的滤波器电容组成的低通滤波器求平均值。经过滤波的信号驱动提供反馈电流 I_F 和输出电流 $2I_F$ 的电流镜电路。输出电流被设置为反馈电流的两倍，以利用器件内部的 $25k\Omega$ 电阻 R_L 以得到器件输出电压。AD536A的 I_{OUT} 引脚输出为每伏真有效值输入信号对应 $40\mu A$ 电流。如果将 R_L 引脚接地，则器件输出为每伏真有效值输入对应1 V直流电压。单位增益缓冲放大器可以用来为 I_{OUT} 或dB输出功能提供低阻抗电压输出。

AD636 - 低功耗/低输入电平工作真有效值转换器

AD636低功耗真有效值转换器与标准AD536A转换器非常相似。不过，前者针对便携式仪器的低电平、低功耗操作进行了优化，具有200 mV满量程输入范围。

AD637 - 高性能真有效值转换器

AD637比AD536A的精度高，具有扩展的频率响应性能，-3dB带宽可高达8MHz (参见表2)。这款转换器 (图6) 利用一个反相低通滤波器级来提供缓冲电压输出，其求平均值时间常数与输入信号电平无关 (不同于AD536A和AD636)。

除了总体性能改进之外，AD637还具有两个独特的特性：第一个特性是提供分母输入，使该器件可用作平方器、均方器或平方根求和器 (向量求和)，同时还有助于低频 (< 10Hz) 测量；第二个特性是提供片选功能，使用户可以在不使用真有效值转换器时 (例如调到直流量程的便携式仪表)，将其转入省电状态，以降低功耗。芯片选择一般是“使能”，必须将TTL输入电平拉低至0.8 V以下才能使真有效值转换器进入待机状态，此时其功耗只有原来的1/7。对于不需要片选功能的正常工作模式，此引脚应悬空。当片选电平为低时，输出 (引脚9) 进入高阻状态。

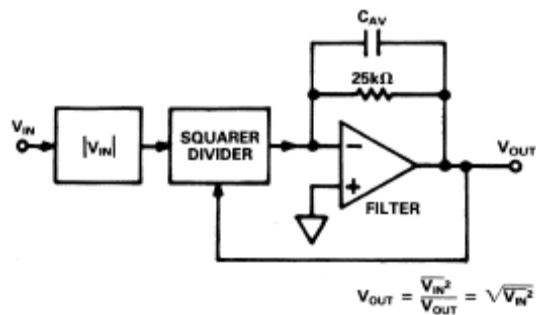


图6. AD637滤波器/求平均值电路图

这种模拟“三态”工作方式允许将数个AD637的输出并联起来，并通过将片选拉至高电平来选择所需的通道，由此便构成了一个有源多路复用器。AD637同其前款产品一样，利用绝对值电路对输入信号电压进行全波整流。如图7所示，转换器的下一级电路将此直流信号取对数并翻倍，以执行平方操作。然后，此部分的平方输出传递至除法器级，在这一级输入信号平方的对数减去真有效值输出 V_{OUT} 的对数。然后，指数电路实现反对数功能，得到 $\sqrt{V_{IN}^2/V_{OUT}}$ 。

真有效值转换器的最后部分——滤波器级获得上述结

果后，对处理过的信号求平均值，从而得到： $\frac{\sqrt{V_{IN}^2}}{V_{OUT}}$ 。

因为在输出处：

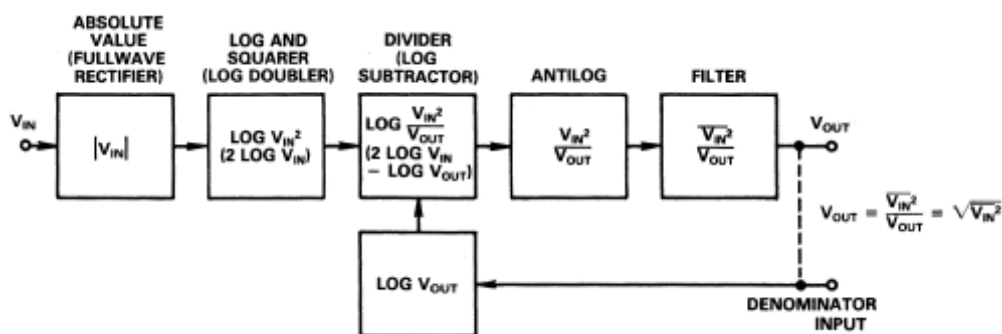


图7. AD637框图

$$V_{OUT} = \frac{\sqrt{V_{IN}^2}}{V_{OUT}}$$

所以：

$$V_{OUT} = \sqrt{V_{IN}^2}$$

（用 V_{OUT} 乘以方程式的左右两侧）

根据定义，这就是输入电压的真有效值。

补充说明：

如图7中虚线所示，分母输入一般连接至 V_{OUT} 引脚，以执行 V_{IN}^2/V_{OUT} 计算功能。但是，如果控制比例因子的分母输入连接至固定直流电压 V_{EXT} ，则输出为： $\sqrt{V_{IN}^2/V_{EXT}}$ 。这等于输入的均方值除以（如果使用 $-V_{EXT}$ 则是乘以）固定比例因子（参见“微处理器控制的平方器”部分）。

AD637的滤波器包含一个运算放大器/积分器，其求平均值时间常数由片内 $25k\Omega$ 反馈电阻和外部求平均值电容 C_{AV} 设置。 RC_{AV} 时间常数应比所测量的最低频率的周期长，同时应使建立时间在合理范围内。由于滤波器级输出阻抗较低，因此不需要进一步的输出缓冲。一般只有在需要有源滤波器来进一步减少输出纹波的应用中，才需要片内缓冲放大器（参见“滤波器与求平均值”部分）。

第二部分

真有效值转换——基本设计考虑因素

真有效值转换器的精度

无论输入波形的振幅、频率或形状如何，理想的真有效值转换器都将提供与其输入电压的真有效值完全相等的“直流”输出电压。当然，实际的真有效值转换器会有一些误差。在下面的内容中，我们将讨论这些误差及其对真有效值转换器性能的总体影响。

首先，我们将讨论低频或“静态”误差。其次，我们将回顾带宽对精度的影响。然后，我们将详细介绍转换器求平均值时间常数的影响。最后，我们将讨论波形（如脉冲、噪声、SCR控制正弦波等）对真有效值转换器精度的影响。

“静态”误差——真有效值转换器静态误差及其对总体精度的影响

静态误差是作用于“直流”或中等频率($\approx 1\text{kHz}$)正弦波输入信号的那些失调和比例因子误差。在这些条件下，与输入和输出失调以及比例因子误差相比，转换器的有

限带宽（及有效求平均值时间）可以忽略不计。在这里，真有效值可以解释为输入信号电压的低通滤波（或平均）平方的平方根。

真有效值转换器的总“静态”误差规定为读数的百分比加上一个常数。如表2所示，AD637J的误差规定为 $1.0\text{mV} \pm \text{读数的}0.5\%$ 。对此应当解释为：在AD637J的0V至7V真有效值输入动态范围内的任何一点，转换器的输出电压与真有效值输入精确值的差异（最大）是 1mV 加上正确真有效值电平的 0.5% 。请注意，这一绝对误差比AD536AJ真有效值转换器要低。为了说明这一点，假设对AD637J输入一个 1.00V rms 、 1kHz 正弦波。AD637的实际输出电压将在以下范围内： $\pm(1.0\text{mV} + 0.5\% \times 1.0\text{V}) = \pm(1\text{mV} + 5\text{mV})$ 。这相当于与理想输出 1.0V 相差 6mV ，或在 0.994V 与 1.006V 直流电压之间。图8总结了这一误差性能，图中所示为AD637K和AD536J真有效值转换器的误差与输入电平关系曲线。

	AD536AJ	AD637J	AD636J
输入动态范围	7V rms	7V rms	1V rms
标称满量程	2V rms	2V rms	200mV rms
峰值转换输入	$\pm 20\text{V}$	$\pm 15\text{V}$	$\pm 2.8\text{V}$
最大总误差 无外部调整	$5\text{mV} \pm 0.5\% \text{ RDG}$	$1\text{mV} \pm 0.5\% \text{ RDG}$	$0.5\text{mV} \pm 1\% \text{ RDG}$
-3dB带宽			
满量程	2MHz	8MHz	1.3MHz
0.1V rms	300kHz	600kHz	800kHz
波峰因素为5时的误差	$-0.3\% @ 1\text{V rms}$	$\pm 0.15\% @ 1\text{V rms}$	$-0.5\% @ 200\text{mV rms}$
电源电压(V)			
电流	± 3 至 ± 18 （最大值） 1mA; 2mA（最大值）	± 3 至 ± 18 （最大值） 2mA; 3mA（最大值）	+2, -2.5, ± 12 （最大值） 800 μA ; 1mA（最大值）

表2. 真有效值转换器性能规格简表

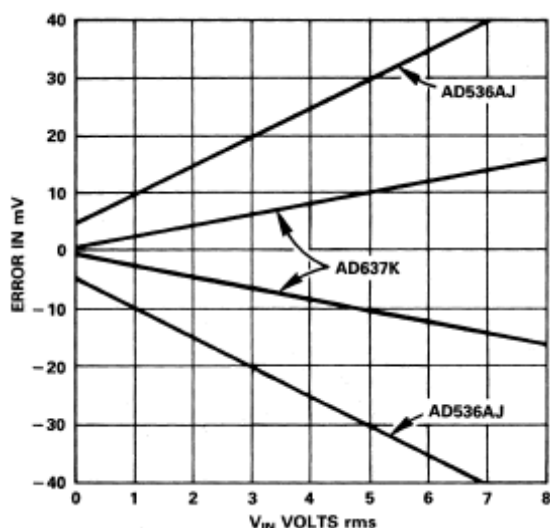


图8. AD637K和AD536AJ真有效值转换器的最大误差与输入电平关系曲线

这些静态误差可以按标准类别进行分类：失调电压、比例因子（增益）误差和非线性误差。

每种实际真有效值转换器的输入/输出转换特性都会与理想转换器有出入。图9a和图9b详细说明了这些误差，图中所示为常见的主要误差类别。在低电平时，真有效值转换器的输入失调电压可以使理想绝对值转换点变得平坦；如果输入零电压，则可使该点上移（或变成更大的正值）而偏离零输出电平（参见附录A）。这些失调误差的实际影响决定了转换器对于低电平输入信号的分辨率和精度。

对于本指南中讨论的IC，综合失调总误差通常小于1mV（最大值请参考数据手册）。当输入电平较高时，比例因子误差和线性误差将在数百毫伏水平，远远超过失调误差而占据主导地位。比例因子误差定义为实际输入/输出转换的平均斜率与理想的1:1转换之间的差异。也就是说，如果100mV rms的输入电压变化产生99mV的输出电压变化，则比例因子误差为-1%。

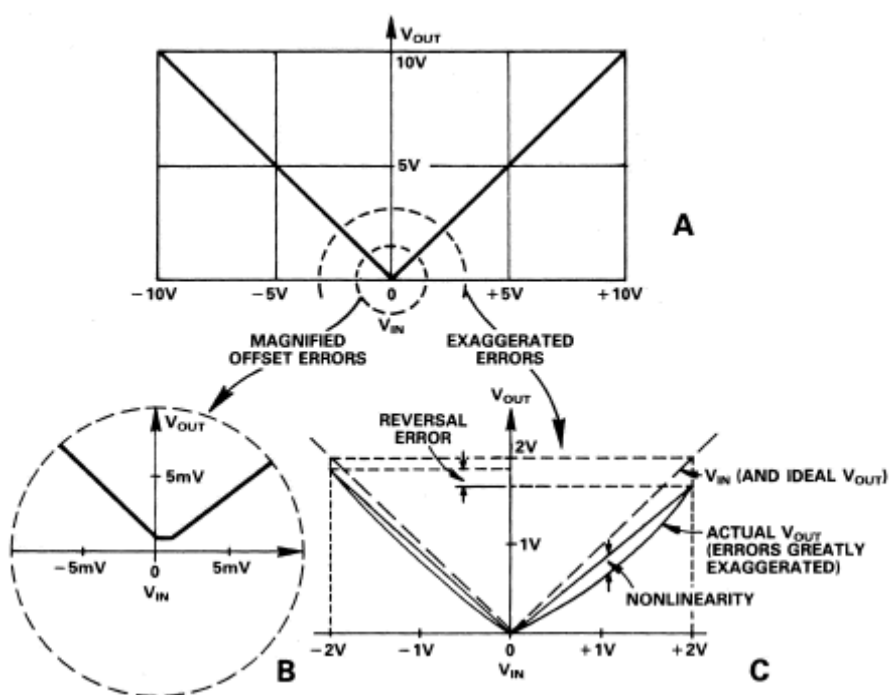


图9. 真有效值转换器的静态误差

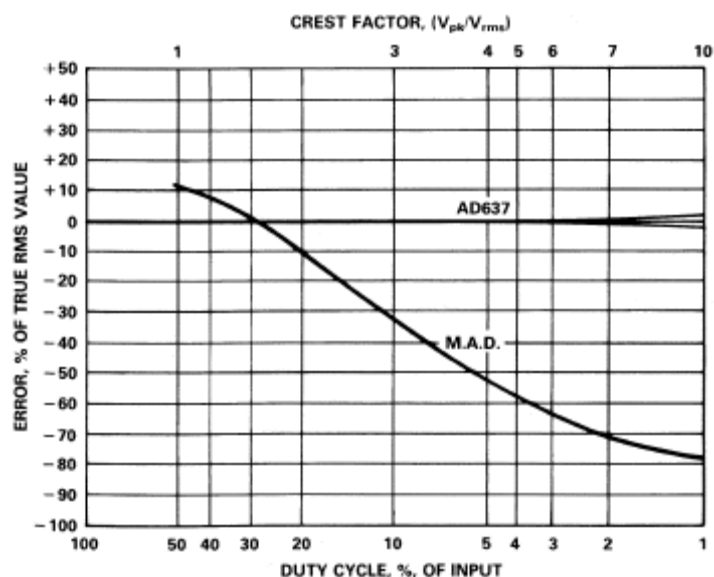


图10. AD637真有效值转换器和MAD交流检波器的误差与占空比关系曲线

除以上的单极性示例之外，对于负输入电压和正输入电压可能会有不同的比例因子。这些比例因子之间的差异称为“直流翻转”误差，如图9c所示。测试此参数时，给转换器输入施加直流电压（假设为+2 V），然后翻转输入电压的极性（为-2V），两个读数之间的差就等于直流翻转误差，即：

$$\text{直流翻转误差} = \frac{(V_{\text{OUT}} + 2\text{V INPUT}) - (V_{\text{OUT}} - 2\text{V INPUT})}{2\text{VOLTS}} \times 100\%$$

最后一个“静态误差”术语是非线性误差。顾名思义，它是指输入/输出转换特性的曲线部分，图9c中较夸张地显示了这一误差。这一误差是真有效值计算表现不够理想的结果，无法通过调整失调或比例因子来降低。因此，非线性限制了真有效值转换器所能达到的最佳精度。在2V满量程真有效值范围内，AD637的非线性通常优于1mV (0.05%)；AD536A的非线性则等于5mV或更小。在0至200mV额定输入范围内，AD636的非线性通常小于1mV。

如图10所示，当输入波形的占空比变化时，真有效值转换器的误差虽然也有所变化，但却比精密“MAD”整流器的误差小得多。

带宽考虑因素

到目前为止，我们重点讨论了对直流输入的响应误差，但实际上，真有效值转换器用户最关心的是交流输入。

对于1kHz正弦波输入，在该频率下的读数与和性能与输入直流电压所得到的几乎相同，即1kHz性能非常接近于直流输入的静态误差性能，因此直流测量为确定≈1kHz输入频率时的误差提供了一个方便的途径。但是当输入频率较高时，真有效值转换器的带宽特性成为最重要的因素。如图11、12和13所示，随着输入电平降低，交流带宽减小，这主要是由于绝对值电路的增益-带宽限制引起的。与AD536A相比，AD637和AD636的低电平信号均实现了更高的带宽。AD637在1V及以上电平保持了这一优势，而AD636则仅限于200mV满量程（其低电平带宽大于AD536A，并且可以在最高至1V的超量程范围内工作，但精度有所下降。）

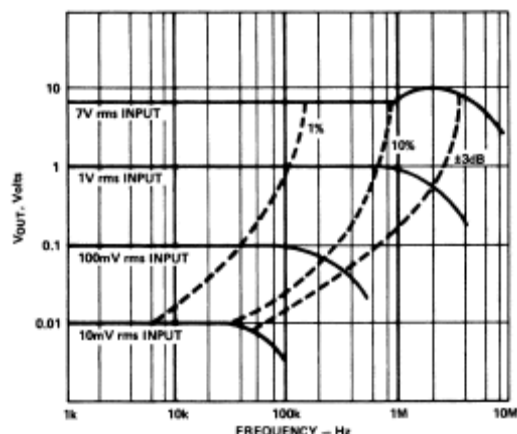


图11. AD536A高频响应

对于特定应用，若要实现最大带宽，所用系统或仪器的输入信号应当被放大（或衰减），使最大真有效值信号电平与真有效值转换器的满量程输入电平一致。AD536A和AD637可以用于最高7V的满量程范围，但是，不过2V满量程范围能够为峰值输入（高波峰因素信号）提供更大的动态余量。这些信号通常会被输入前置放大器的钳位电平限制在 $\pm 12V$ 。AD536A和AD637不会对最高 $\pm 20V$ 信号进行钳位。然而，对于7V rms输入信号，波峰因素仅3时，峰值输入电平为21V，超过了这些器件的负荷！因此，在设计必须处理1V rms以上复杂波形振幅的真有效值测量系统时，务必要谨慎考虑各种因素。

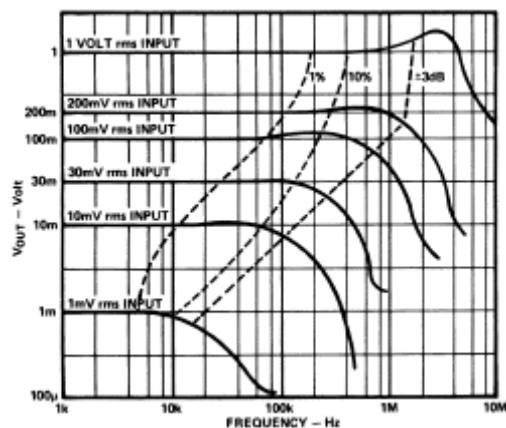


图12. AD636高频响应

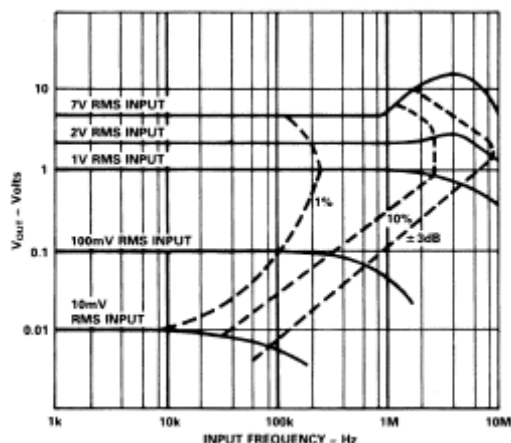


图13. AD637高频响应

外部失调和比例因子调整

简介

对于那些要求失调和比例因子误差尽可能低的应用，推荐使用外部调整。外部失调调整将改善器件的总动态范围，直至达到绝对值部分的输入失调限值为止。对于外部调整方案，推荐使用稳压电源，因为电源波动会影响失调调整的长期精度。

一般来说，外部比例因子调整应当针对特定应用，在预期的满量程真有效值电平进行。但是必须注意，本指南重点介绍的这三款真有效值转换器均在特定输入电平进行内部激光调整。AD536A为7V rms，AD637为2V，AD636为200mV；这些输入电平并不是这些器件能够处理的最大满量程电平。但是，就像工程设计的许多方面一样，真有效值转换器在满量程时的精度与较低输入电平时的最大误差之间存在一个设计折衷点。例如，AD536A的比例因子是在7V rms电平进行预调整。如果在2V rms进行外部调整，则0至2V精度将得到改善，而且如果调整得当，2V rms时将不存在误差；但这样一来，7V rms时的绝对精度就会降低。

AD536A

参考图14，AD536A输出失调整通过调节调整器 R_4 实现，这将导致电流流经电阻 R_3 和 R_2 组成的电阻分压器。电阻 R_2 上产生的综合失调电压加在引脚8处的输出电压上或从中减去。

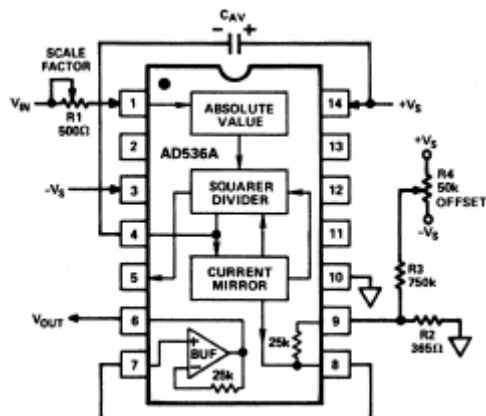


图14. AD536A的外部失调与比例因子调整

通过插入一个与输入端引脚1串联的500Ω微调电位计，来进行比例因子调整。为了补偿串联调整器引起的比例因子减小，将一个365Ω电阻与25kΩ电流镜负载电阻串联，置于引脚9处。这将提高增益，使得调整器设置在其范围中央时，比例因子的变化为零。比例因子调整范围为 $\pm 1.5\%$ 。

AD636

AD636输出失调和比例因子的调整方式与AD536A完全相同，只是外部元件值不同，如图15所示。

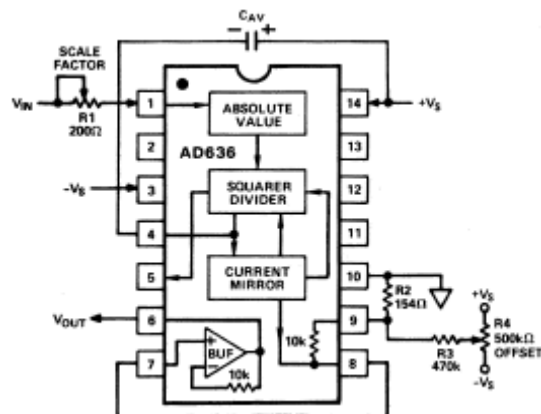


图15. AD636的外部失调与比例因子调整

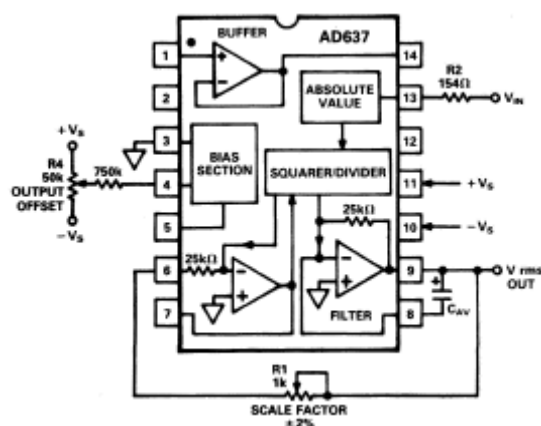


图16. AD637的外部失调与比例因子调整

AD637

图16显示了AD637的外部失调和比例因子连接。比例因子调整需要2个外部元件：一个是比例因子调整器 R_1 ，它位于 V_{OUT} 引脚与分母输入引脚之间，用来降低分母输入电压，从而提高器件的比例因子；另一个是串联电阻 R_2 ，它用来充分降低真有效值转换器的比例因子，使得调整器 R_1 （大约）设置在其范围中央时，比例因子的变化为零。

建议调整程序（全部三款器件）

1. 将信号输入点 V_{IN} 接地，并调节调整器 R_4 ，使输出为0V。或者，也可以在 V_{IN} 上施加最低预期电压，然后调节 R_4 以获得正确的输出值。第二种方法可以在预期输入范围内获得尽可能小的误差，但如果低于此范围，误差将较大。

2. 利用1kHz校准交流电压源，将所需的满量程输入电平连接至 V_{IN} ，然后调节调整器 R_1 ，获得此输出电压，即 V_{OUT} 应等于 V_{IN} 。通过这样调整，1kHz正弦波输入将可获得额定精度，其它输入波形的精度则稍低些。

经过正确的外部失调和比例因子调整后，真有效值转换器的其余误差将与器件的非线性影响有关，但遗憾的是，外部调整无法降低非线性误差（参见真有效值转换器的精度部分）。

滤波器与求平均值

简介

真有效值转换器能够精确测量输入信号中直流和交流两个分量的真有效值。遗憾的是，与所有现实的（非理论上的）测量器件一样，精度需要评定或详细说明。因此，有必要了解这些误差的来源，以便针对特定应用优化真有效值转换器的性能，而且像所有现实系统一样，对一些设计要素需要进行折衷考虑。

求平均值与滤波时间常数

设计中需要决定以下两个重要参数：

1) 选择求平均值时间常数

2) 选择后置滤波时间常数

求平均值时间常数 τ_1 等于：

$$\tau_1 \text{ (单位为秒)} = \frac{0.025 \text{ seconds}}{\mu F} \times C_{AV}$$

对于 $1\mu F$ C_{AV} ， τ 等于：

$$\frac{0.025 \text{ seconds}}{\mu F} \times 1.0\mu F = 0.025 \text{ 秒或25毫秒(ms)}$$

因为求平均值时间是真有效值转换器在计算期间“保持”输入信号的时间，所以它会直接影响真有效值测量的精度。

直流误差与输出纹波

图17所示为采用正弦波输入的真有效值转换器的典型输出波形。实际上，永远都无法真正获得理想值($V_{OUT}=V_{IN}$)，相反，输出中会同时包含直流和交流误差分量。

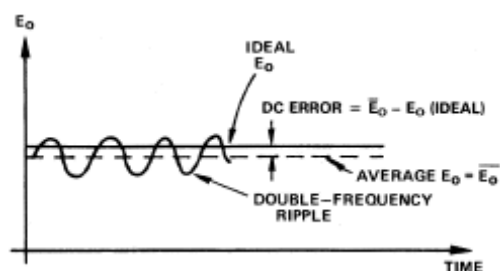


图17. 正弦输入的典型输出波形

对于失调、比例因子和线性度误差可忽略不计的真有效值转换器，直流误差分量为输出信号平均值（图17的平均 E_O 线）与理想输出（理想 E_O ）之间的直流电压差。用数学式表达就是：

$$\text{直流误差 (占读数\%)} = \frac{1}{0.16 + (6.4\tau_1^2 F^2)}$$

$$\text{其中: } \tau_1 = 0.025 \frac{\text{seconds}}{\mu F} \times C_{AV}$$

F = 输入频率 (Hz)

输出误差的交流分量以输出纹波的形式存在，其频率是输入信号频率的2倍（对于对称波形而言）。输出纹波的峰值等于：

$$\text{峰值纹波 } C_{AV} \text{ 仅 (占读数\%)} = \frac{50}{\sqrt{1 + (40\tau_1^2 F^2)}}$$

以图18和图19的电路为例：

60Hz输入频率和 $1\mu F$ C_{AV} 将产生直流误差…

$$\frac{1}{0.16 + (6.4 \times (0.025)^2 \times (60)^2)} = 0.0687\%$$

相同条件下的峰值输出纹波等于…

$$\frac{50}{\sqrt{1 + (40 \times (0.025)^2 \times (60)^2)}} = 5.241\%$$

只需借助低通滤波器，便可轻松消除转换器输出中的交流误差或纹波（参见图25和图26）相比之下，直流误差仅取决于求平均值时间常数，无法通过后置滤波来减小。即使利用非常大的输出滤波器实现完美的平均输出（图17的平均 E_O 线），仍然无法接近理想值，以上实例清楚地说明了这一点。

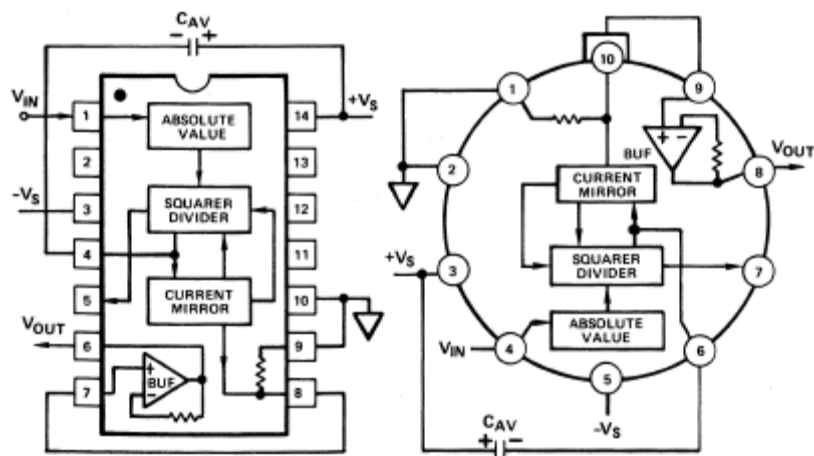


图18. AD536A/AD636标准真有效值连接

请注意，对于频率大于 $1/\tau$ （例如， $\tau = 25\text{ms}$ 时 $\geq 40\text{Hz}$ ）的正弦波输入，直流误差将小于读数的0.2%，并且该误差与 $1/F^2$ 成比例变化。

其实际意义是，当输入频率加倍时，直流误差将降至原值的 $1/4$ ，而且随着输入频率进一步提高，直流误差将变得微不足道。

由于转换器输出中含有两个求平均值误差分量（直流误差和纹波），因此转换器之后器件的确切特性变得很重

要。例如，一些应用对输出纹波完全或基本上不敏感，模拟计量仪表以及在其内部执行硬件或软件平均的计量器件正是这样的例子。对于这类情况，只有直流误差幅度才是重要的。

对于其它器件，例如无内部平均功能的数字仪表，直流和交流误差分量均增加了测量的不确定性，最大不确定性或“求平均值误差”等于输出纹波峰值加上直流误差。

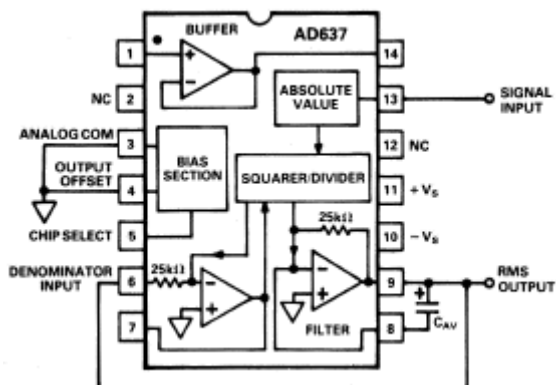


图19. AD637标准真有效值连接

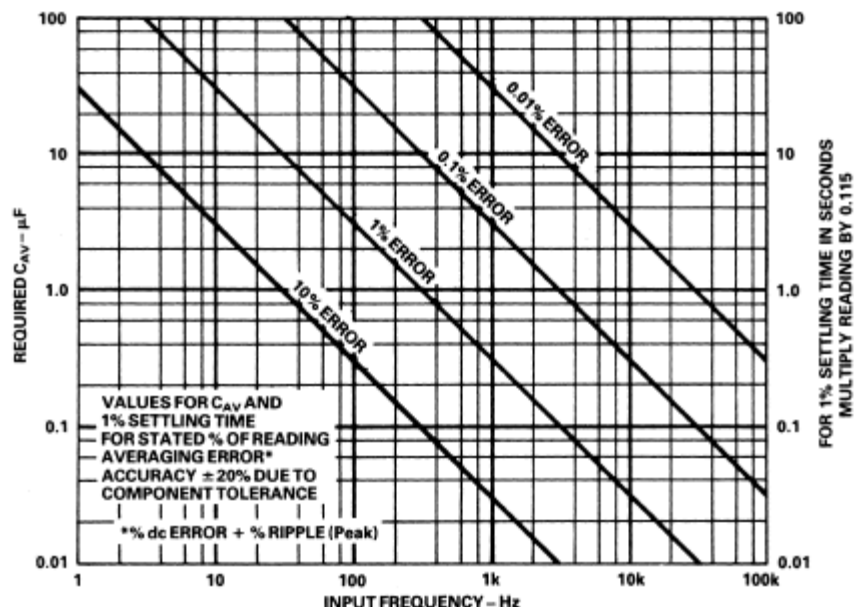


图20. 采用标准真有效值连接的误差/建立时间图

标准真有效值连接

对于图18和图19的标准真有效值连接（无后置滤波），图20给出了针对求平均值误差随频率变化值的实际 C_{AV} 值。标准真有效值连接的优势是只需要一个外部元件。

设计考虑因素——误差与纹波

如上所述，如果转换器之后的器件对纹波敏感，则必须减小纹波，最好至少低于直流误差水平。

比较图21左边的直方条与虚线可以看出，仅使用 C_{AV} 的输出纹波所引起的误差比直流误差大得多。例如，在不使用后置滤波器时，50Hz时的峰值纹波是直流误差水平的63倍，即纹波误差为6.3%，而直流误差为0.1%（二者均为读数的百分比）。

此图清楚地表明，后置滤波器在减小总体求平均值误差方面是有效的。注意：仅使用 C_{AV} 时，输出纹波占求平均值总误差的99%以上；对于 C_2 等于3.3倍 C_{AV} 的单极滤波器，输出纹波与直流误差的比接近于50/50；对于 C_2 、 C_3 等于2.2倍 C_{AV} 的双极滤波器，直流误差是主要的误差源，约占求平均值误差的95%。

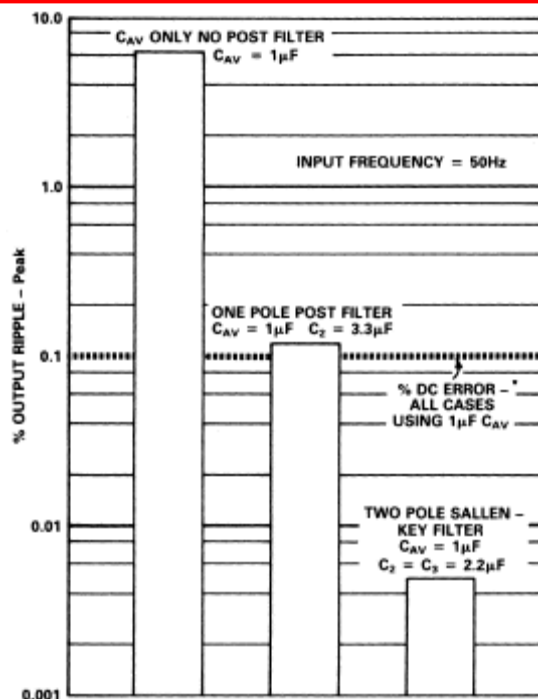


图21. 直流误差水平与纹波振幅水平的对比

——AD536A/AD637（对于AD636，将 C_2 和 C_3 值乘以2.5）

在真有效值转换器的输出中增加一个电容（参见图25和图26，电容值为3.3μF）的话，输出纹波降至0.12%，与直流误差之比仅为原来的约1/53。双极滤波器（如图21右边直方条所示）可以进一步减小纹波（以及求平均值总误差）。当然，将C_{AV}增大53倍至53μF的话，也可以将50Hz纹波降至0.1%水平。但遗憾的是，这样做不仅会使C_{AV}尺寸过大，而且会带来另一个问题——过长的求平均值和建立时间常数（参见下一节关于建立时间的说明）。

滤波与建立时间

建立时间(t_s)定义为真有效值转换器建立在指定的真有效值变化百分比内所需的时间。C_{AV}值与输出建立时间之间的关系由求平均值时间常数决定，增大输入信号和减小输入信号各自所需的建立时间之间是2:1的变化关系。增大输入信号要求2.3倍时间常数或

$$t_s = 2.3 \times (0.025 \frac{\text{seconds}}{\mu\text{F}} \times C_{AV})$$

以建立在真有效值1%的变化范围内。减小输入信号要求4.6倍时间常数

$$t_s = 4.6 \times (0.025 \frac{\text{seconds}}{\mu\text{F}} \times C_{AV})$$

以建立在真有效值1%的变化范围内。

这相当于增大信号时，每μF的C_{AV}需57.5ms建立时间，减小信号时，每μF的C_{AV}则需要115ms建立时间。对于大多数应用来说，应当采用115ms/μF这一数字，从而提供最差情况建立时间。

注意：本应用指南中的公式、图表和计算机程序均以最差情况（或减小振幅情况）建立时间为基础。

建立时间与输入电平——仅限AD536A和AD636

除了增大信号和减小信号的建立时间有2:1的不同之外，AD536A/AD636的建立时间还会随输入信号电平而变化：输入电平减小时，建立时间延长，如图22和图23所示。

注意：AD637建立时间不随输入信号电平而变化，仅取决于C_{AV}值。

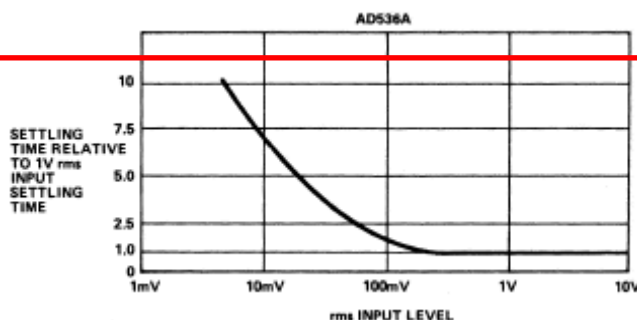


图22. AD536A的建立时间与输入电平关系曲线

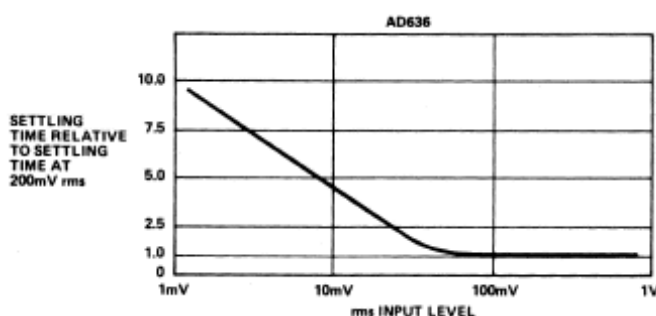


图23. AD636的建立时间与输入电平关系曲线

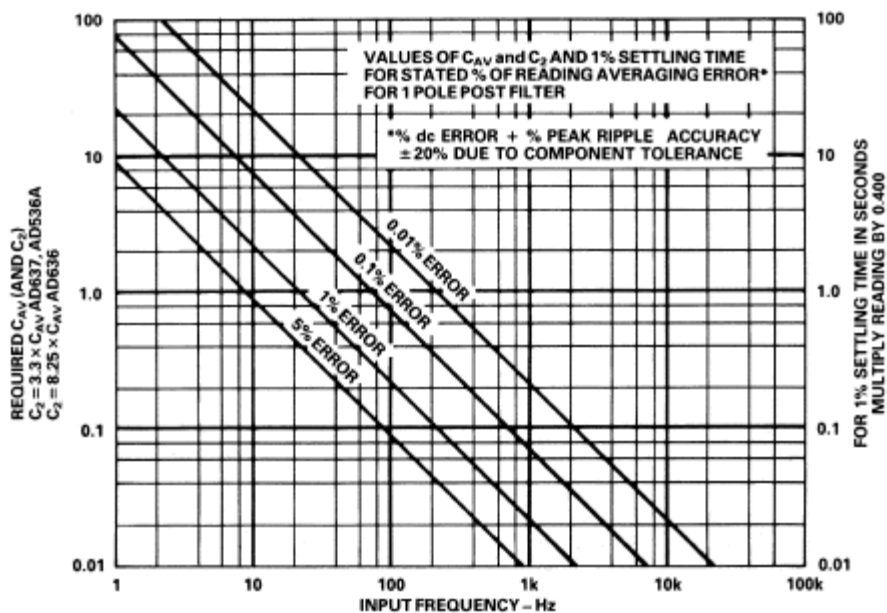


图24. 采用单极输出滤波器连接的误差/建立时间图

用单极输出滤波器减少纹波和总建立时间

对于53μF C_{AV}这一例子，输出建立在1%（真有效值变化）内将需要5.3秒。对于大多数应用来说，选择的C_{AV}值恰好足以在目标最低频率得到所需的最大直流误差，并使用后置滤波以消除过大纹波，这种方式要好得多。对于单极后置滤波器，当C₂值等于C_{AV}值的3.3倍时，就是求平均值误差与建立时间之间的最佳折衷点。图24给出了使用这些比值的建议电容值。额外增加此电容确实会延长建立时间，但与仅使用C_{AV}来减小纹波相比，前者延长的建立时间要短得多。对于单极输出滤波器，最差情况总建立时间等于求平均值与滤波时间常数平方和的平方根。

$$ts = \sqrt{(4.6\tau_1)^2 + (4.6\tau_2)^2}$$

其中：

$$\tau_1 = 0.025 \frac{\text{seconds}}{\mu\text{F}} \times C_{AV}$$

$$\tau_2 = 0.025 \frac{\text{seconds}}{\mu\text{F}} \times C_2$$

$$ts = \sqrt{(0.115)^2 + (0.3795)^2} = 0.39655 \text{秒或} 396.5 \text{毫秒 (ms)}$$

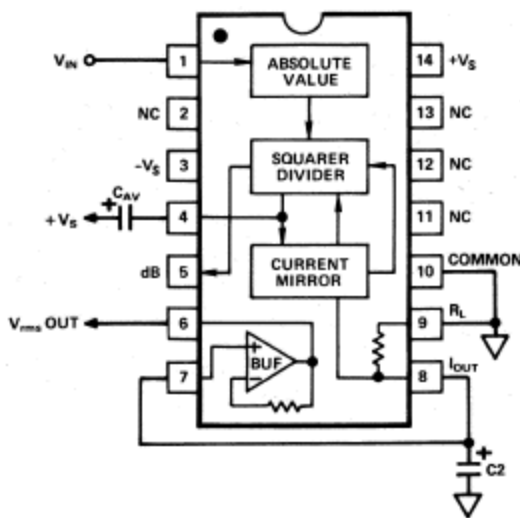


图25. 内置单极输出滤波器的AD536A/AD636

以图25和图26的电路为例，1μF C_{AV}和3.3μF C₂将使得总建立时间为…

$$\tau_2 = 0.025 \frac{\text{sec}}{\mu\text{F}} \times C_2$$

注意：关于利用Apple II计算机自动计算误差、输出纹波和建立时间的程序，请参见附录C。

参考单极点滤波器示例，注意当真有效值转换器后接一个后置滤波器时，假设其建议时间常数为求平均值部分的3.3倍，则后置滤波器在电路总建立时间中占主导地位。当使用双极点输出滤波器，其中各部分的时间常数为求平均值部分的2.2倍（或更大）时，同样会产生这种影响。因此，当使用后置滤波器时，单独确定后置滤波器的建立时间便可估算总建立时间，误差在5%以内。

对于使用 $1\mu\text{F}$ C_{AV} 和 $3.3\mu\text{F}$ C_2 的单极点滤波器情况，输出滤波器的 $t_s = 0.025\mu\text{s} \times 3.3\mu\text{F} \times 4.6$ 倍时间常数 = ~~397.5ms~~ 注意 ~~397.5ms~~非常接近于以上通过求取平方和的平方根而得到的精确值396.5ms。

采用图25和图26的单极滤波器电路的输出纹波计算公式为:

$$\% \text{纹波} = \frac{50}{\sqrt{1+40\tau_1^2 F^2}} \times \frac{1}{\sqrt{1+(40\tau F)^2(\tau_2)^2}}$$

其中: $\tau_1 = 0.025 \frac{\text{sec}}{\mu\text{F}} \times C_{AV}$

表3所示的基本公式,可用于在输入电平以步进改变时,确定真有效值部分建立在新真有效值不同百分比内所需的建立时间常数。括号中的值为线性RC滤波器的建立时间常数。如表中所示,在真有效值转换器的求平均值部分中,增大和减小信号各自所需的建立时间之间存在稳定的2:1差异关系。

基本公式	增大振幅	减小振幅
	$\Delta V \sqrt{1 - e^{-T/RC}}$	$\Delta V \sqrt{e^{-T/RC}}$
规定的新真有效值%内的建立时间		
1%	2.0t (4.6t)	4.6t (4.6t)
0.1%	3.1t (6.9t)	6.9t (6.9t)
0.01%	4.2t (9.2t)	9.2t (9.2t)
()中的值表示线性RC滤波器的建立时间		

表3. 真有效值转换器AD536A、AD636、AD637建立在规定的最终值百分比内所需的RC时间常数(τ)

双极点输出滤波器

再次参考图21，利用图27和图28所示的双极点Sallen-Key滤波器可以进一步减小输出纹波，从而减小求平均值总误差。对这些滤波器中的电阻和电容比进行选择，可以获得巴特沃兹（Butterworth）或平坦的振幅与频率响应关系曲线。

图21显示，采用双极点输出滤波器时，求平均值误差的主导分量是直流误差。实际上，在这种情况下，直流误差要大20倍。双极点Sallen-Key滤波器的纹波输出百分比等于滤波器的纹波输入（来自真有效值转换器输出）乘以Sallen-Key滤波器的转换函数。

%纹波 =

$$\frac{50}{\sqrt{1 + 40\tau^2 F^2}} \times \frac{\left(\frac{1}{\tau_2}\right)^2}{\sqrt{\left[\left(\frac{1}{\tau_2}\right)^2 - (4\pi F)^2\right]^2 + \left(\frac{8\pi F}{\tau_2}\right)^2}}$$

其中：

$$\tau_1 = 0.025 \frac{\text{seconds}}{\mu\text{F}} \times C_{AV}$$

$$\tau_2 = 0.025 \frac{\text{seconds}}{\mu\text{F}} \times C_2$$

$$C_2 = C_3$$

F = 输入信号频率（Hz）

关于利用Apple II计算机自动计算直流误差、纹波、求平均值误差和建立时间的内容，请参见附录C。与其它真有效值连接一样，可通过以下方式确定求平均值误差：计算机程序、直接使用公式，或如本例一样参考图29。

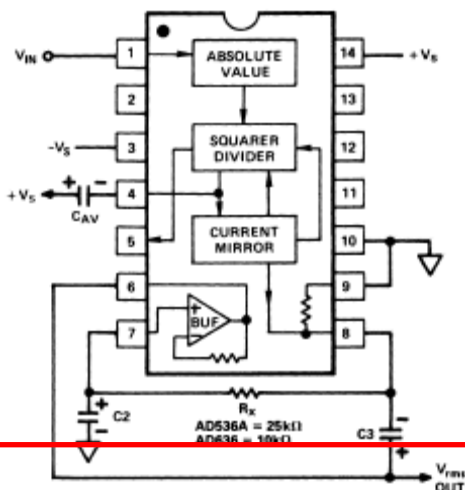


图27. 内置双极点输出滤波器的AD536A/AD636

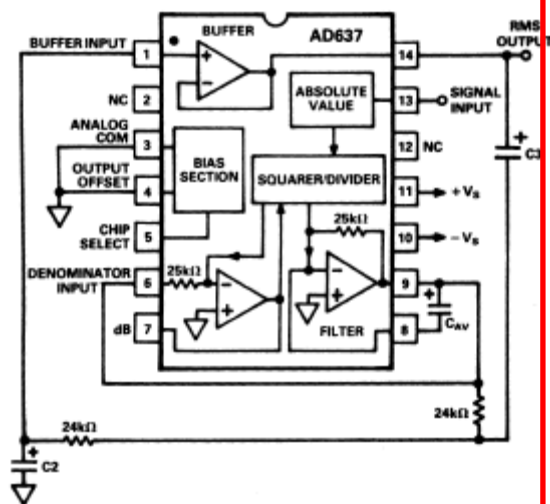


图28. 内置双极点输出滤波器的AD637

双极点后置滤波器电路的1%精确建立时间（最差情况）等于 C_{AV} 引起的建立时间与滤波器各级建立时间的平方和的平方根，即：

双极点输出滤波器 $t_s =$

$$\sqrt{(1.6\tau_1)^2 + (1.6\tau_2)^2 + (1.6\tau_3)^2}$$

其中：

$$\tau_1 = 0.025 \frac{\text{seconds}}{\mu\text{F}} \times C_{AV}$$

其中：

$$\tau_2 = 0.025 \frac{\text{seconds}}{\mu\text{F}} \times C_2$$

其中：

$$\tau_3 = 0.024 \frac{\text{seconds}}{\mu\text{F}} \times C_3$$

注意：与单极点滤波器一样，单独计算后置滤波器的建立时间可非常近似地估算电路建立时间（误差在5%以内）。对于双极点滤波器，它等于任一部分时间常数的1.4倍乘以4.6倍时间常数（ $C_2 = C_3$ 时）。以 $1\mu\text{F}$ C_{AV} - $2.2\mu\text{F}$ C_2 、 C_3 为例，达到1%的近似电路建立时间为： $t_s = 1.4 \times 0.025 \text{ s}/\mu\text{F} \times 2.2\mu\text{F} \times 4.6 = 354.2\text{ms}$ 。

确定真有效值测量系统的综合误差

真有效值电路的最差情况总误差就是所有误差分量的和。为了较准确地估算此综合误差，首先确定是否需要输出滤波器。然后选择适当的 C_{AV} 值（如使用 C_2 和 C_3 值，还有 C_2 和 C_3 值）；查询相应的图表，找到目标最低频率的求平均值误差；将此误差加到“内部（对于外部调整电路则为外部）调整总误差”规格数据中。综合后的误差即为最差情况下系统产生的最大误差，不过大多数情况下性能会更好些。（特别是随着输入频率提高，性能将会持续改善。）

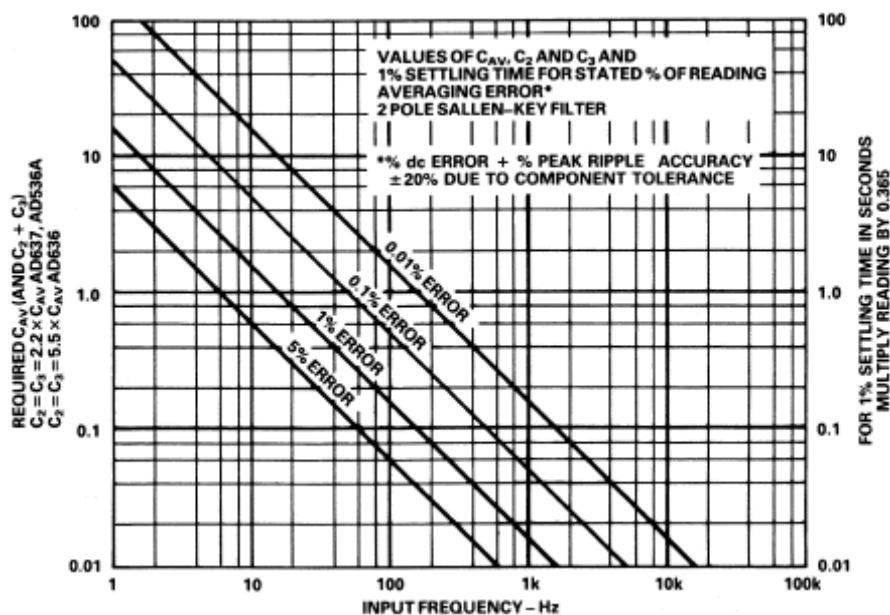


图29. 采用双极输出滤波器的误差/建立时间图

注意：如果上述方法显得有些复杂，请尝试下面的简单实用方法。

选择“J”级器件，获得其“总误差”规格数据，然后再加上1%。如果这样得到的综合误差太大，则改选“K”级器件，或提供条件进行外部调整，并使用改进后的规格数据。查询单极点后置滤波器图表，找到目标最低频率；然后从1%求平均值误差线与频率线的交点处找到 C_{AV} 值。（如果建立时间不成问题，则可用图表上的0.1%求平均值误差线。）

一旦知道 C_{AV} 值，便可以将 C_{AV} 值乘以一个系数得到 C_2 值：AD637和AD536A的系数为3.3，AD636的系数为8.25。系统的总建立时间为右边垂直轴直接穿过 C_{AV} 、 C_2 范围之点对应的时间值。如果发现建立时间值太大，可以通过使用双极后置滤波器来减小（大约30%）。对于这种情况，需要使用双极点滤波器图表，找到 C_{AV} 、 C_2 和 C_3 的新值，以及电路的对应建立时间值。

关于极低频率真有效值测量的具体细节，请参考第37-39页。

用内部缓冲放大器隔离滤波电路

在AD536A/AD636的标准输出配置中，内部缓冲放大器主要用作输出缓冲。使用输出缓冲的明显好处是可以将滤波电路（电容 C_2 和内部负载电阻 R_L ）与真有效值转换器驱动的外部负载隔离开来（参见图27）。除非这些负载具有非常高的阻抗，否则将会对真有效值转换器的比例因子精度和滤波性能产生不利影响。 $10^8\Omega$ 缓冲输入阻抗使输出滤波器可以独立工作，不受任何外部负载影响。

注意：AD637具有低阻抗输出，因此可以不需要内部缓冲放大器。关于使用AD536A或AD636，并将其内部缓冲放大器用作输入缓冲时的设计考虑因素，请参见附录B。

输入波形的对称性、直流失调和占空比对所需C_{AV}值的影响

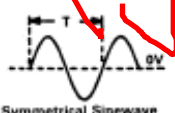
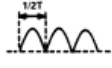
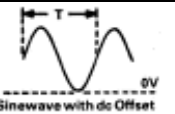
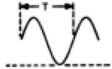

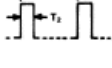

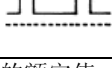
上述有关选择求平均值电容值是基于输入信号为对称（正弦、三角或方形）波形的情况来考虑的。如果给真有效值转换器输入非对称波形或低占空比脉冲序列信号，则所需的求平均值总时间（因而C_{AV}值）将增加。

参考图35便可明白该值增加的原因：如图所示，求平均值发生于C_{AV}端——绝对值电路之后电路中的一点。绝对值电路对输入信号进行全波整流，有效地将输入频率翻倍（如果输入波形为对称波形）。因此，在确定C_{AV}

值时，考虑全波整流之后显示的输入波形很重要。表4说明了这一点，并列出了各种类型输入波形的求平均值时间常数比。此外，还规定了60Hz输入信号的实际元件值。

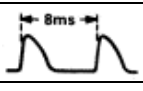
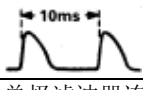
注意：对于非60Hz的频率，电容值可以简单地按比例计算（即30Hz = 2 x 60Hz值，120Hz = 1/2 60Hz值），或使用新的R x C_{AV}求平均值时间常数计算。

表5列出了频率为50Hz和60Hz的SCR型输入波形的实际元件值。

输入波形和周期	绝对值电路波形和周期	最小RxC _{AV} 时间常数	建议C _{AV} 和C ₂ 值（1%求平均值误差、60Hz、T=16.6ms）			1%建立时间
			C _{AV} 计算值	建议的标准C _{AV} 值	建议的标准C ₂ 值	
A  Symmetrical Sinewave 对称正弦波		1/2T	0.33μF	0.47μF	1.5μF	181ms
B  Sinewave with dc Offset 含直流失调的正弦波		T	0.66μF	0.82μF	2.7μF	325ms
C  Pulse Train Waveform 脉冲序列波形		10(T-T ₂)	5.98μF (T ₂ =0.1T)	6.8μF	22μF	2.67sec
D  AC Coupled Pulse Train 交流耦合脉冲序列		10(T-2T ₂)	5.31μF (T ₂ =0.1T)	5.6μF	18μF	2.17sec

以上是AD536A和AD637的额定值。对于AD636，C₂值需再乘以2.5。

表4. 针对各种输入波形的实用电容选型表

输入频率和周期	绝对值电路波形和周期	C _{AV} 值			C ₂ 值(3.3 x C _{AV})			1%建立时间
		针对10倍时间常数的计算值	+ 20% (元件容差)	最接近的标准值	针对10倍时间常数的计算值	+ 20% (元件容差)	最接近的标准值	
60Hz 16.67ms 		3.2μF	3.84μF	4.7μF	10.56μF	12.67μF	15.0μF	1.81sec
50Hz 20ms 		4.0μF	4.8μF	5.6μF	13.2μF	15.8μF	15.0μF	1.84sec

以上值针对单极滤波器连接AD536A、AD637；对于AD636，C₂值需再乘以2.5。

表5. 针对SCR输入波形实现最大1%最差求平均值误差的电容选型表

误差与波峰因素

AD536A

图30提供了AD536A针对1V rms输入信号、波峰因素从1至10（峰值振幅1V）的读数误差百分比。此测试采用矩形脉冲序列（脉冲宽度为100 μ s），因为它是最不利于真有效值测量的波形（所有能量均包含在波峰中）。通过改变占空比和峰值振幅来产生各种波峰因素，同时rms输入振幅保持为恒定的1V。

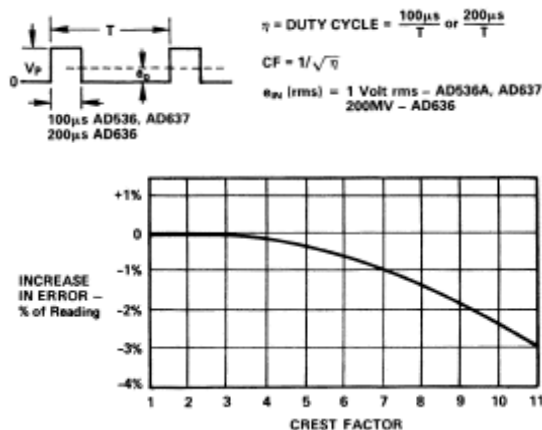


图30. AD536A的误差与波峰因素关系曲线

AD636

图31显示AD636采用200mV rms输入信号时误差与波峰因素的关系曲线。AD636的波峰因素范围为1至7（峰值振幅1.4V）。本例中的脉冲宽度为200 μ s。



图31. AD636的误差与波峰因素关系曲线

AD637

图32显示AD637的误差随波峰因素在图中阴影范围内变化。这种变化由各芯片内部补偿网络的元件容差引起。幸运的是，总体变化相当小。

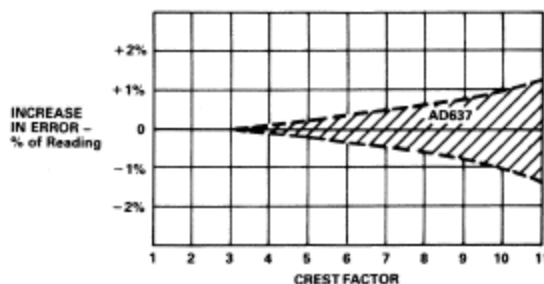


图32. AD637的误差与波峰因素关系曲线

单电源供电

AD536A

AD536A未采用对称电源供电，而是采用低至+5V单极性电源供电。这要求AD536A共模端（引脚10）偏置到接地电压以上，如图33所示。两个电阻R₁和R₂之比在+Vs与接地之间形成分压器。为共模端选择正确的偏置电压，就是在AD536A可以处理而不会予以限幅的最大正输入电压和最大负输入电压之间做出折衷选择。例如，如果电阻R₂较大，引脚10将有效地高出地电平较多。这将增大AD536A的最大负输入电压，同时会减小该真有效值转换器可以处理的最大正输入电压。图33中的R₁和R₂电阻值经过选择，可以在采用+15V电源供电时提供最佳的总体性能，不过为了确保正常工作，引脚10至少应高出地电平+2V。AD536A共用引脚所需的输入电流小于5 μ A，因此可以选择电阻R₁和R₂的值，使得：

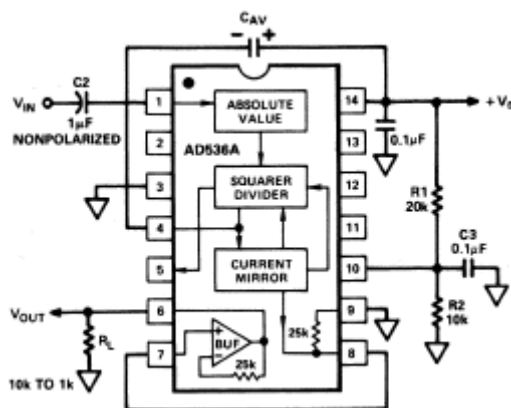


图33. AD536A单电源连接

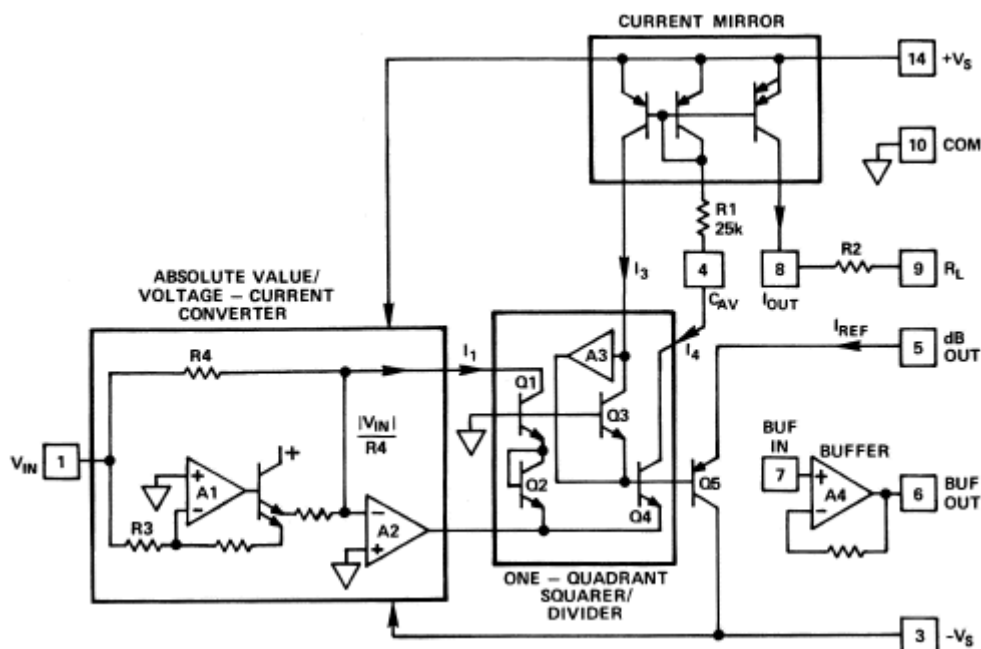


图35. AD536A/AD636原理示意图

Q₅可执行dB操作所必需的多项功能:

1. 通过将两个电流I₃和I_{REF}的对数相减, 执行所需的除法功能。
2. 从Q₃的V_{BE}中减去Q₅的V_{BE}, 以此校正Q₃的结失调和失调电压随温度的漂移。
3. Q₅为dB输出引脚提供必要的电流缓冲。

dB输出端(通过Q₅)的输出电压等于:

$$\begin{aligned} \text{dB输出} &= (V_{BEQ3}) - (V_{BEQ5}) \\ &= \frac{-kT}{q} \ln \frac{I_3}{I_{REF}} U \end{aligned}$$

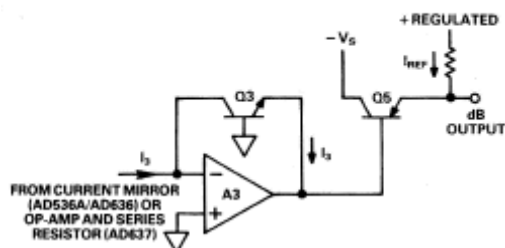


图36. AD536A、AD636和AD637真有效值转换器的dB输出电路原理示意图

注意: U代表Q₅与Q₃的发射极饱和电流之比, 还代表Q₅(PNP型晶体管)的V_{BE}对Q₃(NPN型晶体管)的V_{BE}的不完全跟踪。幸运的是, 对于大多数实际应用, 只要I_{REF}用作基准电平, 而不是用作信号输入, 此跟踪误差便可忽略不计。

I₃每改变1dB, dB输出便产生大约3mV的输出电压; 若要用于大多数应用, 需要对它按比例调整和温度补偿(之所以需要温度补偿, 是因为虽然已经减除Q₃的失调漂移部分, 但 $\frac{KT}{q}$ 引起的3300ppm/°C温度漂移仍然存在)。下面将详细说明这些要求。

AD536A/AD636温度补偿

当温度系数为0.03dB/°C时, 工作温度在±10°C范围内变化, dB输出的总误差为±0.3dB。在许多情况下, 这一精度是令人满意的。但是, 对于要求更严格的应用, 则需要增加外部温度补偿电阻。

图37所示的温度补偿电路利用两个串联电阻的平均温度系数来产生所需的3300ppm温度补偿。这些电阻置于dB输出引脚与比例因子放大器AD741的求和点之间, 在温度发生变化时, 可改变电路的比例因子。

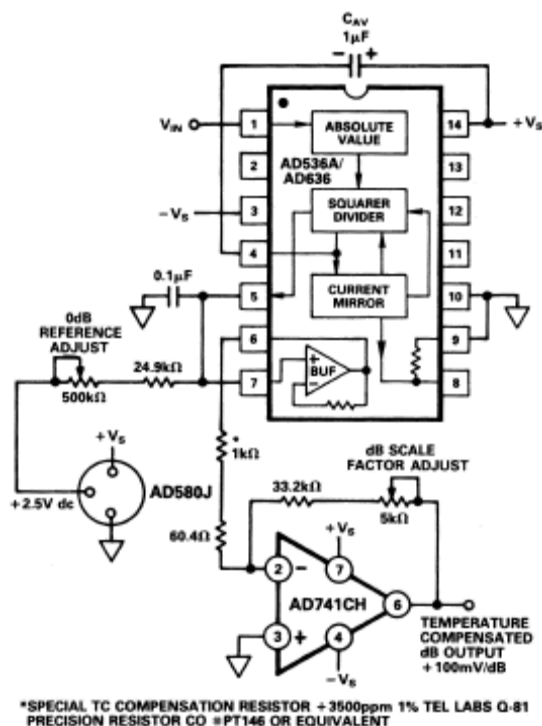


图37. AD536A/AD636的温度补偿dB输出电路
1kΩ + 3500ppm/°C (± 300ppm) TC电阻与60.4Ω 1%

金属薄膜电阻串联在一起，刚好构成所需温度系数(TC)的1.06kΩ + 3300ppm电阻。金属薄膜电阻为±50ppm，与+3500ppm/°C电阻相比，可视为“零”TC（温度系数）。因此，金属薄膜电阻将按其电阻比值降低TC电阻+3500ppm/°C，本例中为6.04%。

$$\frac{60.4\Omega}{1000\Omega} \times 100\% = 6.04\% \quad 3500\text{ppm} \times 0.94$$

$$(94\%) = 3290\text{ppm}/^\circ\text{C}$$

AD637温度补偿

图38所示的方案与图37中的电路基本相同。两种电路中，输出放大器增益均设置为输出电平每改变1dB时，可提供100mV输出。

此电路优于图37中的电路，在1V rms输入电平时，-3dB带宽为4MHz。它在+10dB至-60dB(±2.5dB)的70dB范围内工作，0dB基准值对应1V rms。可利用500kΩ 0dB微调筒(trimpot)，在标称1V rms的±10dB范围内调节0dB基准点；但是，如果需要更高分辨率（采用0dB = 1V rms），则可用100kΩ微调筒代替。

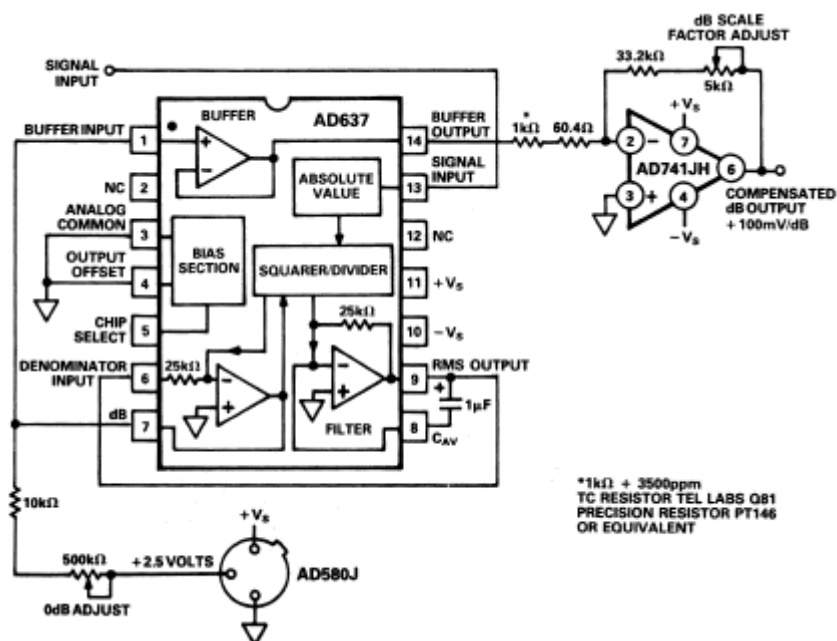


图38. AD637的温度补偿dB电路

电容 C_4 是真有效值转换器的求平均值电容。转换器的输出电压可与带隙基准电压源AD580提供的固定基准电压相比较。AD741用作积分器/比较器放大器，其输出电压则用来设置乘法器AD534的增益。AD741放大AD536A的真有效值输出电平与通过输出电平控制 R_6 获得的预设直流电压之间的电压差。经过运算放大器反馈环路中 C_2C_3 与 R_3 的串联/并联RC组合所设置的延迟时间后，此放大输出电压出现在AD741的引脚6。两个二极管 D_1 和 D_2 确保AD741的输出不会变为负值；负输出将会使控制环路的相位改变 180° 。

性能数据

所有测量均在300mV阈值和1V输出电平条件下进行。注意：不同类型波形的波峰因数可能相差甚远，因此，即使这些波形的真有效值电平相同，其峰值也可能有很大差异。由于放大器过载由信号波形的峰值引起，因此本电路及音频AGC放大器中的所有电压规格均以峰峰值给出。

输入范围：300mV至28V (40dB)

频率响应：10Hz至400kHz（300mV输入），DC至1MHz（1V输入）

信噪比：65dB

电平增高/保持时间：100ms

音频RMS-AGC放大器

简介

下面介绍一种音频放大器，它加入了平滑的声音自动增益控制，具有逐渐发挥作用的阈值电平。这种电路通过慢慢加入AGC的功效，可消除大多数压缩放大器常有的砰然声（图42）。

该设计为输入范围控制、压缩度控制和输出电平控制提供了极大的灵活性。

电路描述（参见图41）

经过 R_4 调节的音频输入信号，由工作增益为21的运算放大器AD544放大。AD544的电压输出驱动受控增益级——模拟乘法器AD534。与该乘法器的引脚2串联的 $2.49k\Omega$ 电阻可在 $2k\Omega$ 至 $3k\Omega$ 范围内变化，以便在带宽与信噪比之间达到最佳平衡。此电阻可设置模拟乘法器的增益与带宽之间的折衷点。

乘法器的输出与信号输出插孔及真有效值（RMS-DC）转换器AD536A进行交流耦合。该真有效值转换器的电流输出则驱动比较器/放大器 IC_4 ，后者起到电流电压转换器的作用。该比较器的输出为正电压，因真有效值转换器输出而减小，从而降低乘法器的增益。电阻二极管网络 D_4/R_7 与 D_5/R_8 可防止比较器的阈值点突变。电路的电平增高/释放时间主要由电容 C_5 、 C_6 和电阻 R_7 决定，电阻 R_8 也起到一定的作用。二极管 D_1 、 D_2 和 D_3 则可防止电压瞬变造成乘法器门锁。0-50 μA 模拟电流计监视AGC动作的程度。

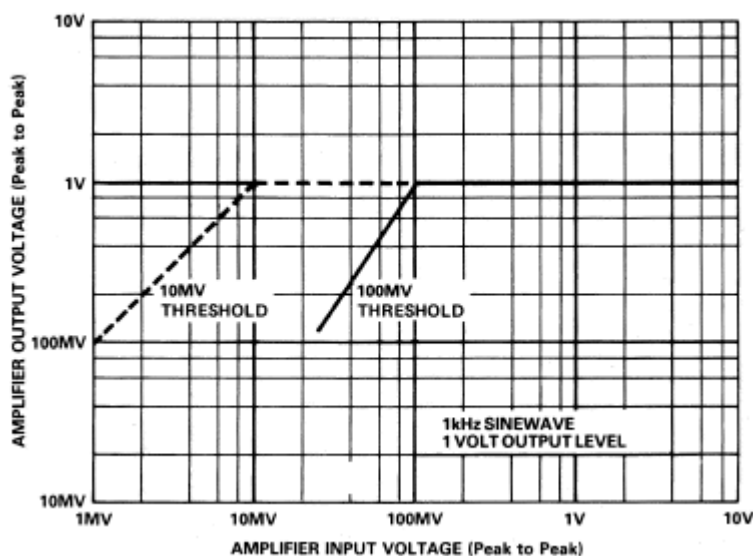


图40. 输入与输出关系曲线——RMS-AGC放大器

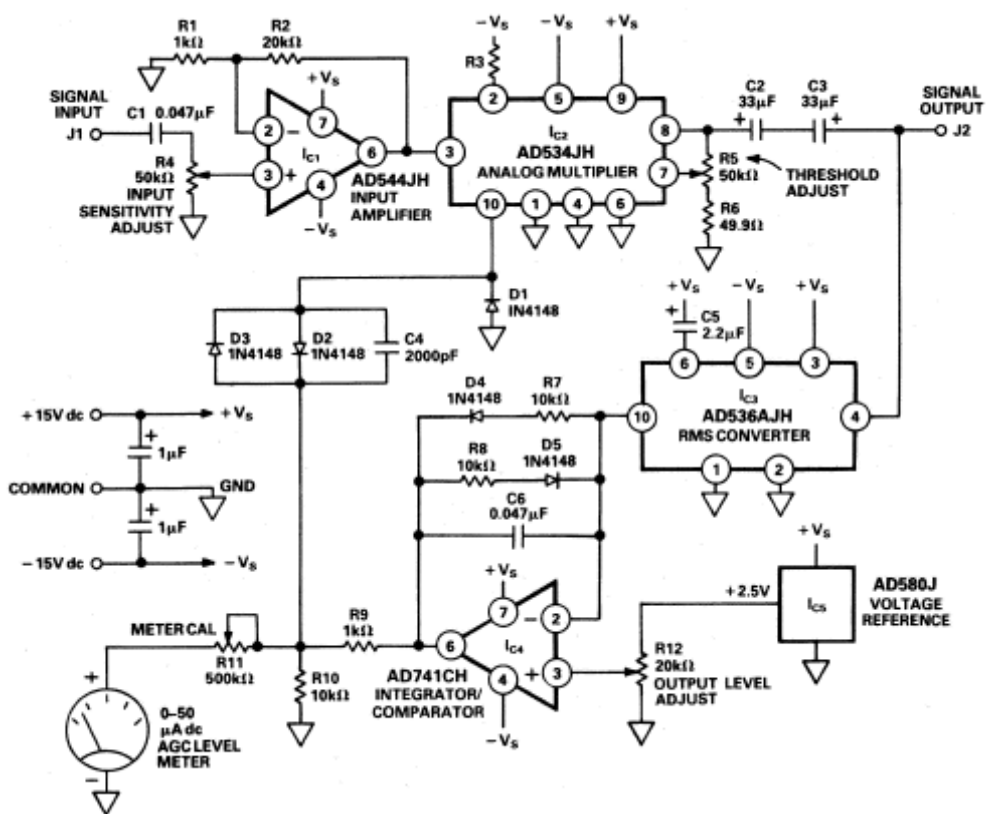


图41. 音频RMS-AGC放大器

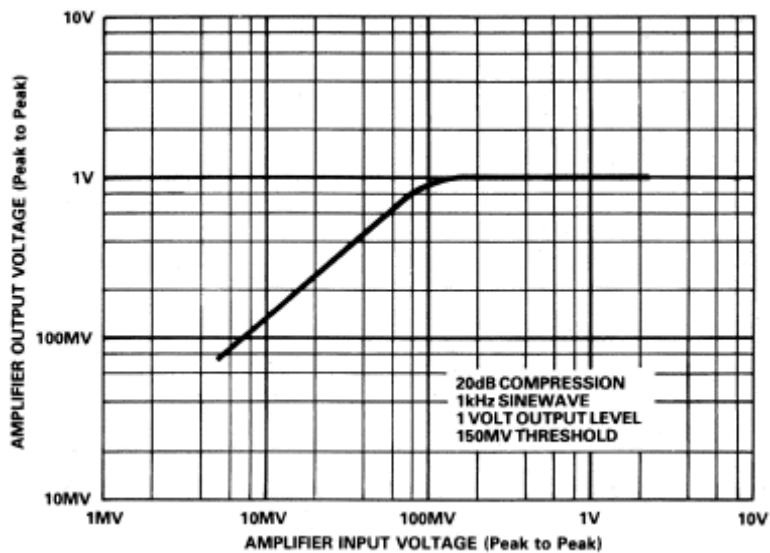


图42. 输入与输出关系曲线——音频RMS-AGC放大器

性能数据

所有电压均为峰峰值

输入范围: 150mV至10V

输出电平范围: 0.5V至2.5V (峰峰值, 可变)

压缩: 0dB至26dB (可变)

阈值电平: $\pm 150\text{mV}$ 至1.6V

频率响应

10dB压缩

50Hz至65kHz (0.5V峰峰值输入)

50Hz至100kHz (1.0V峰峰值输入)

70Hz至160kHz (1.65 V峰峰值输入)

20dB压缩

70Hz至75kHz (0.5V峰峰值输入)

70Hz至120kHz (1.0V峰峰值输入)

100Hz至160kHz (1.5V峰峰值输入)

采用1V峰峰值输入和1V峰峰值输出电平

电平增高时间: 250ms, 释放时间: 80ms

信噪比

10dB压缩: 51 dB; 20dB压缩: 45dB

最佳输出电平: 1V峰峰值

总谐波失真: 0.30%

若要调节放大器, 首先将1kHz的1V峰峰值正弦波作用于输入插孔J₁。调节R₄, 以便在乘法器的输入端(I_{C2}的引脚3)获得2.5V峰峰值正弦波。将R₅调至中间位置。然后, 调节输出电平控制电阻R₁₂, 获得所需的标称1V峰峰值输出电平。再次调节R₅, 这次是为了获得所需的压缩度。用微调电位器R₁₁调节输出电平表的振幅。使用AGC放大器时应注意, 要确保输入不会过载(避免对信号限幅)。

仪器仪表

真有效值数字式面板表(DPM)

低成本真有效值数字式面板表(DPM)

这种低成本DPM(图43)具有直接读取真有效值、高阻抗缓冲输入、四个输入范围和元件数量最少等特点。该DPM采用5V单电源供电, 所需总电流为100mA。

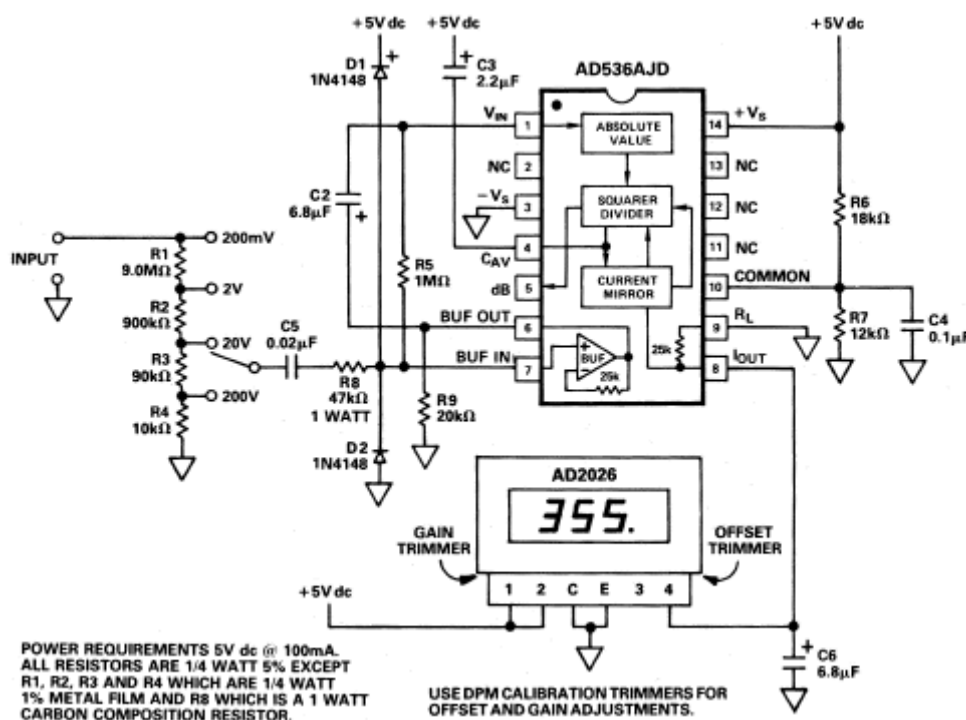


图43. 低成本真有效值DPM

该器件的输入电路由 $10\text{M}\Omega$ 输入衰减器和开关 S_1 组成，后者用来选择所需的满量程输入范围。电容 C_5 对真有效值转换器内部缓冲放大器的输入（AD536A的引脚7）进行交流耦合，电阻 R_8 与二极管 D_1 、 D_2 提供输入电路保护。缓冲器的输出（引脚6）与真有效值转换器的输入（引脚1）交流耦合。电阻 R_5 为缓冲器的输入偏置电流提供“自举”回路，但它不会影响DPM输入阻抗，因为缓冲器是单位增益跟随器，并且引脚1和引脚7的电位相同（参见附录B）。电阻 R_9 用作缓冲放大器输出的负载电阻，同时电阻 R_6 和 R_7 提供“浮动”接地，以便采用单电源供电。电容 C_4 使AD536A的COMMON引脚10保持交流接地。

真有效值转换器的输出（AD536A的引脚8）由电容 C_6 进行低通滤波，然后驱动DPM AD2026。该真有效值测量仪利用DPM的内部校准调整器进行失调和比例调节。

AD2026提供采用交流线路供电的版本，它允许电路利用DPM自身提供的电源工作，从而无需使用5V外部电源。

便携式高阻抗输入真有效值DPM和dB计电路

这种高质量DPM/dB计只需要两个集成电路，还有支持电路及一个液晶显示器。

与低成本DPM一样，便携式DPM的电压输入经过 $10\text{M}\Omega$ 输入衰减器后提供给AD636的引脚7。缓冲器的输出（引脚6）与真有效值转换器的输入（引脚1）交流耦合。电阻 R_6 提供一个“自举”电路以保持高输入阻抗。真有效值转换器的输出通过线性/dB开关来选择，引脚8用于线性输出，引脚5用于dB输出。所选输出从线性/dB开关经过低通滤波器 R_{15} 、 C_6 提供给DPM芯片的输入。（DPM芯片为7106型模数转换器。）AD589提供稳定的1.2V基准电压，可为校准电路提供参考。

若要校准该测量仪，首先需调节调整电位计 R_9 以获得0dB基准点，然后设置 R_{14} 得到dB比例因子，最后调节 R_{13} 以设置线性比例因子。便携式DPM采用标准9V晶体管收音机电池供电，典型总功耗为2.9mA。此电路利用低功耗真有效值转换器AD636来延长电池寿命，并可提供200mV满量程灵敏度。AD636在200mV rms输入时的精度和带宽均优于AD536A（AD536A需要增益为10的前置放大器才能在这些电平条件下取得类似的效果）。

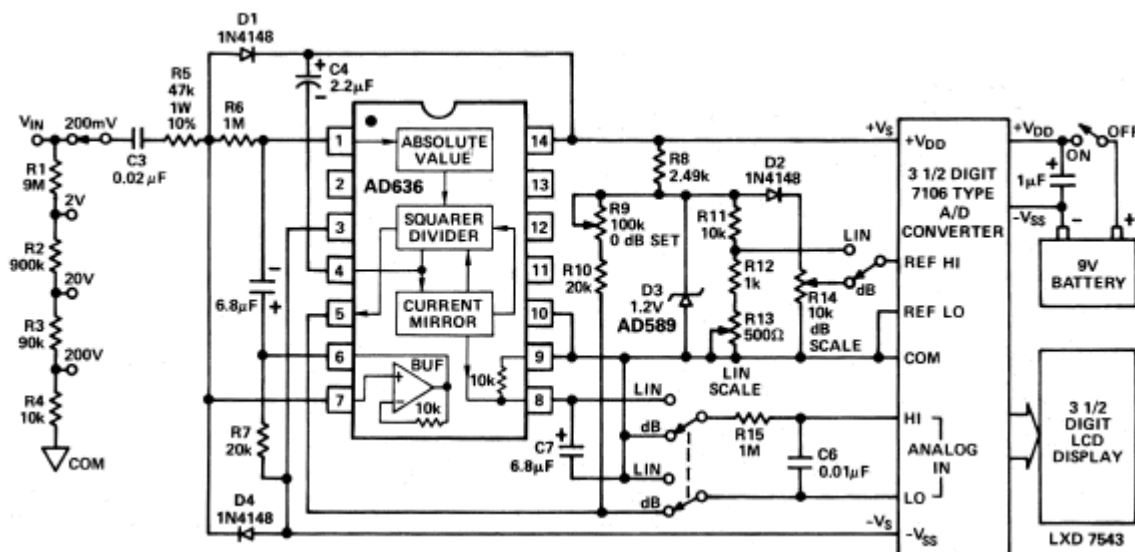


图44. 便携式高Z输入、真有效值DPM和dB计电路

低功耗、高输入阻抗dB计

简介

此处介绍的便携式dB计电路融合了真有效值转换器AD636、基准电压源AD589和低功耗运算放大器 μ A776的功能。而且价格较低,大约25.00美元。这款dB计提供极佳的带宽和出色的高、低电平精度,同时采用标准9V晶体管收音机电池供电,功耗极低。

在该电路中，AD636的内置缓冲放大器用作“自举”（参见附录B）输入级，可将一般为 $6.7\text{k}\Omega$ 的输入Z提高到大约 $10^{10}\Omega$ 输入阻抗。

电路描述

输入电压 V_{IN} 通过 C_4 进行交流耦合,同时电阻 R_8 与二极管 D_1 、 D_2 一起提供高输入电压保护。

缓冲器的输出（引脚6）通过电容 C_2 与真有效值转换器的输入（引脚1）交流耦合。电阻 R_9 连接在缓冲器的输出（A类输出级）与负电源电压之间，以提高缓冲放大

器的负输出摆幅（参见附录B）。电阻 R_1 是放大器的“自举”电阻。

对于此电路，将“地”设置在电池正负极之间的一点，便可实现单电源供电。具体实现过程如下：电池正极提供250μA电流，流经电阻R₂，再经1.2V带隙基准电压源AD589，最后通过电阻R₁₀返回电池的负极。这使得地电压比电池正极低1.2V + 3.18V (250μA × 12.7kΩ) = 4.4V，比电池负极高5.0V (250μA × 20kΩ)。旁路电容C₃和C₅使电池两端保持对地低交流阻抗。带隙基准电压源AD589提供1.2V稳压基准电压，它与电阻R₃、微调电位计R₄一起设置0dB基准电流I_{RFF}。

通过运算放大器 $\mu A776$ ，dB输出（AD636的引脚5）的3mV/dB比例因子变成更方便的10mV输出/dB输入。电阻 R_{11} 将放大器的静态电流设置为100 μA 。温度补偿通过电阻 R_6 和 R_7 的串联组合提供，这两个电阻一起构成2.1k Ω + 3325ppm/ $^{\circ}C$ TC等效电阻（参见dB输入支持部分）。

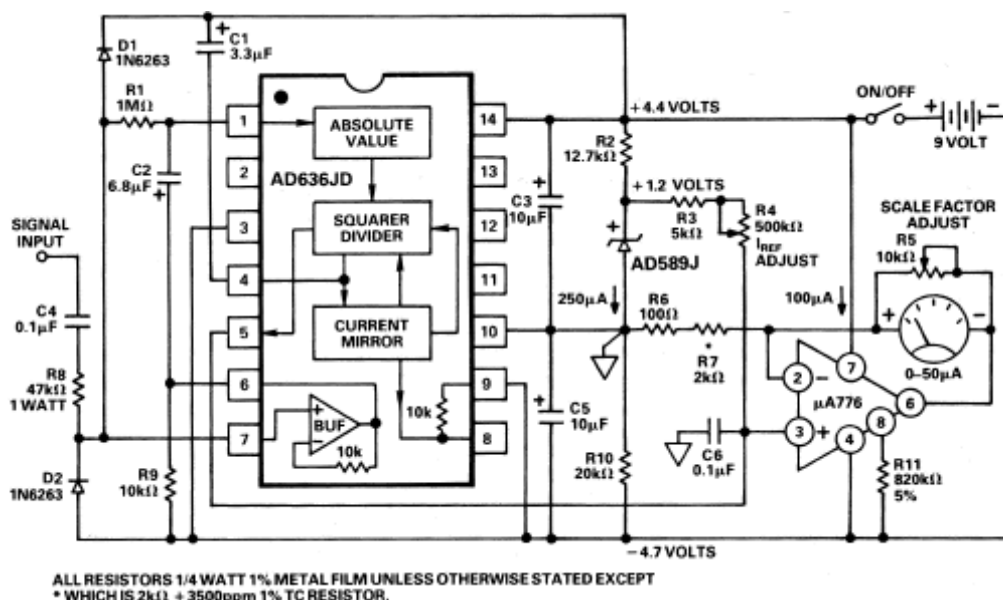


图45. 低功耗、高输入阻抗dB计

性能数据

0dB基准范围 = 0dBm (770mV)至-20dBm (77mV) 真有效值

0dBm = 1mW (600Ω)

输入范围($I_{REF} = 770\text{mV}$) = 50dBm

输入阻抗 = 约 $10^{10}\Omega$

V_{SUPPLY} 工作电压范围: +5 V至+20V (直流)

$I_{QUIESCENT} = 1.8\text{mA}$ (典型值)

1kHz正弦波、9V直流电源时的精度:

0dB至-40dBm: $\pm 0.1\text{dBm}$

0dBm至-50dBm: $\pm 0.15\text{dBm}$

+10dBm至-50dBm: $\pm 0.5\text{dBm}$

±3dBm频率响应:

输入

0dBm = 5Hz至380kHz

-10dBm = 5Hz至370kHz

-20dBm = 5Hz至240kHz

-30dBm = 5Hz至100kHz

-40dBm = 5Hz至45kHz

-50dBm = 5Hz至17kHz

电池寿命

使用标准250mA/小时、9V晶体管收音机电池, 在测量仪一直打开的情况下, 正常的电池寿命为100小时至150小时。使用2500mA/小时汞电池组可以将电池寿命延长10倍, 使电路可连续工作约两个月。Eveready N88等9V镍镉充电电池可以通过太阳能进行充电, 使用这种电池可实现免维护操作。由于仅需约1.8mA的静态电流, 因此这种测量仪非常适合更换电池不便、成本较高的许多偏远地点应用。

校准

1. 首先采用音频振荡器提供、具有所需0dB振幅的1kHz正弦波校准0dB基准电平。它可能是0dBm (770mV真有效值- 2.2V峰峰值)至-20dBm (77mV真有效值 - 220mV峰峰值)之间的任何值。调节 I_{REF} 校准调整器, 以便在模拟测量仪上获得零值。
2. 最后一步是校准测量仪的比例因子或增益。输入一个设定0dB基准以下-40dB的信号, 并调节比例因子校准调整器, 在模拟测量仪上获得40μA读数。

补充说明:

此测量仪提供最高200V直流输入电压保护, 输入阻抗为10,000MΩ。因此, 对于器件可能会遇到各类输入信号且要求极低功耗的大多数便携式应用而言, 此测量仪明显优于图37和图38中的电路。

注意: 为了获得最佳分辨率, 应当选择实际尺寸最大的模拟表头与此电路一起使用。

此电路的温度补偿电阻可从以下公司购得: *Tel Labs Inc*, 154 Harvey Road, P.O. Box 375, Londonderry, NH 03053, 型号: Q332A 2kΩ 1% +3500ppm/°C; *Precisian Resistor Company*, 109 U.S. Highway 22, Hulsideside, NJ 0720S, 型号: PT146 2kΩ 1% +3500ppm/°C。

调制解调器线路监控器

这是一种电话线路dB计和线路电压传感器, 用于精确监控和调节电话信号电平。该器件具有一个600Ω线路端子和一个电压传感器, 可用来检测线路上的直流电压。接通后, 线路端子还能使电话线路对电话交换系统显示忙碌状态, 从而使受测量的线路不受响铃电压(90V@20Hz)影响。用户可以按前面板上的校准开关, 自行检查测量仪的校准情况。

输入信号经 C_1 交流耦合, 并经过 R_1 提供给AD536A的引脚1。二极管 D_1 、 D_2 与电阻 R_1 一起保护AD536A的输入不受电压尖峰影响, 电容 C_2 和电阻 R_1 则构成低通滤波器。

AD536A引脚5的dB输出直接提供给缓冲放大器的输入。零调节调整器 R_5 和电阻 R_4 通过调节基准电压源AD580的失调电流, 设置模拟测量仪上的0dB点。电阻 R_9 和 R_{10} 构成分压器, 使AD536A的共用引脚电压“浮动”至地电压以上, 以便采用单电源供电。

电容 C_4 是求平均值电容, 而电容 C_5 和 C_6 则用于电源旁路。缓冲放大器的dB输出(AD536A的引脚6)经过仪表校准调整器 R_7 和电阻 R_6 后, 接到一个50-0-50μA模拟测量仪。电阻 R_8 提供至地的回路。

若要校准, 首先需按校准开关, 然后施加所选的0dB电平, 调节 R_5 , 将仪表置中处于零值。最后将输入信号减小30dB, 并调节 R_7 以获得-30dB。

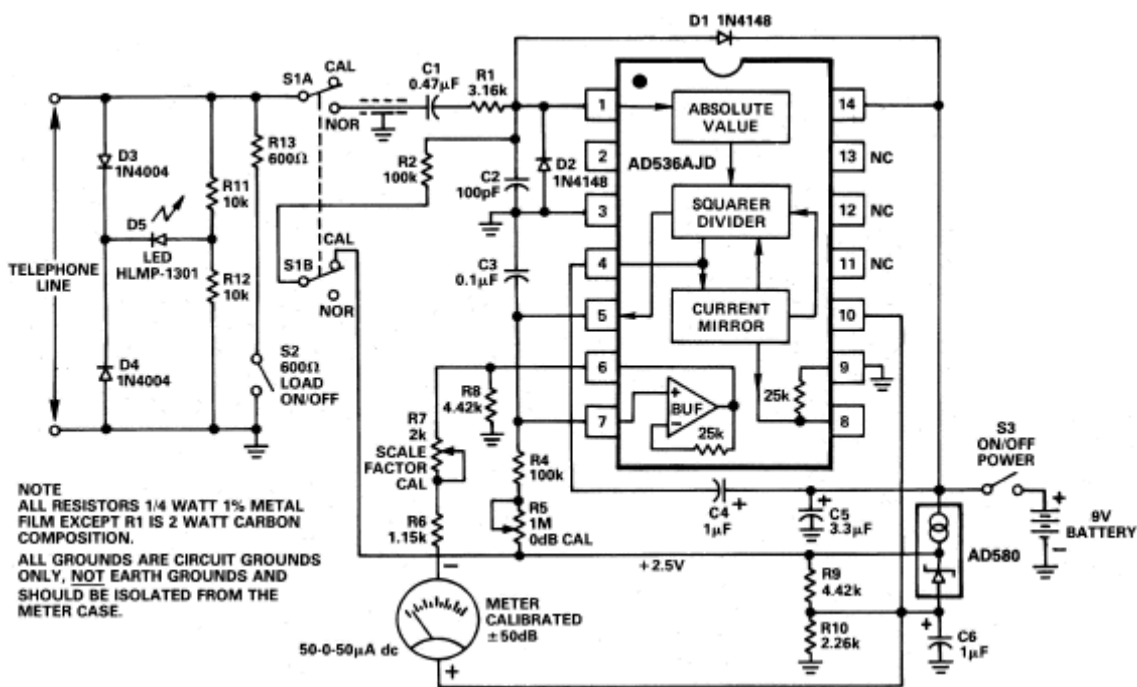


图46. 调制解调器线路监控器——电话线路dB计

数据采集

可编程增益真有效值测量系统

简介

对振幅变动的复杂波形进行真有效值测量，一般要求高质量的补偿输入衰减器。相比之下，图47所示的可编程增益真有效值前置放大器电路将双极场效应晶体管运算放大器AD544用作反相输入缓冲，具有四个远程可切换的增益范围：200mV、2V、20V和200V满量程。缓冲反馈环路中的增益切换电阻允许使用低压CMOS多路复用器，来远程控制（可能的）高压输入信号的增益。前置放大器的输入在全部范围内都得到了很好的保护，最高可处理500V峰值输入电压。

电路描述

输入信号连接至输入插孔J₁，电阻R₁与二极管D₁、D₂构成放大器的输入保护电路。只要AD611引脚2的电压比任一电源电压大二极管V_{BE}以上，这两个二极管就会导通。电容C₁用来防止高频滚降，1MΩ输入电阻和AD544求和点处的杂散电容形成的R/C时间常数会引起高频滚降。AD7503 CMOS多路复用器针对各增益切换

相应的反馈电阻，将该电阻连接在运算放大器输出（引脚6）与其求和点（引脚2）之间。

电容C₄至C₇为补偿电容，调节这些电容可以在各增益设置获得平坦的响应。A₀、A₁和A₂是三根地址线，用于选择所需的前置放大器输入范围。R₄、R₆、R₁₀和R₁₂是各所选增益的增益校准控制元件。运算放大器AD611的输出通过真有效值转换器AD536A，转换为相应的真有效值等效电压。

性能数据：

输入范围：200mV、2V、20V、200V rms

-3dB带宽

200mV	≥4kHz*
2V	600kHz
20V	1.5MHz
200V	600kHz

*带宽会随AD7503引脚9的不同杂散电容程度而变化。

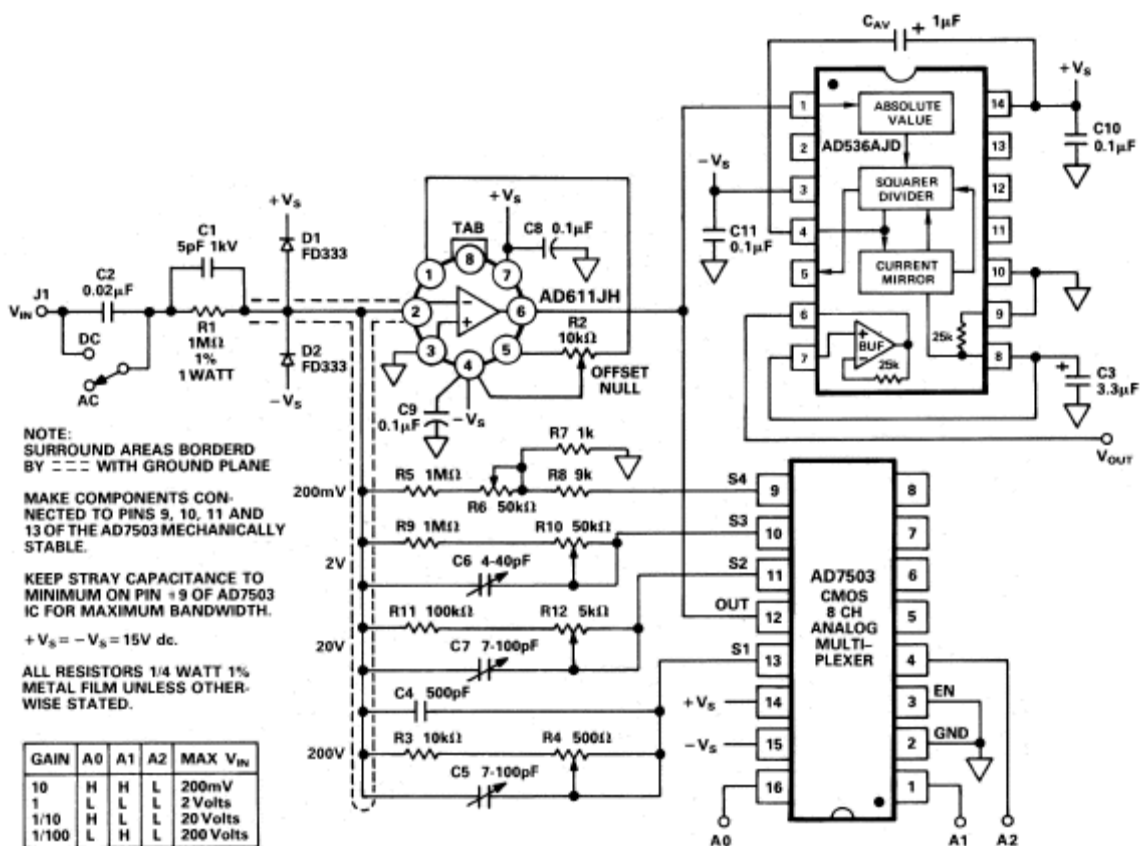


图47. 可编程增益真有效值测量系统

放大器输入参考噪声: 2V范围360 μ V (真有效值), 信噪比: 75dB。真有效值转换器建立时间: 397ms (建立在输入真有效值电平变化1%内)。电源要求: +5V直流 (14mA), \pm 15V直流 (3mA)。

注意事项

为了实现最大带宽和最小输入电流, AD544求和点 (引脚2) 处的电容必须保持最小, 并且电路中所有与之相连的点都应采用特氟龙材料予以绝缘, 或用接地护环包围起来。护环可以确保电源引脚或其它地方的泄漏电流返回至地, 而不会流至求和点。

请注意安全, 由于输入插孔中可能存在致命电压 (200V真有效值), 因此应做好输入插孔及相关线路的绝缘工作。

校准

应针对每个增益设置地址线A₀、A₁和A₂。校准调整电位计R₄、R₆、R₁₀和R₁₂应单独调节, 使各范围均能获得正确的增益。

补偿电容C₅、C₆和C₇必须在每个范围进行调整以达到平坦相应, 这可以通过用可变频率正弦波作为输入信号, 然后用示波器监视AD544的输出 (引脚6), 或使用与真有效值转换器的输出相连的数字电压表直流量程进行调节。

用真有效值仪表放大器进行低电平真有效值测量

简介

与采用运算放大器在标准反相或同相模式下进行“非平衡”测量相比, 利用仪表放大器(IA)进行差分测量可以使低电平信号检测更简单、精度更高。请看图48的电路示意图, 从多个角度看, 非平衡输入前置放大器在辨别输入噪声方面都会受到严重影响。除非输入电压V_{IN}是一个完全浮动源, 否则由于共模电压V_{CM}的影响, 将难以干净地放大输入信号。

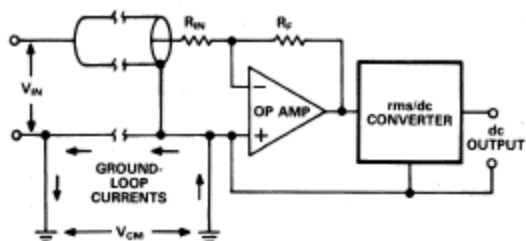


图48. 非平衡系统的噪声

本系统中，信号环路和接地环路电流均在屏蔽线路中流动，接地环路电流会叠加到系统噪声中。这种叠加噪声会使低电平测量无效。与运算放大器相比，仪表放大器是一个“增益模块”，可测量两路输入间的电压差。这种差分或平衡测量方法赋予仪表放大器一些独特的优势，使其在许多低电平应用中都优于标准运算放大器。

在图46所示的平衡测量系统中，屏蔽线路不输送输入信号电流，仅起到屏蔽作用。如果存在任何接地环路电流，都将返回共用引脚，而不会叠加到系统噪声中。输入线路拾取的任何噪声都将是“共模”噪声，并将由仪表放大器抵消。（ $V_{out} = ((+V_{IN}) - (-V_{IN})) \times GAIN$ ）

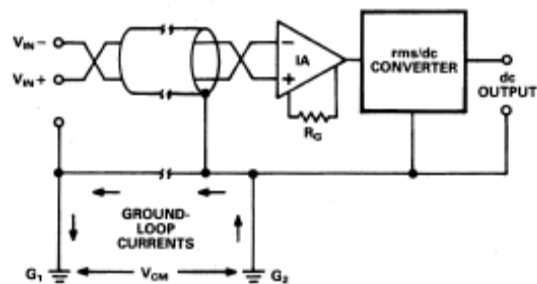


图49. 平衡系统的噪声

电路描述

图50所示的真有效值转换器仪表放大器方案采用双核仪表放大器AD524。

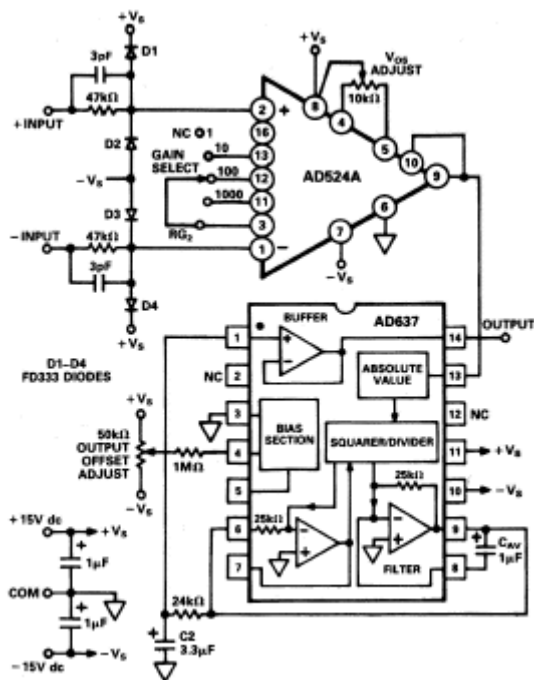


图50. 内置前置仪表放大器的真有效值转换器

它与真有效值转换器AD637一起，构成一个高质量、低电平的真有效值测量系统。此系统的前置放大器部分总体性能卓越，具有DC至60Hz，最高120dB出色共模抑制及低输入偏置电流等特性。

此电路具有高达 $10^9\Omega$ 的输入阻抗；不过，对于转换器部分的接地电位必须有个回路，即前置放大器部分不能接受完全浮动的源，如变压器或热电偶等。对于这种情况，可以增加两个高值偏置电阻（ RB_1 和 RB_2 ），每个电阻的电阻值为数兆欧姆。

真有效值噪声测量

简介

计算平方和的平方根是一种普遍采用的测量、评估和比较不同类型噪声信号的方法。实际的噪声测量应用包括器件测试和分级，例如晶体管、运算放大器、仪表放大器和其它许多IC等。

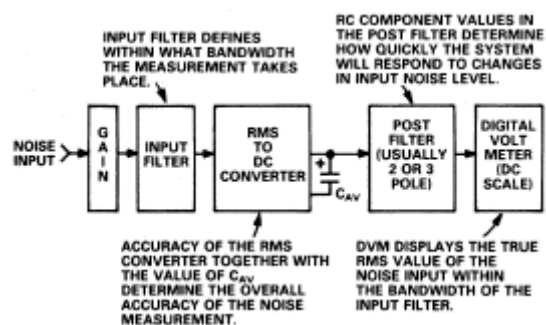


图51. 真有效值噪声测量系统功能分解图

一般来说，如图51所示的噪声测量系统会让器件在某个已知噪声增益条件下进行测试运行，该器件后接一个输入滤波器，后者的输出用来驱动一个真有效值转换器。输入滤波器确定要进行测量的带宽范围。输入滤波器的低通部分一般使用二阶甚至三阶有源滤波器，因为这些滤波器能使带外信号（例如谐波）实现更大的有效衰减。因此，需要明确的是在特定带宽范围内的噪声特性，更重要的是，需要知道噪声振幅与频率关系曲线下面的区域面积。本节稍后部分将详细介绍确定此区域的精确方程式以及一种简单实用的近似计算方法。

输入耦合对输入滤波器性能的影响

如图52所示，输入滤波器可以进行直流输入耦合或交流输入耦合，所用的输入耦合类型将决定滤波器的低频响应性能。直流输入耦合允许滤波器响应直流输入，但同时也会在极低频率时出现较高的计算误差，因为 C_{AV} 不可能是无限的。交流耦合会频率点 F_1 开始产生低频滚降。如果 C_{AV} 足够大，这种连接将在滤波器整个通带范围内保持低误差。当然，使用交流耦合时不会响应直流输入。

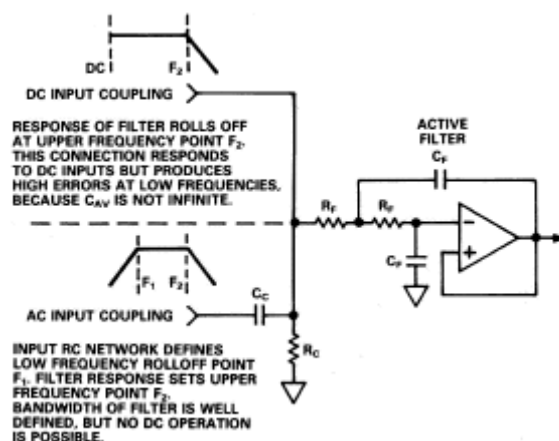


图52. 输入耦合对有源输入滤波器全响应的影响

确定输入滤波器的噪声增益

为了确定输入滤波器的噪声增益，必须了解滤波器全响应的两个重要特性。知道噪声增益后，将真有效值转换器（滤波后的）噪声输出除以电路的噪声增益，便可轻松获得受测试器件的噪声。第一个必须确定的特性是噪声电压对频率值 $N_{max}(f)$ 。通常来说，此峰值将出现在靠近滤波器的中心频率 F_0 处。接下来，需要确定噪声等效带宽。

实用程序

当-3dB转折频率 F_2 比频率点 F_1 大100倍以上时，可以使用下面的实用程序来近似计算（误差小于1%）输入滤波器的噪声有效带宽及其噪声电压对频率值 $N_{max}(f)$ 。该程序适用于图53所示的临界阻尼二阶和三阶输入滤波器。

只需用以下“校正系数”乘以 F_2 便可获得噪声有效带宽：对于一阶滤波器，将频率 F_2 乘以1.57；对于二阶滤波器，乘以1.22；对于三阶滤波器，则乘以1.16。 F_1 不需要校正系数，由于在这种情况下， F_1 明显低于 F_2 ，因此可以忽略不计。 F_2 乘以校正系数的结果与输入滤波器的噪声有效带宽值非常接近。

通过假设输入滤波器中心频率处的增益为1，也可近似计算F2/F1为100:1的滤波器Nmax(f)。之所以能利用这一实用程序计算，是因为在中心频率处，滤波器近似为一个单位增益电压跟随器。在100:1的频率比上，此近似计算的任何误差都会很小。

一旦知道滤波器的最大增益及其噪声有效带宽，便可通过下式计算滤波器的“噪声增益”：

$$G(n) = N_{\max}(f) \times \sqrt{NEBW}$$

其中：G(n)为输入滤波器的噪声增益，Nmax(f)为N(f)在滤波器通带上的最大值，NEBW为滤波器的噪声等效带宽（V/√Hz）。

确定精确噪声增益

如要精确计算噪声增益，必须较精确地知道滤波器的噪声电压对频率值Nmax(f)和噪声等效带宽。虽然Nmax(f)通常出现在滤波器的中心频率Fo附近，但仍需要测量滤波器在峰值响应频率的精确增益。可利用频谱分析仪或利用音频振荡器与精密交流电压计进行测量。

接下来需要精确确定噪声等效带宽，可用下式来计算：

$$NEBW = \int_0^{\infty} \left[\frac{N(f)}{N_{\max}(f)} \right]^2 df$$

其中，N(f)为与频率呈函数关系的平均输出噪声；Nmax(f)为N(f)在通带上的最大值。上式中的实际极限是Nmax(f)以下40dB的N(f)点。随着滤波器响应接近“砖墙式”滤波器（即具有无限平直和快速上升与下降沿的理想滤波器）的响应模式，滤波器的-3dB带宽及其噪声等效带宽也更加一致。

利用真有效值转换器处理噪声

选择CAV值

输入滤波器的缓冲输出连接至真有效值转换器，后者计算施加给其输入的滤波后噪声的真有效值。转换器利用极长时间常数平均掉了测量中的短时瞬变。输入滤波器需具有低阻抗缓冲输出（如运算放大器），以便驱动真有效值转换器的6kΩ至16kΩ输入阻抗。

值得说明的是，真有效值转换器对于宽带宽噪声测量最有效。点噪声的F1与F2频率非常接近，不含有显著的谐波成分。因此，利用MAD整流器（参见第一部分）同样可以精确地测量这类噪声。

如果用真有效值转换器进行噪声测量，那么其求平均值电容的值将极为重要。CAV必须足够大，以便充分处理目标最低频率，因此此电容的值一般由频率点F1决定（参考“滤波器与求平均值”部分）。为了获得对应频率F1的实际CAV值（及后置滤波器电容的值），应使用“滤波器与求平均值”部分中二阶滤波器图表上的5%和1%误差线。

根据5%误差线选择的CAV值不仅能使滤波器快速建立，而且仍能进行充分滤波，使直流误差对精度的影响保持最小。举例来说，如果较低转折频率点F1选为10Hz，则实现快速建立的CAV推荐值将为0.16μF，后置滤波器中的C2和C3值为1.3μF。

如果要求精度非常高，那么1%误差曲线将提供极充分的滤波；事实上，现在的主要电路误差将由输入滤波器的非瞬时响应引起。换言之，一阶输入滤波器具有每八度6dB的渐进响应，因此在转折频率F1附近，它将表现出逐渐减小的误差与频率关系。

实用噪声测量电路

图53所示为一个音频频率真有效值噪声测量系统示例，实际器件值使-3dB带宽达到10.6Hz至20.5kHz。注意，可以省去高通输入耦合网络Cc、Rc，并代之以在有源滤波器输出与真有效值转换器输入之间设置一个电容。去掉电容Cc有两个好处：第一，输入滤波器所用运算放大器的输入失调不再成为问题；第二，现在将不需要15kΩ Rc，由真有效值转换器的输入电阻代替其功能。

去掉Cc也有一个小小的不利，即真有效值转换器的输入阻抗将在±20%范围内变动（因薄膜工艺变化所致）。因此，对于容差很小的带宽，需要采用DVM测量转换器的输入阻抗，然后相应地改变耦合电容的值（即，如果电阻减小10%，则电容需增大10%等等）。

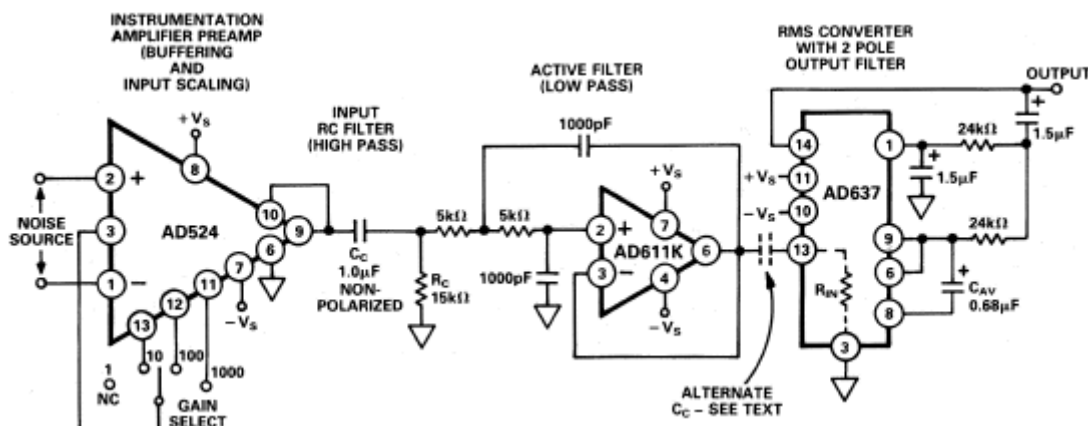


图53. 实用音频噪声测量电路

图53所示滤波器的噪声电压对频率值 $N_{max}(f)$ 在中心频率时大约为1.0。此电路的噪声等效带宽约为 $20.51\text{kHz} \times 1.22 = 25.0\text{kHz}$ 。然后按实用程序计算噪声增益值，即1.0乘以噪声等效带宽的平方根，等于158.2。将前置仪表放大器的所需增益(1, 10, 100, 1000)乘以158.2，便可得到电路总增益。然后将输出读数除以此数，便可确定受测试器件的噪声（伏）。

对于1至100的前置放大器增益，仪表放大器AD524的带宽远大于滤波器的20kHz F2转折频率，因此放大器的高频滚降对总体测量精度没有影响。不过，当增益为1000时，AD524的带宽降至25kHz。这将导致前置放大器/滤波器部分的噪声等效带宽减小几个百分点。但是，如果使用钽电容和其它宽容差滤波器元件，则这一带宽减小可忽略不计。

如果要求频率稳定性和精度最佳，则输入滤波器和后置滤波器所用的电阻应为1%金属薄膜型。相关电容应为容差极小的聚丙烯型或类似的低泄漏型产品，或者人工选择误差在所需值1%以内的产品。

低频真有效值测量

简介

如前面几部分所述，降低输入频率后，为了维持相同水平的直流误差和纹波，需要延长求平均值（及滤波）时间常数。因此，随着输入频率降低，要求 C_{AV} 值逐渐变大。在10Hz以下频率时，所需的求平均值电容值非常大， C_{AV} 的实体尺寸会占用过多的电路板空间，因而无法使用最适合这些频率的高质量、低泄漏型电容。

虽然真有效值转换器的（一个或多个）输出滤波器部分很容易增加其串联电阻，以提供较长求平均值时间常数（例如增加图27中的 R_x ），但AD536A和AD636的求平均值部分却没有如此灵活，其25kΩ内部求平均值固定电阻无法增加（参见图35）。在这些转换器中，求平均值均在电流镜内进行。电流 I_4 由 C_{AV} 平均，然后按比例放大(2x)，通过电流镜输出至 I_{OUT} 端。

幸运的是，采用真有效值转换器AD637时，求平均值是在滤波器级内进行，它是可以外部访问的。如图19所示。将 C_{AV} 降至100pF（刚好足以维持稳定性）后，滤波器级变成输出缓冲器，允许在外部进行平均值计算。利用这一连接，可以使用非常大的电阻值（因而求平均值电容可以很小）。图54和图55所示电路利用了这一原理，其求平均值时间为数秒，同时只需相对较小的求平均值电容值。

低频真有效值转换器电路

图54是一种优化的低频真有效值转换器电路，对低至1Hz的平均值测量误差小于0.1%。此电路中，求平均值在真有效值输出端（引脚9）与内部缓冲放大器的输入（引脚1）之间实现。缓冲放大器成功地将分母输入引脚的25k Ω 输入阻抗与求平均值部分隔离，防止该部分负载过重，同时它还提供驱动外部电路所必需的输出缓冲。分母输入不是直接连至引脚9，而是与引脚14相连，通过缓冲放大器的输出接收反馈。真有效值输出既可以从缓冲输出引脚获得，此时为4.8%求平均值误差输出（高误差输出，但建立时间最短），也可以从外部输出

滤波器的输出获得，此时经过滤波，求平均值误差降至0.1%以下（代价是建立时间延长）。

利用上述外部元件求平均值方案也另有收获，通过将AD637的滤波器部分变成简单的电压跟随器，现在可以得到一个新输出函数 V_{IN}^2/V_{rms} 。

超低频真有效值转换器电路

图55所示电路的工作方式与图54所示电路相似，不同之处在于前者采用两个极低输入偏置电流放大器，允许使用更大的求平均值电阻（本例中为10M Ω ）。

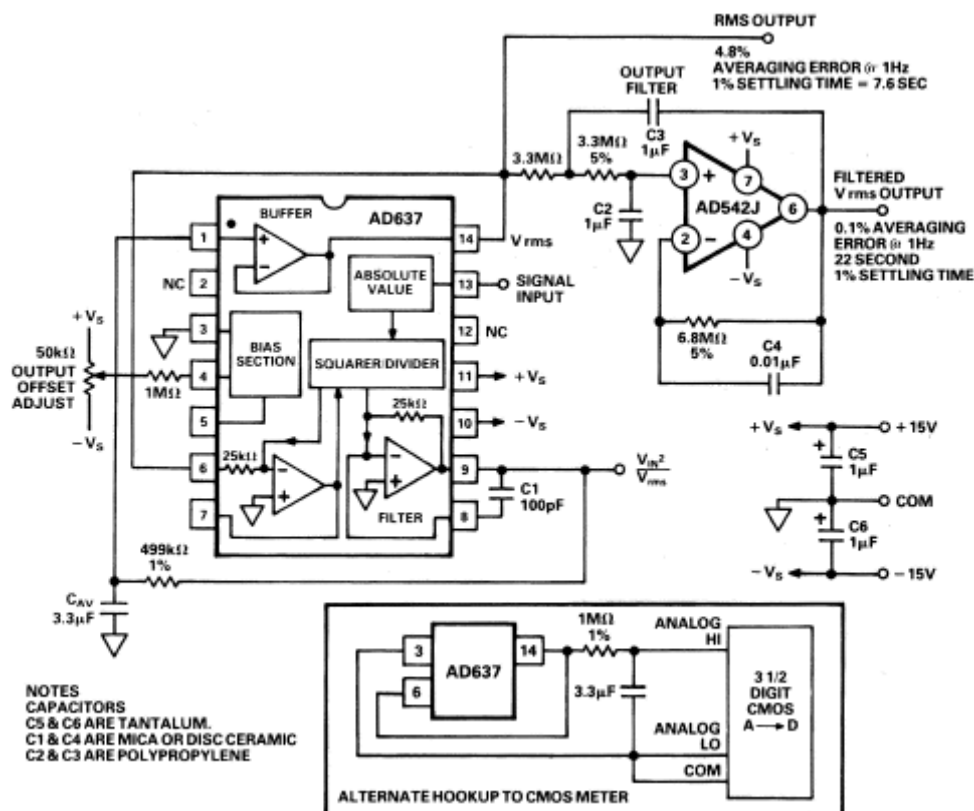


图54. 低频真有效值转换器电路

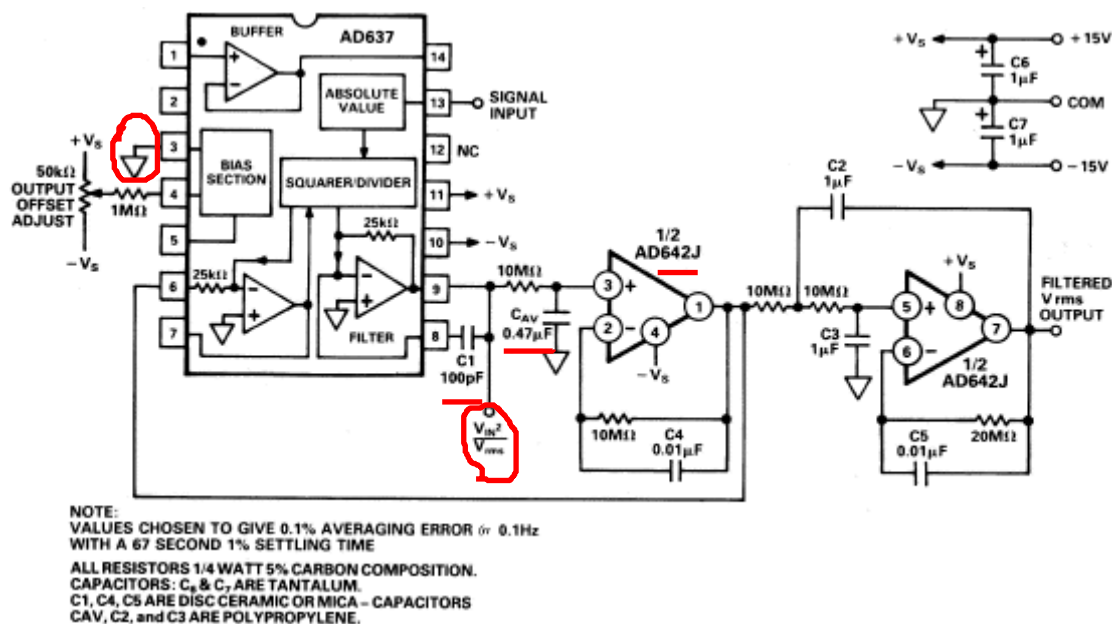


图55. 超低频真有效值转换器电路

本电路已经过优化，对于低至0.1Hz的输入信号，求平均值误差小于0.1%。与前一电路一样， V_{IN}^2/V_{rms} 函数出现在AD637的引脚9处。

注意：

本节介绍的两种低频真有效值测量电路可能会在瞬时噪声尖峰时过载，例如电源线频率的尖峰。发生这种情况的原因是滤波器的求平均值电容（一般称为C_{AV}，但在这些电路中更名为C₁）已大大减小。这使得AD637的引脚9输出可以响应输入信号的平方，而不是响应输入平方的平均值。例如，如果1V峰值瞬变出现在真有效值转换器的输入上，而电路此时正在测量10mV真有效值输入信号，则引脚9处的输出理论上应等于：

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}^2}{V_{rms}} = \frac{(1 \text{ volt})^2}{0.01 \text{ volts}} = 100 \text{ volts!}$$

显然，该输出早在达到100V之前就已饱和，这会产生较大的误差，而且由于V_{rms}输出点与真有效值转换器的引

脚9之间的深度RC滤波，在V_{rms}点不易被发现。因此，对于不需要 V_{IN}^2/V_{rms} 函数的一般应用，或对于要测量高波峰因素-低频信号的应用，建议将C₁增大至3.3μF。此电容与内部25kΩ滤波电阻一起，将构成具有2Hz转折频率的低通滤波器。它将衰减较高频率信号，即瞬变，衰减比例为瞬变频率与2Hz之比。这意味着60Hz瞬变将减小60Hz/2Hz = 30倍。因此，从实用角度来看，这将提供有效的瞬变保护。

此外，可以根据具体应用需要使用或大或小的C₁值。如果在AD637之前用一个低通滤波器，则带外信号不大可能会引起过载，这样上述三个电路可以使用较小的C₁值。

因为提高C₁会导致较高频率信号的平均化，所以当输入频率上升时， V_{IN}^2/V_{rms} 函数将线性转换为 V_{IN}^2/V_{rms} 的平均值。这可以防止AD637的引脚9出现输入信号的瞬时平方。

AD637的微处理器控制功能

采用微处理器控制求平均值/建立时间常数的真有效值转换器电路

图56所示电路较好地显示了AD637独立分母输入特性的功用和能力。此电路允许利用微处理器，从远程（或以极高速度）自动改变真有效值测量系统的求平均值/建立时间常数。

在这一配置中，AD637的引脚8与引脚9之间连接一个电容值非常小的电容，以确保电路的稳定性。实际上真有效值输出的求平均值计算并不在此处进行，而是在AD637的输出（引脚8）与其分母输入（引脚6）之间的RC滤波器网络内实现。内部缓冲放大器用来将外部RC滤波器与分母输入的25k Ω 输入阻抗隔离。微处理器控制CMOS模拟开关，通过选择适当的串联电阻“R”来提供所需的RC时间常数。

对于低频信号，例如10Hz，可以选择4.6秒1%建立时间，使真有效值转换器具有足够长的时间常数来实现低直流误差。但在较高频率时（或对于大部分能量位于10kHz等较高频率的输入），微处理器可以迅速自动将此建立时间降至4.6ms，以极小的延迟获得10kHz读数，而不是要等待4.6秒！

本电路选择以10倍为增量、1ms至1s范围的RC时间常数来提供4.6ms至4.6s的1%建立时间（即1ms x 4.6倍时间常数 = 4.6ms，以此类推），但也可以根据具体应用选择其它时间常数（及增量，例如对数值）。本电路的唯一限制是AD637内部缓冲放大器的2nA（典型值）输入偏置电流，这使得可以与其输入串联连接的最大电阻不得高于1M Ω （使缓冲放大器的输出失调小于1mV）。因此，要获得较长的RC时间常数，可以提高C_{AV}值；要获得较短的时间常数，可以将电阻R₁至R₄更换为电阻值较小的电阻。

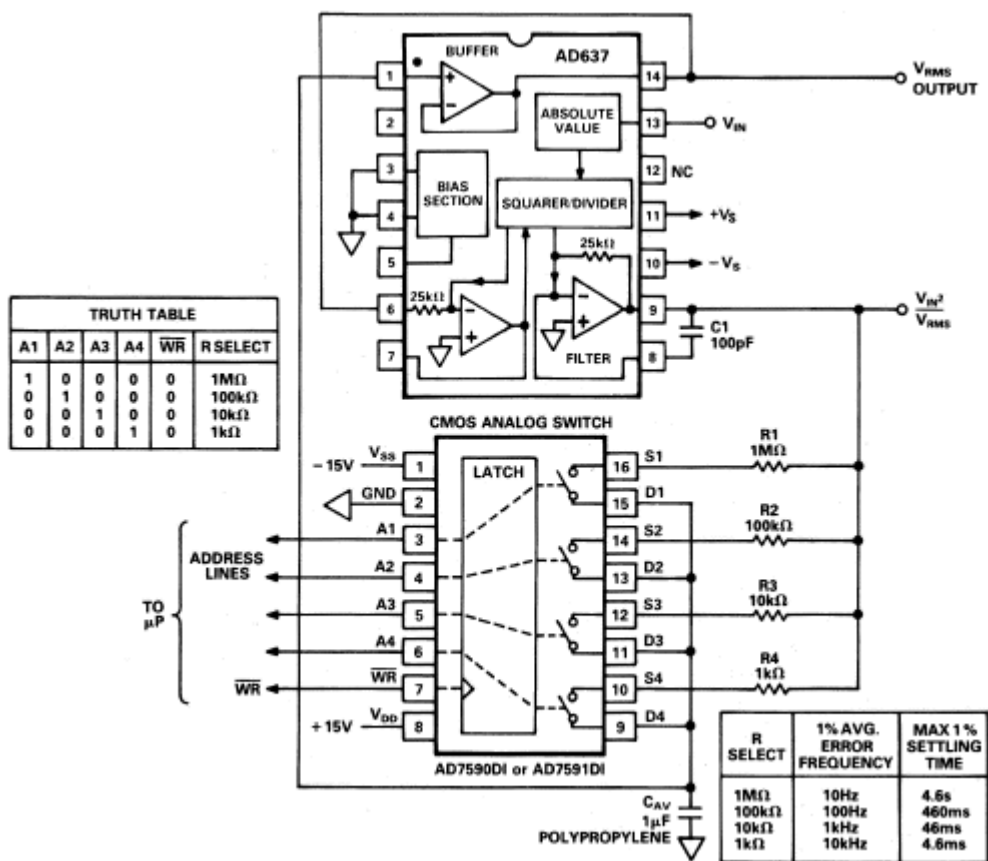


图56. 微处理器（ μP ）控制求平均值/建立时间真有效值转换器电路

注意：与“低频测量”部分中的电路一样，本电路在瞬变噪声尖峰时可能会过载！详情请参考“超低频真有效值转换器电路”部分。

使用VMOS FET快速复位真有效值转换器

此处描述的快速复位真有效值方案利用VMOS功率场效应晶体管，迅速释放真有效值转换器求平均值电容中存储的能量，这样转换器输出在测量之后就可以迅速复位。进行低频/长时间常数测量时，这种求平均值电容复位方法特别有用。电路采用标准TTL输入电平选通。

这一快速复位电路可与图56所示的微处理器控制求平均值/建立时间电路合并，提供能够进行采样、测量、复位并再次采样的自动测量系统，所有这些功能都由微处理器控制。

电路描述

除真有效值转换器IC AD637外，图57a所示的快速复位真有效值电路还采用VN46AF VMOS功率场效应晶体管和MC14050B CMOS缓冲器。输入信号作用于AD637的引脚13，求平均值电容 C_{AV} 连接在引脚8与真有效值输出引脚9之间。VN46AF的源极与漏极直接跨接求平均值电容。由于这一增强型场效应晶体管的栅极为地电位，因此其源漏阻抗非常高。相反，当VMOS FET栅极具有“高”电位，电阻约为 8Ω ，可以使 C_{AV} 迅速放电。

此电路选择用CMOS缓冲器/驱动器，因为采用标准5V逻辑电源时，它能为VMOS FET栅极提供尽可能最高的驱动电压（从而降低其导通电阻）。此外，CMOS缓冲器的待机电流很低。缓冲器/驱动器的输入与接地之间连接一个 $1k\Omega$ 电阻，以确保CMOS缓冲器保持在“低”电平状态，除非它收到TTL“高”电平输入。

图57b是一张真有效值转换器输出随时间变化的示波图。在屏幕中部，CMOS缓冲器输入的逻辑电平变高，致使VMOS FET让 C_{AV} 迅速放电。此图是在使用 $10\mu F$ C_{AV} 的情况下拍摄的。这种情况下，从1V真有效值降至10mV (1%)所需的放电时间约为 $120\mu s$ ，放电时间与 C_{AV} 直接相关。（不过，充电时间约需要2.3倍时间常数的时间，约为450ms！）

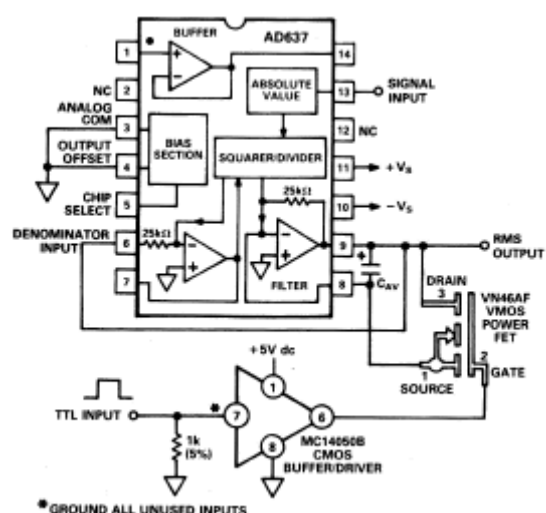


图57a. 特别适合低频测量的快速复位真有效值转换器电路

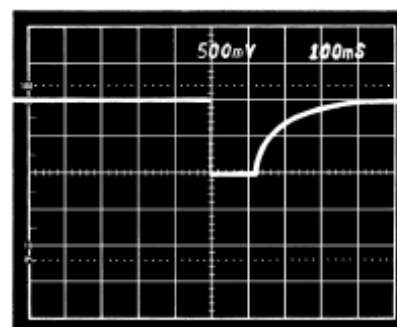


图57b. 使用 $10\mu F$ C_{AV} 时真有效值输出随时间变化的示波图

最后提醒一句：求平均值电容的有效串联电阻(Esr)会产生误差，导致电路的确切建立时间偏离放电时间与 C_{AV} 之间的理想线性关系。此外， C_{AV} 应避免使用“易泄漏”的大电解质电容，因为这种电容的高电介质吸收和宽松的容差值可能会带来额外误差。

最后一点：利用高于+5V的直流电压驱动VMOS FET的栅极，可以进一步减少 C_{AV} 放电时间（可以减至剩余时间的1/3以下）。实现此目标的一种方法是提高CMOS缓冲器/驱动器的电源电压，与此同时提高驱动缓冲器的TTL“高”电平。

微处理器控制二象限模拟平方器

可变时间常数真有效值转换器的第二种变化形式（采用同一方案）是图58所示的微处理器控制可变增益平方器电路。此电路将真有效值转换器用作精密平方器，而不用成本较高的模拟乘法器，因而具有出色的性价比！它同时还能精确计算输入信号的平方及均方值。

在此电路中，滤波器级求平均值电容 C_{AV} 已降至绝对最小值，但仍能保持稳定，因为 C_{AV} 在这里的作用是保持稳定，而不是求平均值。AD637的分母输入（引脚6）

一般直接与输出端（引脚9）相连，但现在用作增益控制端。现在，真有效值转换器响应的是输入信号的瞬时平方，而不是一般真有效值连接中的均方。AD637引脚9的输出电压等于：

$$V_{OUT} = \frac{V_{IN}^2}{V_{DENOMINATOR}}$$

由于真有效值转换器的输出电平现在取决于作用在分母输入上的电压，因此可以用微处理器来改变平方器的输出电平。此电路使用的微处理器控制电压源由基准电压源AD581、CMOS模拟开关AD7590和电阻分压器组成，通过多个数字可选分母电压提供自动远程增益控制。

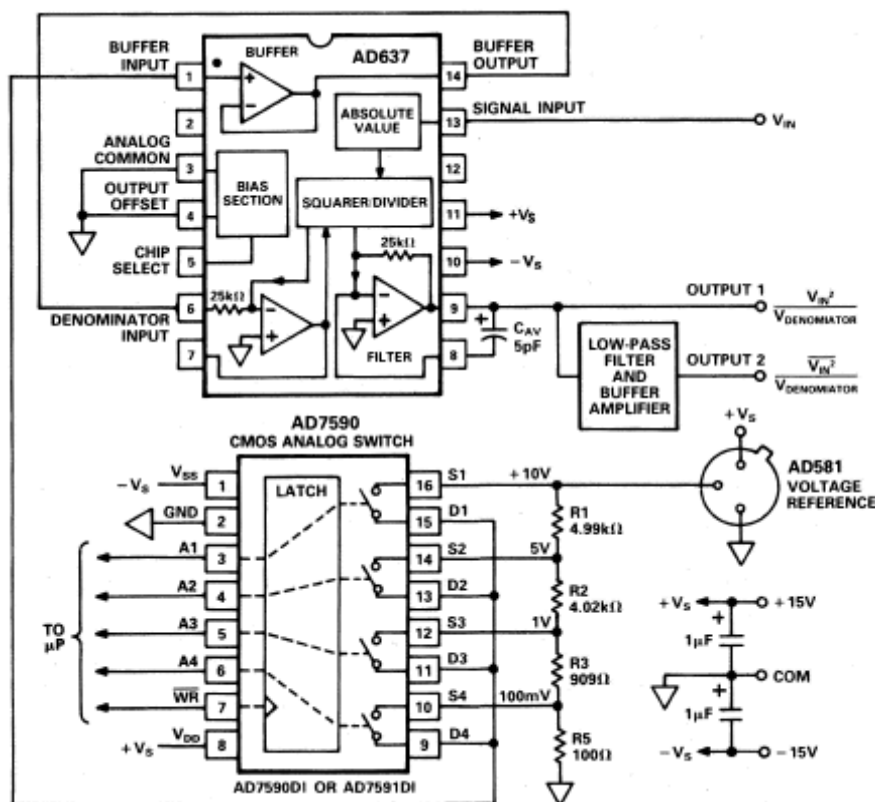


图58.微处理器（ μP ）控制二象限模拟平方器

此电路具有出色的直流性能，对于100mV至10V的信号输入电平和10V、5V、1V及100mV的分母输入，精度通常在0.2%以内或更佳（读数百分比）。以上数据不包括非理想电阻分压器可能引起的分母电压误差。

请注意：由于瞬时平方功能要求 C_{AV} 降至最小值，同时仍能保持稳定（即不进行求平均值计算），因此瞬变输入尖峰可能很容易超过AD637滤波器放大器的+12V摆幅！为此，需要权衡此电路的最佳过载灵敏度与最大带宽，以获得最优性能。即： C_{AV} 值增大将能提供更好的过载保护，但 C_{AV} 与AD637的25k Ω 内部滤波器级反馈电阻共同产生的RC时间常数会引起高频滚降，由此将损害带宽。

如图58所示，可以增加一个低通滤波器（如采用有源滤波器配置的AD741），以获得与输入电压的均方成比例的输出，从而同时提供平方和均方输出功能。或者，也可以增大 C_{AV} 来产生响应均方的输出。后一种方法有一个额外好处，即大大改善了电路的瞬变过载特性！不过应注意，现在AD637引脚9的输出将是一个与输入电压的均方相等的滤波直流电压（而不是交流绝对值波形）。

其它数学计算

向量求和

AD637的分母输入使该芯片可用作级联N维向量求和或平方和的平方根构建模块。图59所示为此求和电路的一个二维版本；每增加一个AD637，都将增加一个额外变量。在此电路中，变量 V_x 作用于 IC_1 的输入；类似地，输入 V_y 作用于 IC_2 。假设引脚6存在一个恒定的电压分母电平， IC_1 产生的输出电压为 $\frac{V_x^2}{V_D}$ 。然后，此

电压由单位增益求和放大器 IC_3 反相，并通过比例电阻 R_4 和 R_5 作用于 IC_2 的滤波器部分求和点。调节电位计 R_4 以产生精确的单位增益，并将其从 A_1 输出至 IC_2 的输出；

此输出电压同时作为 $V_O = \frac{+V_x^2}{V_D}$ 出现在 IC_2 的输出。

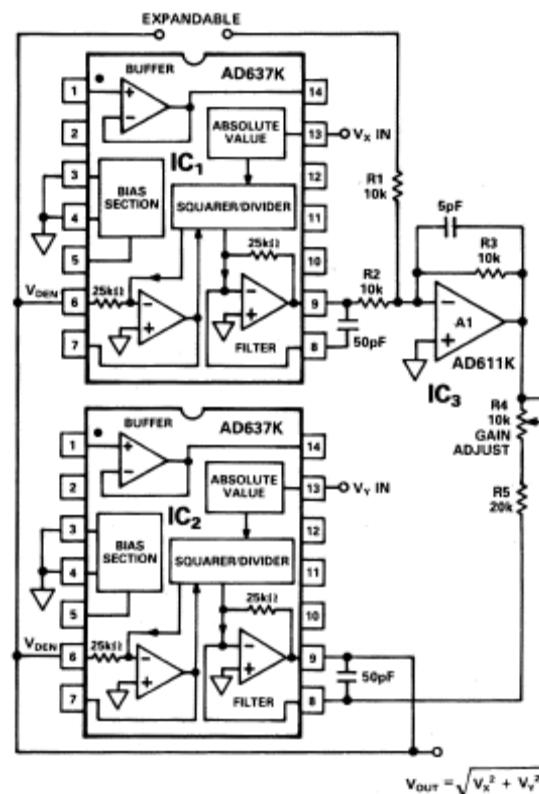


图59. 向量求和电路

在此电路中，作用于 IC_2 的输入 V_y 同时作为 V_{Y2}/V_D 出现在 IC_2 的输出。总输出等于：

$$V_O = (V_x^2/V_D) + (V_y^2/V_D)$$

由于各分母输入是并联连接并返回至 V_O ，因此上式也可视为：

$$V_O = (V_x^2/V_O) + (V_y^2/V_O)$$

$$\text{左右同乘以 } V_O: \quad V_O^2 = V_x^2 + V_y^2$$

$$\text{求解 } V_O: \quad V_O = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}$$

与直接或显式方法相比，这种隐式或反馈式解决方案可提供更大的动态范围和更高的精度。显式解决方案一般要求各变量采用固定增益平方器，还用平方根器来处理平方根。此电路的动态范围为10V至10mV (60dB)，仅受AD637K的0.5mV输入失调电压限制。当其中一路输入通过零时，由于存在此项失调，输出将会出现误差。性能类似的显式求和电路的动态范围为10V至0.3V (30dB)，而本电路动态范围为60dB，约为前者的30倍。

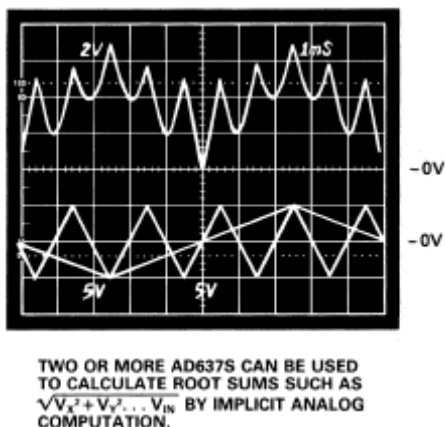


图60. 示波图的上轨迹是下轨迹中两个三角波的平方根和

图60中的上部波形显示100Hz和500Hz的两个三角波（5V垂直刻度）的向量和输出（2V垂直刻度）。当输入穿过零点时，输出显示为尖“V”形，其顶点位于零点。即：

$$V_O = \sqrt{(0^2) + (V_Y^2)} = 1V_Y$$

100Hz三角波的振幅从此点开始增大，使求和波形为抛物线波形。其原因是，当方程式中的 $V_X > V_Y$ 时：

$$V_O = \sqrt{(V_X^2) + (V_Y^2)}$$

方程式可按下式进行近似计算：

$$V_O = V_X + [(1/2 V_Y^2)/V_X^2]$$

对于1000:1输入动态范围，电路的有用带宽约为100kHz。只要瞬时向量和低于放大器的限幅电平13V，那么每路输入均可高达±15V。

图59的二维电路可以扩展为处理四个甚至更多的输入变量：首先将附加AD637的输入引脚连在一起，然后对这些AD637的各输出引脚通过10KΩ电阻提供给IC₁的求和点求和。

功率测量

简介

任何电路中，给定负载上的电压与流经其中的电流乘积等于该负载的功耗。当负载不是纯电阻时，问题便随之而来（以及更多困惑）。电感和/或电容电路元件会在给定负载的电压与流经其中的电流之间产生相移。这些元件的电抗越大（随着频率增加），则相移越突出，最终成为负载总阻抗的重要部分。在纯电感电路中，电压比电流超前90度；在纯电容电路中则相反，电压落后电流90度。

关于伏-安(Volt-Ampere)、瓦(Watt)和乏(Var)

定义和测量给定负载阻抗（正弦波）功耗的方法主要有三种：视在功率(Pa)、平均功率(P)和无功功率(Pr)。

视在功率为给定负载上电压的真有效值与流经其中的电流真有效值的乘积，其单位为伏-安(VA)，即：

$$Pa = V_{rms} \times I_{rms}$$

其中V的单位为伏特，I的单位为安培。伏-安额定值经常用于规定电气设备的特性，因为伏-安值可以直接用于计算个体设备的电流要求。

平均功率或实际功率等于视在功率乘以电压与电流波形的分离相位角的余弦值，其单位为瓦(W)，即：

$$P = Pa \cos \theta = V_{rms} I_{rms} \cos \theta$$

其中V的单位为伏特，I的单位为安培，θ的单位为度。平均功率使用最广，它规定特定电路的总功耗，与其中个别元件的功耗无关（有些可能是无功功率）。相位角θ的余弦值也称为功率系数，它是电路的平均功率与其视在功率的比值。高电抗性负载具有低功率系数，相应地功耗也低。

由于确定电路中个别电抗性元件的功耗具有重要意义，因此产生了第三个功率规格——无功功率。无功功率的单位为乏(Var)，用于直接测量电路中个别电感元件的峰值功耗，但是其平均功耗（理想情况下）为零。无功功率对于电力公司非常重要，因为即使实际上没有功耗（平均意义上），他们也必须每个周期的部分期间内提供这一功率。

无功功率等于：

$$P_r = P_a \sin \theta = V_{rms} I_{rms} \sin \theta$$

其中V的单位为伏特，I的单位为安培， θ 的单位为度。

实用功率测量

求平均值在真有效值计算中实现，这意味着，无论原始信号中有何相位信息，都会在真有效值计算之后丢失。这就使真有效值转换器无法用于测量非电阻性负载的功率。复杂功率的测量一般采用模拟乘法器进行，因为模拟乘法器能保留电压/电流相位信息。

图61显示了一个实用功率测量系统的基本构建模块，它可以精确测量实际功率及无功功率。如图所示，真有效值转换器用于实时监控所处理的电压和电流波形的真有效值。利用其直流输出，真有效值转换器可以直接驱动模拟面板表或DVM芯片。

如图所示，模拟乘法器的输出为 $V \cos \theta$ ，此时未滤波的乘法器输出等于负载的瞬时功耗。如果输出进行低通滤波处理，则它将等于平均功耗或实际功耗。同样地，如果仅对输出波形的负半周期进行检波和滤波，则此输出将对应于负载所消耗的无功功率。

图62是一个实用功率测量电路的框图，它通过计算 $\frac{v^2}{R}$ 来测量视在功率。电压传感器测量电阻性负载上的电压；然后，真有效值转换器AD637计算此电压的平方，此平方输出由引脚6处的分母输入电压按比例调整。分母电压必须设置为能根据各特定负载电阻对所需的输出电压按比例调整。由于 $\frac{v^2}{R}$ 随R值而变化，因此每次改变负载电阻值后，必须重新校准电路。此电路的实际比例因子可以是1V/mW或1V/W。因为平方运算由AD637执行，所以必须谨慎选择调整电压以提供充分的动态余量，使该真有效值转换器能够处理最大满量程输入电平而不会限幅。

因此，需要在最大输入电平与低电平灵敏度之间进行权衡考虑。

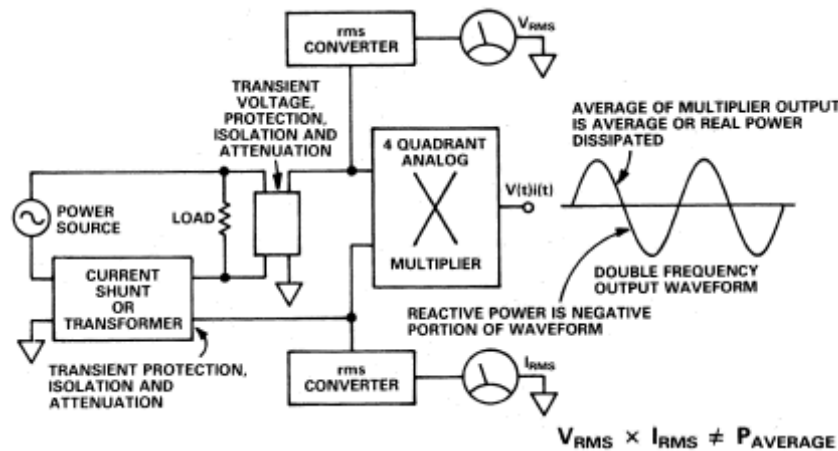


图61. 实用功率测量系统框图

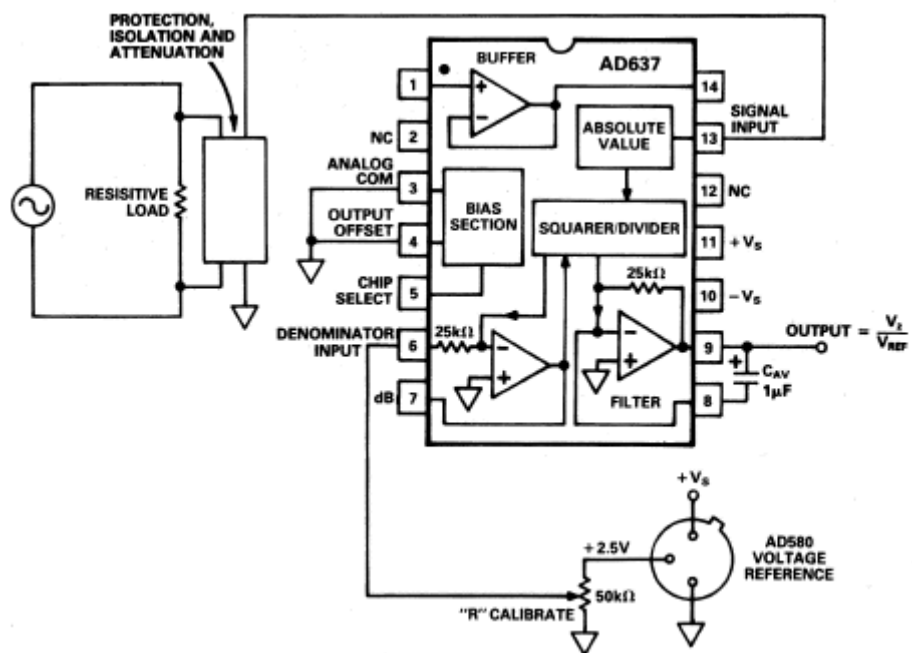


图62. 用真有效值转换器测量视在功率

附录 A

真有效值转换器的关键参数测试

简介

真有效值转换器与精密整流器电路有很多共同的基本特征，因此对二者的大部分测试也基本上相似。但是，真有效值转换器有两个基本参数必须按照不同方式进行评估：一个参数是附加误差与波峰因数的关系，在精密整流器电路中通常不会测试该参数；另一个参数是交流精度与带宽的关系，可以针对 1% 附加误差或 $\pm 3\text{dB}$ 变化来评估该参数。

这两个参数都必须具备足够的性能，才能确保真有效值转换器正确计算输入脉冲或其它含有效谐波的真有效值，同时还能确保转换器的上升时间和压摆率足够快，以避免输入脉冲串边沿发生滚降。

本附录的后续部分将借助示例，详细说明正确评估真有效值转换器性能所需的实际测试设置和程序。

精度与波峰因数关系测试

定义真有效值转换器性能的关键参数之一是精度与输入波形的波峰因数之间的函数关系（参见第一部分）。由于精密整流器等响应速度一般的器件，在测量非正弦波输入信号时有相当大的误差，因此这个参数仅适用于真有效值转换器。

图 63 所示为测量精度与波峰因数关系的测试设置。在函数信号发生器或脉冲发生器之后接一个真有效值 AGC 放大器（参见图 39），后者输出恒定的真有效值电压。这个电路极大地简化了保持恒定真有效值输出的工作，同时还能改变函数信号发生器的占空比，以获得真有效值转换器测试所需的各种波峰因数。因为两台测试设备采用的测量方法不同，所以真有效值测量仪监测供给真有效值转换器输入波形的真有效值电平，而连接至同一点的示波器则直观地显示波形的峰值振幅。

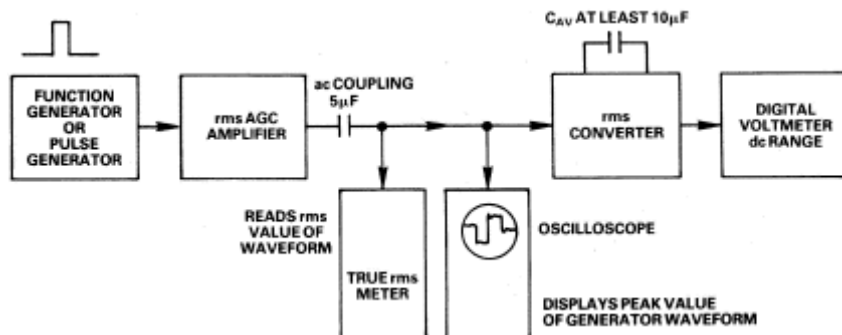


图 63. 波峰因数测试设置

然后将峰值除以真有效值，便可以得到输入波形的波峰因数。

$$\text{Crest Factor} = \frac{\text{Peak voltage (from oscilloscope)}}{\text{RMS voltage (from true rms meter)}}$$

数字电压表监测真有效值转换器的输出。真有效值测量仪与数字电压表之间的读数差等于真有效值转换器的误差。误差占读数的百分比等于该电压除以真有效值电压再乘以 100%。

$$\text{Error \% of Reading} = \frac{\text{Error voltage}}{\text{True rms voltage}} \times 100\%$$

交流精度（或带宽与输入电平的关系）测试

常用的真有效值转换器交流精度的基本测试方法有两种。第一种方法是让一个正弦波振荡器为受测试的真有效值转换器提供输入，并使用真有效值测量仪来监测该振荡器的电平，以此来保持精度（图 64）。真有效值测量仪的精度必须高于受测试真有效值转换器的精度。用数字电压表测量真有效值转换器的直流输出。然后将真有效值测量仪的电压读数与数字电压表的读数相比较，精度规定为读数误差的百分比。正弦波振荡器输出采用交流耦合，防止真有效值转换器测量输出中可能出现的任何直流失调。

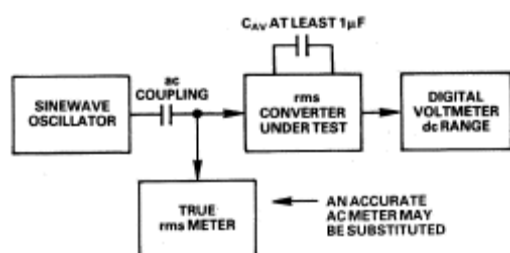


图 64. 交流精度测试

第二种交流精度测量方法更精确，需用精密交流电压标准取代前一种方法中的正弦波振荡器和真有效值测量仪（参见图 65）。这种方法更容易操作，因为只需直接输入所需的测试电压即可（在第一种方法中，测试电压每改变一次，振荡器输出电平就要仔细调节一次）。不过，这种方法也有一个令人遗憾的缺点，就是精密交流电压标准的成本相对较高。

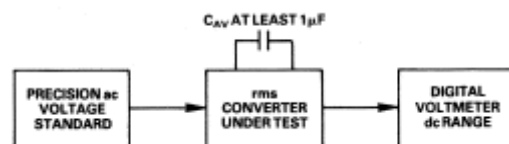


图 65. 交流精度测试——替代方法

直流转换精度测试

图 66 所示的方法可用来测试真有效值转换器的各种直流参数。该方案利用一个稳定的直流电压源（可以为双极性 12 位 DAC）、一个温度稳定型精密逆变器和一个调到直流量程的数字电压表。这种配置具有出色的共模抑制，因而可以直接获得误差测量结果，而无需进行计算。注意，这种设置很容易通过计算机实现自动化操作，从而可以在内部快速准确地测试真有效值转换器。

直流转换精度规定为输入电压的最大百分比加上或减去固定失调电压（毫伏）。对真有效值转换器的输入先后施加相同电平的一正一负输入电压，所得的输出电压差定义为真有效值转换器的直流反转误差。之所以有这一误差，是因为绝对值部分针对正负输入的比例因子稍有不同。直流反转误差规定为输入电平的百分比。

直流和交流线性度测试

利用图 66 所示的测试设置，可测试真有效值转换器在其整个输入振幅范围内的直流或交流线性度。

为了测试直流线性度，应对受测试器件的输入施加数个直流电压，这些电压应跨越转换器的标称输入电压范围。在此范围内应获得数个读数；每路输入电压的误差可以直接读取，然后转换成满量程值的百分比。AD536A 和 AD637 的典型输入电压范围为 $\pm 1\text{mV}$ 至 $\pm 10\text{V}$ ，AD636 则为 $\pm 1\text{mV}$ 至 $\pm 300\text{mV}$ 。对于低电平直流测试，要求使用精密的 1/100 电压衰减器，或者使用具有极高分辨率的双极性直流源。

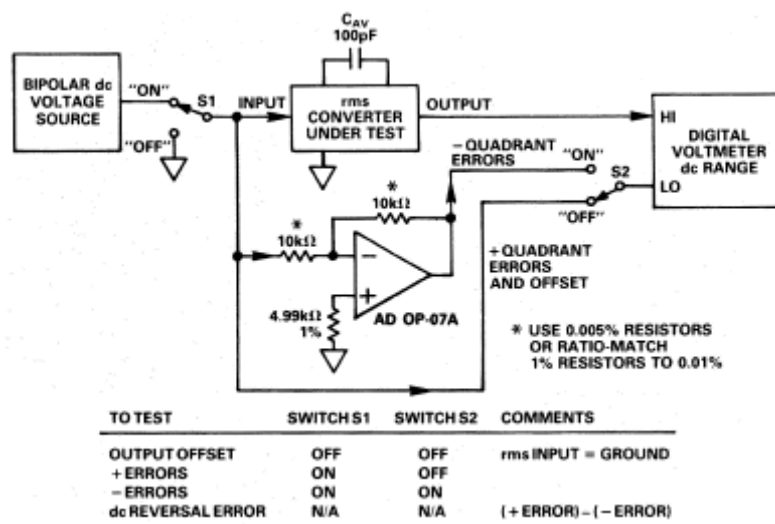


图 66. 直流转换精度测试

当测量交流线性度时，必须使用精度高出真有效值转换器本身很多倍的精密交流正弦波电压源，以取代图中所示的直流源。测量通过改变交流输入电平，同时保持输入频率恒定。一般使用 1kHz 的输入频率。之所以特意选择如此低的频率，是为了消除真有效值转换器在极低输入电平时可能带来的高频滚降。

使用交会图快速测试真有效值转换器

简介

借助示波器，采用 X-Y 或交会图显示方法（显示 V_{IN} 与 V_{OUT} 关系曲线），对于评估精密整流器的性能及真有效值转换器的失调和线性度非常有用。通过 X-Y 图样，可以一目了然地了解整流器电路的输入失调、输出失调、比例因子和线性度。寄生振荡及其它自动测试设备不易察觉的问题，在使用这种方法时就会很容易发现。

设置交会图测试系统

利用普通的实验室测试设备就可以轻松设置交会图测试系统。此测试设备应包括一个正弦波振荡器或函数信号发生器、一个精密输入衰减器（或集成精密衰减器的振荡器）以及一个带差分输入前置放大器的示波器。如果可能，示波器应使用 Tektronix 7A22 或类似的可变带宽前置放大器，以滤除低输入电压时存在的杂音影响。

图 67 显示了用于交会图测试设置的测试设备的正确互连方法。正弦波振荡器输出连接至真有效值转换器的输入，以及示波器的垂直和水平输入插孔。真有效值转换器的输出连接至示波器的正极垂直输入插孔。此设置将用于测量真有效值转换器的斜率及其输入与输出失调电压。

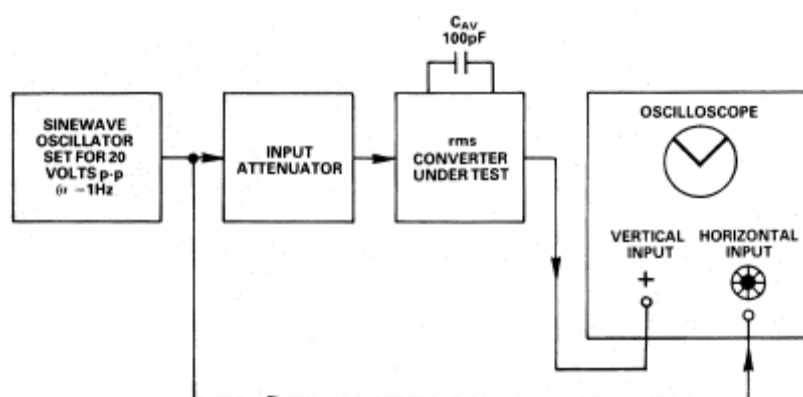


图 67. 交会图测试系统

交会图样评估

图 68 所示为一个无失调的“理想”斜率交会图样。示波器的水平轴显示正弦波输入电压。对于 20V 峰峰值输入信号，示波器的水平放大器一般应按每水平分格 2V 来设置，零输入电平出现在零轴交叉处。示波器的垂直轴显示真有效值转换器的输出，由于是单极性（本例中为正极），因此会完全位于零轴的一侧。垂直轴振幅将随着正弦波输入电压的振幅变化而起伏。对于这些测试，应断开真有效值转换器的求平均值电容，并代之以最小尺寸的电容器（通常为 100pF），否则转换器的输出将只是一条水平直线，其垂直振幅等于输入信号的真有效值等效电压。

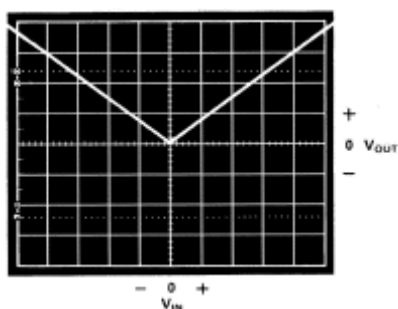


图 68. 理想的交会图样

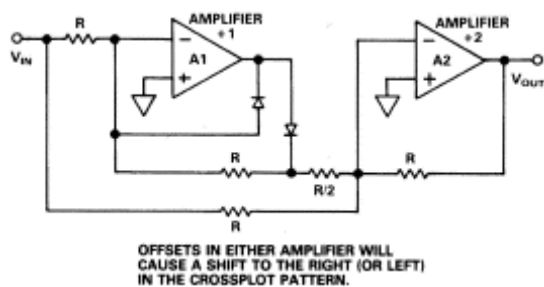
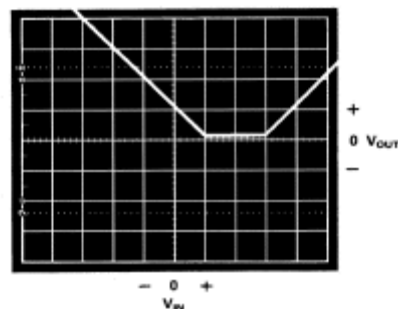
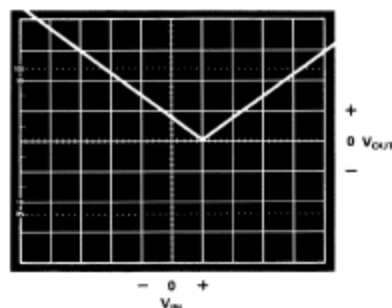


图 69. 该绝对值电路中使用两个放大器，这是真有效值转换器输入部分的典型配置



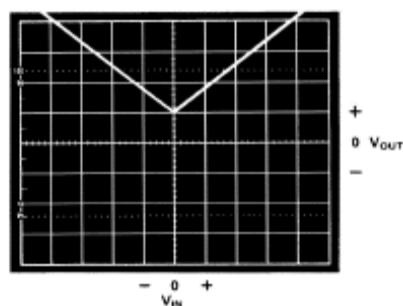
THIS OFFSET CREATES A FLAT SPOT OR "DEAD ZONE" IN THE INPUT TO OUTPUT TRANSFER CHARACTERISTICS. THE FLAT SPOT IS PRODUCED BECAUSE THE ABSOLUTE VALUE CIRCUIT WILL NOT ALLOW THE CONVERTER OUTPUT TO GO NEGATIVE. THE CENTER OF THE SHIFT MAY BE ON EITHER SIDE OF $0V_{OUT}$, DEPENDING ON WHICH INPUT AMPLIFIER HAS THE OFFSET.

图 70. 绝对值电路中的输入失调



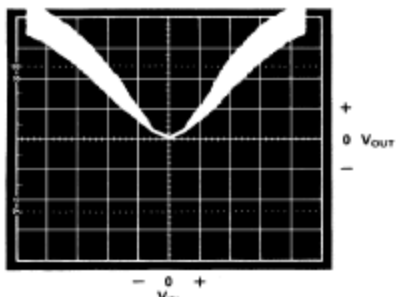
THE INTERSECTION POINT, OR BOTTOM TIP OF THE "V", MAY OCCUR ON EITHER SIDE OF $0V_{IN}$, DEPENDING ON WHICH AMPLIFIER IN THE ABSOLUTE VALUE CIRCUIT HAS THE OFFSET.

图 71. 绝对值电路中的输入失调



THE INTERSECTION POINT, THE BOTTOM TIP OF THE "V", MAY OCCUR TO EITHER SIDE OF $0V_{OUT}$ DEPENDING UPON THE POLARITY OF THE OFFSET.

图 72. 放大器输出失调



THIS WAVEFORM INDICATES DYNAMIC INSTABILITY PROBLEMS IN AN r_{ms} CONVERTER.

图 73. 振荡/不稳定性

真有效值交会图测试仪

这种精密测试仪将测量真有效值转换器和精密整流器的失调及误差。该装置要求采用 $\pm 15V$ 电源供电以及一个音频发生器。

电路描述 (图 74)

通过输入插孔, 输入衰减器对 20V 峰峰值信号发生器电压进行分压; 该输入衰减器可用来为受测试器件选择所需的输入电压范围。放大器 A_1 是一个输入缓冲器, 驱动对称电位计(R_5)的中心及精密整流器电路; 如果没有缓冲, 这些输入将使输入衰减器过载。放大器 A_2 是一个精密半波整流器, 与求和放大器 A_3 一起构成精密全波整流器电路。

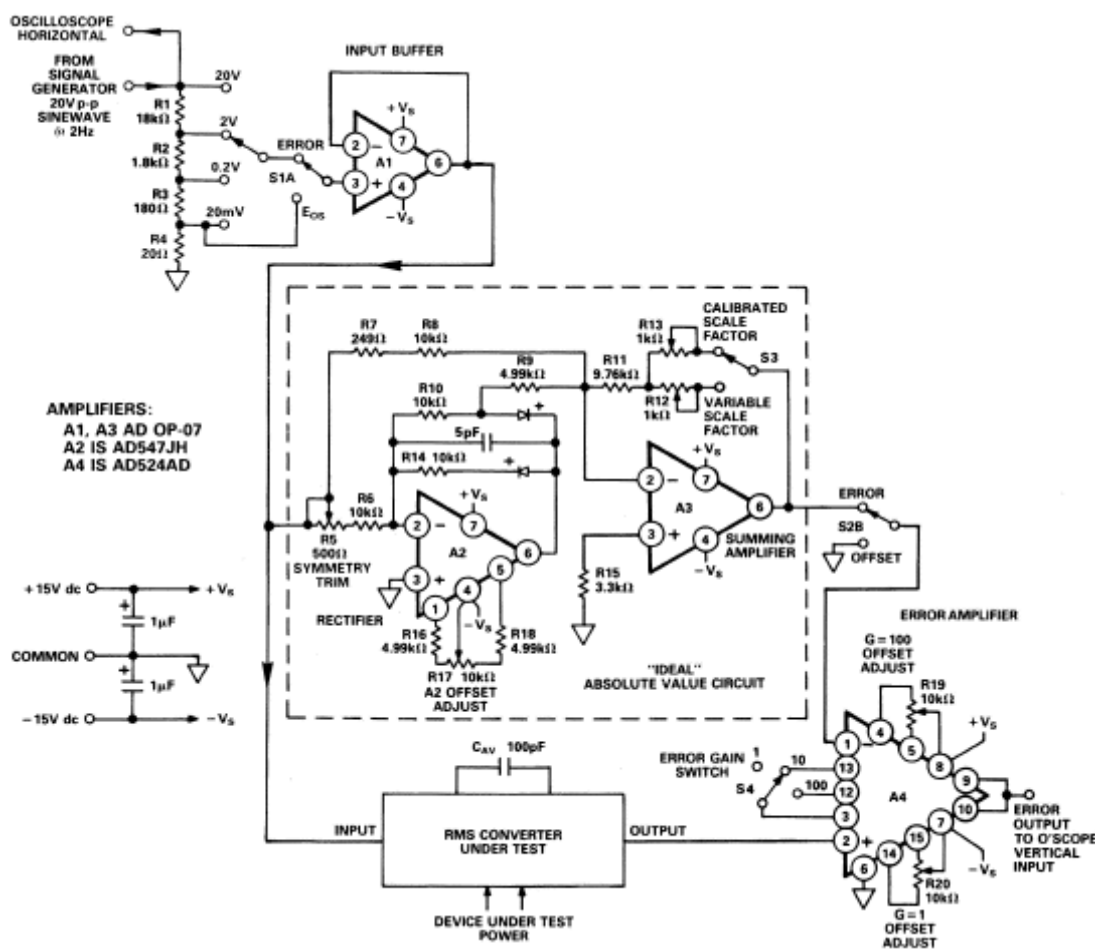


图 74. 真有效值交会图测试仪

放大器 A_3 可提供可变增益或固定的预设增益。

当开关 S_2 处于误差模式时，放大器 A_4 比较精密整流器的输出与受测试器件的输出，该输出差即为受测试器件的误差。当示波器上显示交会图样时，输出差就是对真有效值转换器非线性的直接度量；图 75 和图 76 所示均为线性度测量的典型交会图样。精密整流器电路经过仔细校准，假定是“完美的”。放大器 A_4 可在多个可选电压增益工作，因此，试验盒的误差输出等于受测试器件的实际误差乘以放大器增益。当 S_2 处于 E_{OS} 位置时，信号不会相减；因此，这一位置用于检查受测试真有效值转换器的斜率和失调（参考上一部分）。

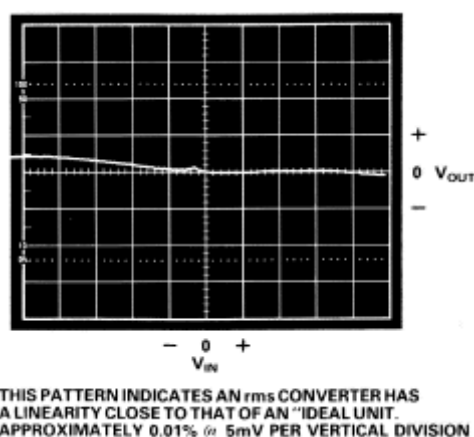


图 75. 线性度良好

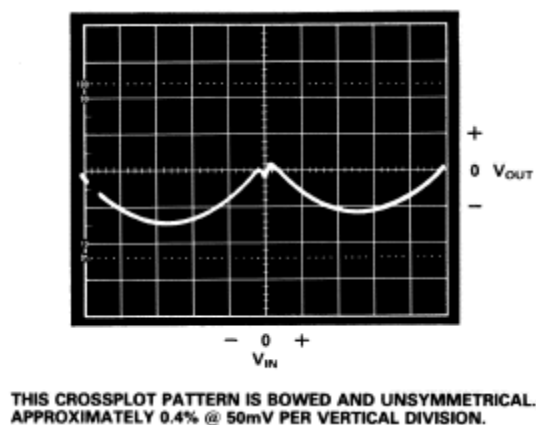


图 76. 线性度欠佳

100pF 求平均值电容 C_{AV} 用于维持受测试真有效值转换器的稳定性，不会对输入波形求平均，因此转换器可用作精密整流器进行测试。真有效值转换器 AD636 采用较低电源电压工作，通常为+3VDC 和-5VDC，因而测试 AD636 时应提供单独的电源插孔。

校准

第 1 步 将一台示波器的水平和垂直前置放大器分别连接至真有效值交会绘图仪上的相应插孔，AD524 (A_4) 的引脚 2 接地，输入选择器位于 20mV 位置，输入插孔连接至一个音频正弦波发生器，调节该发生器以获得 20V 峰峰值、1Hz 的信号，然后调节调整电位计 R_{17} 以获得对称的“V”形图样。“V”形应位于中央，左右两侧相等。

第 2 步 将增益开关 S_4 设为增益 1，调节调整电位计 R_{20} 以获得零输出失调，如图 68 所示。

第 3 步 重复第 2 步，将 S_4 设为增益 100，调节调整电位计 R_{19} 。

第 4 步 将一个双极性 10V 直流基准电压源与发生器的输入插孔相连，从正至负来回改变基准电压源的极性，以调节对称调整电位计 R_5 ，使 A_3 引脚 6 至接地的+10.000VDC 读数与高输入阻抗数字电压表所测得的读数相同。电压表必须具有足够高的灵敏度，能提供上述调节所需的仅 1mV 电压分辨率。

第 5 步 最后，将一个+10V 直流基准电压源与发生器的输入插孔相连，调节调整电位计 R_{13} ，以便在 A_3 的引脚 6 处获得+10.000VDC 输出；重新检查对称性（第 4 步）。

附录B

输入缓冲放大器的要求

输入缓冲的必要性

AD536A的典型输入阻抗约为 $16.7\text{k}\Omega$ ，AD637约为 $8\text{k}\Omega$ ，AD636则非常接近 $6.7\text{M}\Omega$ 。

几乎所有“封装”的真有效值转换器的输入电阻都小于 $100\text{k}\Omega$ 。这些阻抗值太低，使真有效值转换器不能直接连在高阻抗输入（例如输入衰减器）之后使用，而必须通过适用的某种类型的缓冲放大器来驱动。

将AD536/AD636的内部缓冲放大器用作输入缓冲

在图77的电路中， $1\text{M}\Omega$ 电阻为接地的信号通路提供直流回路。如果没有此电阻，输入偏置电流将会给 C_{IN} 充电，使缓冲放大器饱和。

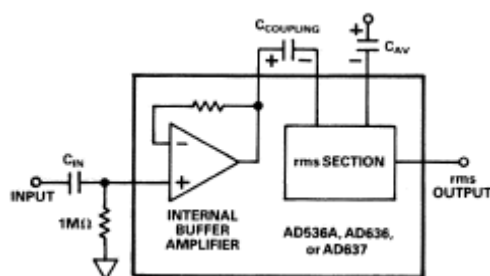


图77. 使用真有效值转换器内部缓冲放大器的简单输入缓冲连接

这种简单的输入缓冲方案有几个不足之处。 $1\text{M}\Omega$ 输入阻抗仍然太低，不能接在输入衰减器（通常为 $10\text{M}\Omega$ 阻抗）之后使用。此外，在较高频率时（ 100kHz 以上），放大器容易发生输入过载。

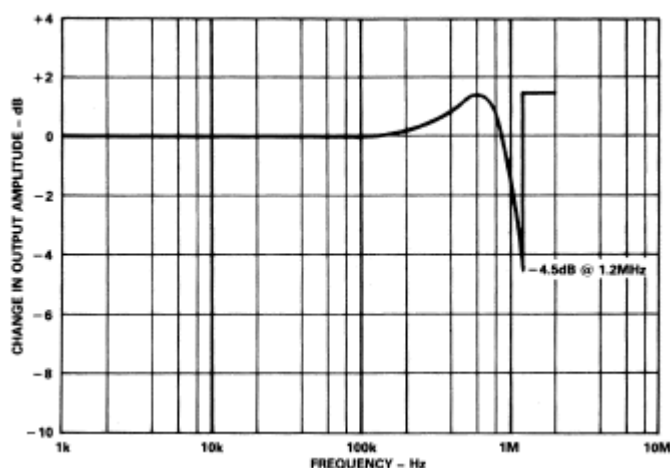


图78. AD536A内部缓冲放大器的相对输出响应与频率关系曲线（ 1V p-p 输入电平——无负载条件）

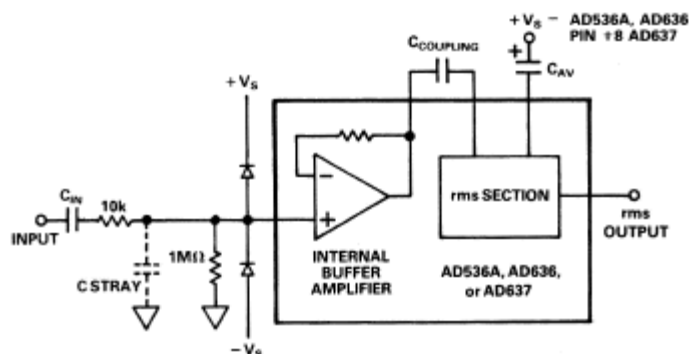


图79. 改进的输入缓冲

对此电路进行一项简单改进，即增加一个串联输入电阻 R_{IN} ，它与运算放大器的杂散输入电容一起可构成一个低通滤波器。这样，输入信号在100kHz以上频率时将得到充分衰减，可防止输入过载。再做进一步改进，即增加一个10k Ω 串联电阻和两个低泄漏二极管，针对输入提供高度瞬变保护（通过外部源），避免损坏缓冲器（参见图79）。

自举真有效值转换器的内部缓冲放大器

什么是自举？

一种非常有效的大幅提高输入阻抗的方法就是利用自举。自举具有将输入阻抗与放大器的开环增益相乘的效果。

在图79的缓冲连接中，输入电阻返回接地，使有效输入阻抗大约等于该电阻的值。自举的秘诀就在于，由于缓冲放大器作为单位增益电压跟随器，因此其输出电压等于输入电压。利用图80所示的自举电路，现在输入电阻 R_2 连接在放大器的输入与输出之间。因为（假设为理想的放大器）此电阻两端的电位相等，所以缓冲放大器的输入阻抗（理想情况下）不受此电阻的影响，仍然非常高。在实际电路中，放大器并没有无限大的开环增益， R_2 上将出现误差电压。这使得电路的有效输入电阻等于串联保护电阻 R_1 加上输入电阻 R_2 与放大器开环增益的乘积。

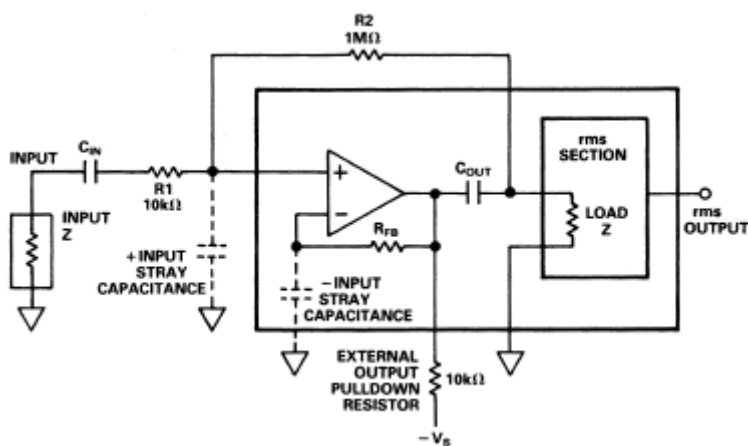


图80. 将内部缓冲放大器用作自举输入缓冲

$$R_{IN}=R_1 + (R_2 \times A_{OL})$$

R_{IN} 可能相当高(一般为 $10^9\Omega$)，这是因为(AD536A和AD636的)缓冲放大器在交流条件下的开环增益通常为2,000。

注意事项

采用自举需注意以下几点：放大器反相输入端的杂散电容可能会有问题。在高频时，转换器缓冲放大器的内部反馈电阻(R_{FB})与反相输入端的杂散电容一起构成一个分压器。(电阻 R_1 与同相输入端的杂散电容则构成另一个分压器。)根据杂散幅度和输入信号频率情况，电路的杂散电容可能会使放大器以某一增益工作，从而造成不稳定。如果把电容 C_{OUT} 与缓冲输出交流耦合；再将输入电阻 R_2 连接至该耦合电容然后作为输入，这样就可防止出现直流门锁问题。

缓冲器输入电流的直流回路会通过缓冲器后的真有效值转换器的负载阻抗。偏置电流流经电阻 R_2 ，然后通过真有效值部分的较低输入阻抗接地。

缓冲放大器输出级考虑因素

AD536A/AD636/AD637的缓冲放大器不采用一般的AB类互补输出级，而是采用A类发射极跟随器输出(参见图81)。这样，采用单电源供电、用作输出缓冲器时，输出电压摆幅可以接地。

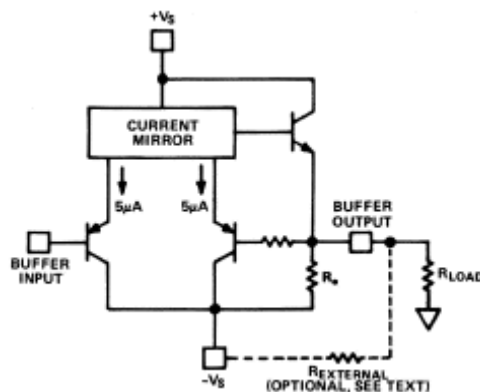


图81. AD536A、AD636、AD637内部缓冲放大器原理示意图

但是，此放大器用作输入缓冲器时，必须采取措施确保有足够的负输出电压摆幅。对于负输出，电流必须流经缓冲器的内部发射极电阻 R_e 。因此，输出级可从负电源获得的最大电流受 R_e 值限制。这进而又会限制缓冲器能够为给定负载电阻值提供的最大负输出电压摆幅(即电阻 R_e 与负载电阻 R_{LOAD} 构成一个分压器，它限制了缓冲器的最大负电压输出，参见图82)。

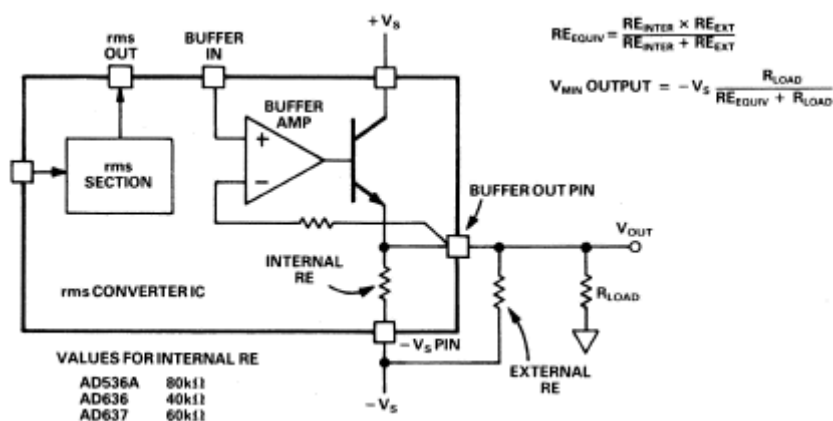


图82. $R_{E_{equivalent}}$ 和 R_L 对AD536A、AD636和AD637内部缓冲放大器最大输出摆幅的影响

提高负输出电压摆幅的常用办法是在放大器输出（晶体管的发射极）与 $-V_S$ 之间增加一个外部电阻。遗憾的是，增加此电阻($R_{E\text{ external}}$)会提高缓冲放大器的静态电流。因此，要使缓冲器正常工作，必须综合考虑最大输出电压摆幅与放大器的静态电流，做出折衷选择。

一种简单有效的办法是取所需的最小输出电压摆幅以下30%超量程。晶体管的发射极与 $-V_S$ 之间的有效电阻 R_E 是两个电阻 R_E 与 $R_{E\text{ external}}$ 的并联组合。

$$\text{即: } R_{E\text{ effective}} = \frac{R_E \times R_{E\text{ external}}}{R_E + R_{E\text{ external}}}$$

最大输出摆幅的方程式为：

$$R_{\text{MAX}} = V_S \times \frac{R_{\text{LOAD}}}{\frac{R_E \times R_{E\text{ effective}}}{R_E + R_{E\text{ effective}}} + R_{\text{LOAD}}}$$

合并以上两个方程式可得：

$$R_{E\text{ effective}} = \frac{R_E R_L (V_S - V_{\text{MAX}})}{R_E V_{\text{MAX}} + R_L (V_S - V_{\text{MAX}})}$$

这一公式可用于计算所需的外部发射极电阻值。

确定 $R_{E\text{ external}}$ 的另一种方法是利用图83，这应该在计算特定应用的 $V_{\text{MAX}}/V_{\text{SUPPLY}}$ 比值之后进行。 $R_{E\text{ external}}$ 值为图上 $-V_{\text{MAX}}/V_{\text{SUPPLY}}$ 与 R_L 值的交点所对应的值。

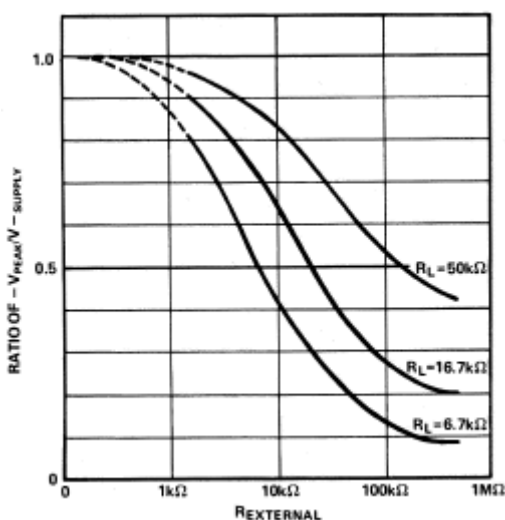


图83. AD536A、AD636、AD637内部缓冲放大器——峰值负输出摆幅和 $-V_S$ 之比与 $R_{E\text{ external}}$ 关系曲线（多种负载电阻情况下）

注意：AD637缓冲放大器太慢，无法在其整个带宽上驱动真有效值部分。但是，它可以用在100kHz带宽并且要求AD637必须具有更高精度（与AD536A相比）的应用中。本指南的下一部分将说明诸如AD637等宽带宽真有效值转换器所用输入缓冲的特殊性能要求。

AD637输入缓冲放大器的要求

带宽和压摆率限制

AD637是一款超高速真有效值转换器，1V rms输入信号可提供最高5MHz带宽。

不过，虽然有如此高的带宽可用，但要完全实现该真有效值转换器的高频性能，还必须认真考虑输入缓冲放大器的选择问题。显然，如图84所示的输入缓冲放大器必须具有数倍于真有效值转换器的 $\pm 3\text{dB}$ 带宽，才能避免产生额外误差。在选择输入缓冲器时，如果多个常用放大器的带宽均足以符合此要求，通常就会考虑这个问题。最易忽视的一点是考虑放大器的压摆率要求！试举一例：

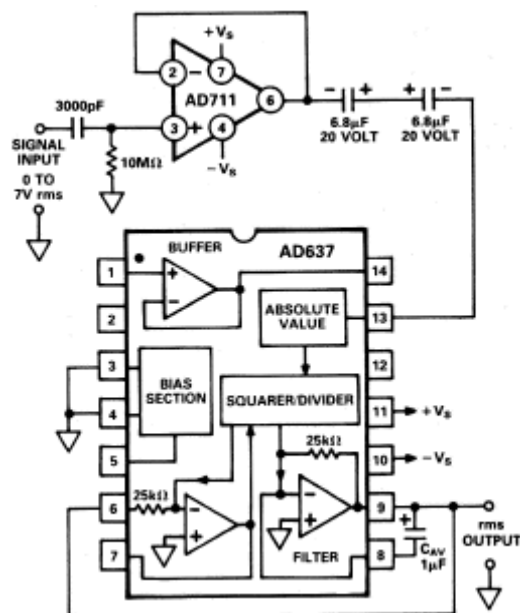


图84. 采用外部4MHz高阻抗输入放大器的AD637真有效值转换器

对于采用1.4V峰值振幅（1V 真有效值）的正弦波驱动5MHz真有效值转换器的输入缓冲放大器，所需的最大压摆率可以通过下述方法求得：

$$V = A_m \sin \omega T$$

其中：V = 瞬时电压

A_m = 波形的峰值振幅

$\omega = 2\pi$ 乘以输入波形的频率

T = 输入波形的周期

因为...压摆率 $= \frac{\Delta V}{\Delta T}$ ，那么：

$$\text{压摆率} = \frac{dV}{dT} = A_m \omega \cos \omega T$$

正弦波的最大压摆率位于原点，此时 $\cos \omega T = 1$
所以：

$$\text{最大压摆率} = \frac{\Delta V}{\Delta T} = A_m \omega =$$

$V_{\text{peak}} (2\pi F)$ ，其中F = 输入频率（Hz）

这意味着放大器所需的最大压摆率（V/μs）等于 V_{peak} 乘以6.28再乘以输入频率（MHz）。对于上例：

所需的最大压摆率 $= 1.4V \times 6.28 \times 5 \text{ MHz} = 44V/\mu s$ 。
对于3V 真有效值输入电平，所需的最大压摆率为133V/μs。

图85显示了输入最高7V 真有效值正弦波所需的最小压摆率完整范围。这可以用来粗略计算输入缓冲要求。

图86显示图84电路的实际-3dB带宽。请注意，在最高约400mV时，此电路的带宽受真有效值转换器的带宽与输入特征之间关系的限制；若高于此电平，20V/μs输入放大器的压摆率限制将会制约系统的总体带宽。此电路的峰值带宽出现在转换器带宽高且输入放大器仍有充足压摆率的地方。

有关输入放大器压摆率的最后一个考虑因素：放大器的压摆率必须对称，即沿负方向的运动速度必须与沿正方向的运动速度相同；否则，较慢方向的压摆率会制约总体带宽。要特别注意，应避免使用某些常见的双极场效应晶体管放大器，这些放大器的压摆率变化范围高达2:1，因而不适合此类高速应用。在用作输入缓冲器的放大器中，运算放大器AD711是一个很好的例子，这种放大器应当用在真有效值转换器之前。AD711具有对称的高压摆率、充足的带宽、良好的直流性能及低噪声特性。

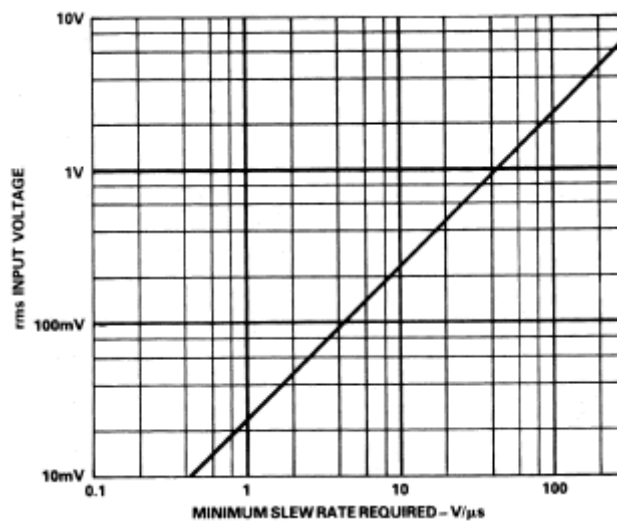


图85. 驱动5MHz真有效值转换器的输入缓冲放大器所需的最小压摆率（V/μs）

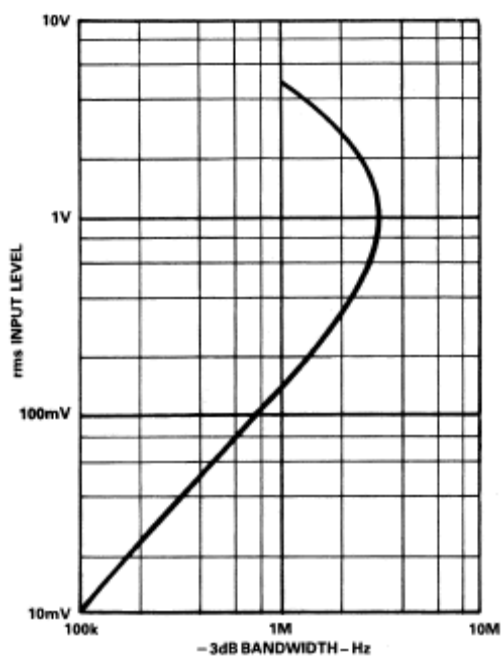


图86. 内置AD711输入缓冲放大器的AD637——-3dB
带宽与输入电平关系曲线

缓冲放大器频率补偿

采用外部补偿的输入缓冲放大器应当进行仔细“微调”，以获得最佳的方波响应，因为运算放大器中的过冲、响铃振荡及其它不稳定性问题会导致这些放大器的带宽特征曲线中出现峰值。

附录C

用于确定真有效值转换器的计算误差、 输出纹波和1%建立时间的计算机程序

简介

相对于滤波器图表或公式，人们可能更乐意用计算机程序执行计算。下面的两个程序就是针对Apple II型计算机编写的。第一个程序计算三种基本连接（即仅 C_{AV} 、单极后置滤波器、双极Sallen-Key滤波器）的直流误差、纹波及求平均值误差。

当选择单极滤波器方案时，程序会自动打印 C_2 等于2.2倍 C_{AV} 以及 C_2 等于3.3倍 C_{AV} 两种情况下的输出值。对于双极滤波器方案，电容 C_2 和 C_3 均设置为等于2.2倍 C_{AV} （参见第12页的“滤波器与求平均值”部分）。

第二个计算机程序计算每种连接使用所选 C_{AV} 值和/或 C_2 、 C_3 值时的总建立时间。

程序#1

真有效值转换器纹波/误差程序

```
10 REM FROM ANALOG DEVICES SEMICONDUCTOR
20 REM WRITTEN FOR APPLE II WITH PRINTER CARD IN SLOT #1
30 REM NOV. 6, 1985
40 REM PROGRAM TO COMPUTE X.D.C. ERROR AND % RIPPLE IN RMS CONVERTERS
50 DIM E(20),F(20),R(20),R2(20),R3(20),AV(20),A2(20)
60 HOME:VTAB 4:PRINT "RMS CONVERTER ERROR/RIPPLE PROGRAM"
70 PRINT "*****":PRINT
80 PRINT "IS PRINTER AVAILABLE ? ";GOSUB 560:X2 = X:X3 = X
82 PRINT:PRINT "VALUES INDICATED FOR C2 AND C3 ARE FOR":PRINT "THE AD6
37 AND AD536A RMS CONVERTERS.":PRINT
84 PRINT "FOR THE AD636, VALUES FOR THESE":PRINT "CAPACITORS MUST BE 2.5
TIMES THE AMOUNT":PRINT "SHOWN FOR SAME % RIPPLE AND AVG ERROR.":PRINT

90 INPUT " ENTER CAVG VALUE IN UF : ";C1
100 M = .025:T = (M * C1):M1 = .0245:PL = 0:D% = CHR$(4)
110 C(2) = 2.2 * C1:C(3) = 3.3 * C1:C4 = 2
120 REM M & M1 = 25K & 24.5K OHMS, ADJUSTED SO CAP VALUES ARE IN UF; PL=
# OF POLES.
130 PRINT "ARE YOU USING AN OUTPUT FILTER ? ";GOSUB 560
140 IF X = 1 THEN INPUT " IS THIS A 1 OR 2 POLE FILTER ? ";PL
150 READ SAMPLES:FOR S = 1 TO SAMPLES:READ F(S)
160 E(S) = 1 / (0.16 + (6.4 * (T + 2) * (F(S) + 2))):RD = E(S):GOSUB 550:
E(S) = RD
170 R(S) = 50 / ((1 + ((40) * (T + 2) * (F(S) + 2))) + 0.5):RD = R(S):GOSUB
550:R(S) = RD
180 ON PL + 1 GOTO 190,210,250
190 REM CAVG ONLY CALCULATIONS
```

```

200 AV(S) = R(S) + E(S): GOTO 290
210 REM 1 POLE CALCULATIONS
220 R2(S) = R(S) / (1 + (12.57 * F(S) * C(2) * M) ↑ 2) ↑ .5: RD = R2(S): GOSUB
    550: R2(S) = RD
230 R3(S) = R(S) / (1 + (12.57 * F(S) * C(3) * M) ↑ 2) ↑ .5: RD = R3(S): GOSUB
    550: R3(S) = RD
240 AV(S) = R2(S) + E(S): A2(S) = R3(S) + E(S): GOTO 290
250 REM 2 POLE SALLER-KEY CALCULATIONS
260 R3(S) = R(S) / (M1 * C(2)) ↑ 2 / ((1 / (M1 * C(2)) ↑ 2 - (12.57 * F(S)
    ) ↑ 2) ↑ 2 + (25.13 * F(S) / (M1 * C(2))) ↑ 2) ↑ .5
270 RD = R3(S): GOSUB 550: R3(S) = RD
280 AV(S) = R3(S) + E(S)
290 NEXT S
300 X = 2: GOTO 320: REM PRINTOUT RESULTS
310 PRINT D$;"PR# 1": PRINT CHR$(29): REM SELECT PRINTER & AMOUNT OF CH
    AR./INCH (VARIES WITH PRINTER)
320 HOME: PRINT "OUTPUT RIPPLE AND AVERAGING ERROR ARE": PRINT "CALCULAT
    ED FOR ";
330 ON PL + 1 GOTO 340,350,360
340 PRINT C1;" UF CAVG ONLY": GOTO 370
350 PRINT "C2= ";C(C4);"UF, CAV= ";C1;"UF": GOTO 370
360 PRINT "2 POLE SALLER-KEY FILTER": PRINT "C2 AND C3 = ";C(2);" UF, CAVG
    = ";C1;" UF"
370 PRINT: PRINT "FREQUENCY DC ERROR RIPPLE AVG ERROR"
380 FOR S = 1 TO SAMPLES
390 B$ = STR$(F(S)) + " HZ": B = 10 - LEN(B$): B2$ = STR$(E(S)) + "X":
    B2 = 10 - LEN(B2$)
400 ON PL + 1 GOTO 410,420,440
410 B3$ = STR$(R(S)) + "X": B4$ = STR$(AV(S)) + "X": GOTO 450
420 IF C4 = 2 THEN B3$ = STR$(R2(S)) + "X": B4$ = STR$(AV(S)) + "X": GOTO
    450
430 IF C4 = 3 THEN B3$ = STR$(R3(S)) + "X": B4$ = STR$(A2(S)) + "X": GOTO
    450
440 B3$ = STR$(R3(S)) + "X": B4$ = STR$(AV(S)) + "X"
450 B = 10 - LEN(B3$): PRINT B$; SPC(B); B2$; SPC(B2); B3$; SPC(B3); B4
    $
460 NEXT
470 IF PL < > 1 OR C4 < > 2 THEN 500
480 PRINT: PRINT: IF X = 1 THEN C4 = C4 + 1: GOTO 320
490 PRINT D$;"PR# 0": PRINT "HIT ANY KEY TO CONTINUE": GET A$: C4 = C4 +
    1: GOTO 320
500 ON X2 GOTO 510,520
510 PRINT D$;"PR# 0": PRINT: PRINT "DO YOU WANT A PRINTOUT ? ": GOSUB 5
    60: C4 = 2: X2 = 2: IF X = 1 THEN 310
520 PRINT: PRINT D$;"PR# 0": PRINT "TRY OTHER VALUES ? ": X2 = X3: GOSUB
    560
530 IF X = 2 THEN END
540 RESTORE: GOTO 90
550 RD = INT((RD * 1000) + .5) / 1000: RETURN: REM ROUND ROUTINE
560 GET E$: X = 2: IF E$ = "Y" THEN PRINT "YES": X = 1: RETURN
570 IF E$ < > "N" THEN X = 3: PRINT: PRINT "PLEASE REENTER ": GOTO 5
    60
580 PRINT "NO": RETURN
590 DATA 11,1,2,4,10,20,40,60,100,200,400,1000
600 REM 1ST PIECE OF DATA CONTAINS AMOUNT OF SAMPLES TO BE READ (20 MAX)
610 REM REMAINDER OF DATA IS FREQUENCY IN HZ

```

程序# 2

真有效值转换器综合建立时间程序

```

10 REM FROM ANALOG DEVICES SEMICONDUCTOR
20 REM WRITTEN BY CHARLES KITCHIN AND ANDREW WHEELER MARCH 22,'83
30 REM PROGRAM TO CALCULATE 1% SETTLE TIME FOR SINEWAVE BURST
40 PRINT "*****"
50 PRINT SPC(11); "AD637"
60 HOME: PRINT "COMBINED SETTLING TIME PROGRAM"
70 PRINT "*****"
80 INPUT "ENTER CAVG (C1) VALUE IN UF : "; CAV
90 INPUT "ENTER C2 VALUE (NO C2= 0UF) : "; C2
100 INPUT "ENTER VALUE OF C3 (NO C3= 0UF) : "; C3
110 S(1) = .025 * CAV * 4.6
120 S(2) = SQR ((S(1) ^ 2) + ((.025 * C2 * 4.6) ^ 2))
130 S(3) = SQR ((S(1) ^ 2) + ((.025 * C2 * 4.6) ^ 2) + ((.024 * C3 * 4.6
) ^ 2))
140 FOR A = 1 TO 3: S(A) = INT ((S(A) * 10000) + .5) / 10000: NEXT
150 PRINT "THE SETTLING TIMES EQUAL..": PRINT
160 PRINT S(1); " SECONDS FOR CAV ONLY"
170 IF C2 = 0 THEN 210
180 PRINT: PRINT S(2); " SECONDS FOR CAV & C2"
190 PRINT: IF C3 = 0 THEN 210
200 PRINT S(3); " SECONDS FOR CAV AND": PRINT " 2 POLE Sallen-Key FILTER."

204 PRINT: PRINT "NOTE:"
205 PRINT "THESE VALUES ARE FOR THE AD637 AT ALL INPUT SIGNAL LEVELS"
206 PRINT "HOWEVER, FOR THE AD536A AND AD636, SETTLING TIME INCREASES AT L
OW LEVELS. THIS INCREASE BEGINS AT INPUT LEVELS BELOW 200MV FOR THE A
D536A AND AT LEVELS BELOW 80 MV WHEN USING THE AD636"
210 PRINT: PRINT "PERFORM ANOTHER CALCULATION ? "; GET AS
220 IF AS = "Y" THEN PRINT "YES": GOTO 80
230 IF AS < > "N" THEN PRINT: GOTO 210
240 PRINT "NO": END

```

附录D

2002年10月

真有效值转换应用指南—新产品附录

简介*

自1986年更新印刷本《应用指南》以来，ADI公司又推出了4款真有效值新产品。这些器件是对ADI公司现有真有效值产品的补充：AD536A、AD636和AD637。

AD736和AD737是低功耗、低成本真有效值转换器，设计用于便携式仪表。

AD8361和AD8362 TruPwr™ 射频 (RF) 功率检波器旨在用于精确检测移动电话、宽带、CATV、MMDS和LMDS通信设备中的辐射功率水平。

如何选择真有效值转换器

所谓选择真有效值转换器，就是挑选性能最符合应用要求的产品。遗憾的是，我们并没有适合所有情况的万能转换器，因此必须在精度、带宽、功耗、输入信号电平、波峰因数、建立时间及成本等因素之间进行权衡。

AD637接受高达7 V真有效值的输入电压，是ADI公司精度最高、带宽最宽的真有效值转换器。对于1 V真有效值输入，其-3 dB带宽为8 MHz。它具有辅助dB输出和省电特性，后者可以将其静态电流从3 mA降至450 μ A。

AD536A及其量程范围200 mV的同类产品AD636，均针对低成本的应用而设计。这些转换器提供真有效值转换精度，可以精确处理具有高波峰因数的输入信号。AD536A在 ± 5 V供电时，具有2 V真有效值满量程范围，而AD636在 ± 3 V和 ± 5 V供电时，满量程范围为200 mV真有效值。两款产品的功耗均只有1 mA。二者还提供dB输出特性，输出与真有效值输入信号的对数成正比。

AD736和AD737则针对便携式仪表应用进行了优化，其静态电流小于200 μ A，接受从0 mV真有效值至200 mV真有效值的信号电平。AD737还具有省电输入特性，用户在便携式应用中可将其静态电流从160 μ A降至40 μ A。

如果应用要求高精度并且能够对信号电平的急剧变化做出快速响应，则应选择AD637。AD637的建立时间与信号电平无关，而对于给定的求平均值电容值，AD536A、AD636、AD736和AD737的建立时间则与信号电平有关：信号电平低则时间较长，信号电平高则时间较短。

一些单芯片真有效值转换器采用 Σ - Δ 计算技术。这种方法可以低电源电流水平工作，同时提供宽带宽，但会遭受非常严重的低频“隆隆声”影响。事实上，随着输入信号频率提高，混叠降至DC的输入信号比例更大，从而在转换器的输出处产生低频调制。这种低频噪声是一种低频误差，可以因真有效值信号电平和信号频率二者的提高而增加。当DVM(数字电压表)中使用这种真有效值转换器时，显示器上的低位数将会闪烁；随着信号电平或频率提高，将有越来越多的显示位数变得不稳定。如果尝试在转换器之后用低通“低频噪声滤波器”，以期尽可能弱化这一问题，则会使读数之间的建立时间延长，因此，无论在何种情况下，一般均无法有效解决闪烁的问题。与之相反，AD736/AD737采用连续时间架构，不会出现这种不稳定的情况。

*本附录的部分内容摘自“应用笔记AN-268：真有效值转换器使测量工作轻松自如（*RMS to DC Converters Ease Measurement Tasks*）”，作者：Bob Clarke、Mark Fazio和Dave Scott，ADI公司出版。
TruPwr是Analog Devices, Inc.的商标。

表I为ADI公司真有效值产品的性能对比一览表。

表I. 真有效值转换器性能对比表

	AD536AJ	AD637J	AD636J	AD736J	AD737J
输入动态范围	7 V真有效值	7 V真有效值	1 V真有效值	1 V真有效值*	1 V真有效值*
标称真有效值满量程	2 V	2 V	200 mV	200 mV	200 mV
峰值转换输入	± 20 V	± 15 V	± 2.8 V	± 2.7 V	± 2.7 V
最大总误差	5 mV	1 mV	0.5 mV	0.5 mV	0.4 mV
无外部调整	± 0.5% rdg	± 0.5% rdg	± 1% rdg	± 0.5% rdg	± 0.5% rdg
-3 dB带宽					
满量程	2 MHz	8 MHz	1.3 MHz	190 kHz	190 kHz
0.1 V真有效值	300 kHz	600 kHz	800 kHz	170 kHz	170 kHz
波峰因数为5时的误差	-0.3%	± 0.15%	-0.5%	± 2.5%	± 2.5%
对应真有效值	@1 V	@1 V	@200 mV	@200 mV	@200 mV
电源电压					
(伏特)	± 13 V to ± 18 V	± 13 V to ± 18 V	+2 V, -2.5V to ± 12 V	+2.8, -3.2 V to ± 16.5 V	+2.8, -3.2 V to ± 16.5 V
电流	1 mA	2 mA	800 μA	230 μA	170 μA

*仅限±5 V至±16.5 V双电源供电。在+5 V、-3 V电源条件下为200 mV真有效值。

低成本真有效值转换器AD736和AD737

如图1和图2所示，AD736与AD737的架构非常相似。这两款产品的主要区别在于，AD736包括一个适合一般应用的输出缓冲放大器，而AD737则无缓冲，适合低功耗工作。AD737还具有省电特性，可以进一步将待机功耗降至仅25 μA。两款产品均可以用作真有效值转换器或平均响应

(MAD)整流器。AD736和AD737还针对低功耗工作进行了优化，其求平均值电容直接跨接在真有效值内核中的一个二极管上。因此，随着真有效值输入电平降低，求平均值时间常数将增大。因此，输入电平较低时，电路的性能较佳（因为求平均值时间延长），但建立时间会更长，两次读取之间需要更多的时间。

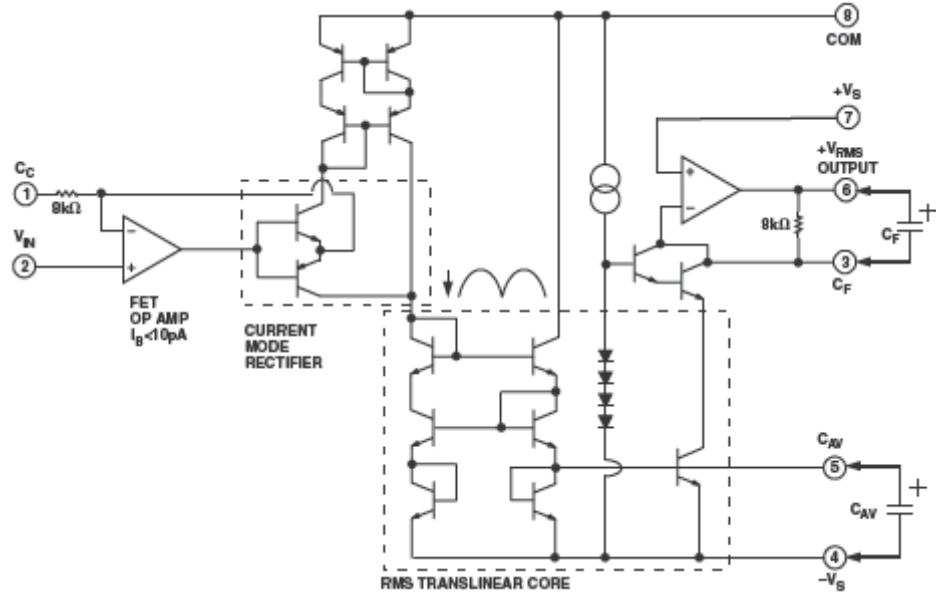


图 1. AD736原理示意图

AD736和AD737的输入通过一个作为单位增益缓冲器连接的FET输入运算放大器提供。此放大器既允许高阻抗缓冲输入（引脚2），也允许提供较宽动态范围的低阻抗输入（引脚1）。高阻抗输入端的偏置电流很低，非常适合用于高阻抗输入衰减器。

缓冲器的输出驱动一个电流模式整流器（绝对值电路），后者进而驱动真有效值内核。

在AD736（图1）中，真有效值内核的输出驱动作为电流电压转换器连接的反相运算放大器的求和节点。通过引脚3可以访问此节点，将一个滤波器电容 C_F 与8 k Ω 反馈电阻并联连接，以构成一个单极高通滤波器。

AD737的设计与AD736非常相似。为了降低功耗，AD737没有用输出缓冲放大器，而是用一个NPN型晶体管来驱动8 k Ω 内部负载电阻。

AD737通过此电阻吸收电流，从而产生输出电压。AD736和AD737的外部求平均值电容(C_{AV})连接在引脚4 ($-V_S$)与引脚5 (C_{AV})之间，使 C_{AV} 跨接在真有效值内核中一个晶体管的基极-发射极结点上。即一个二极管与该求平均值电容并联，因此最终所得的时间常数与真有效值成反比。

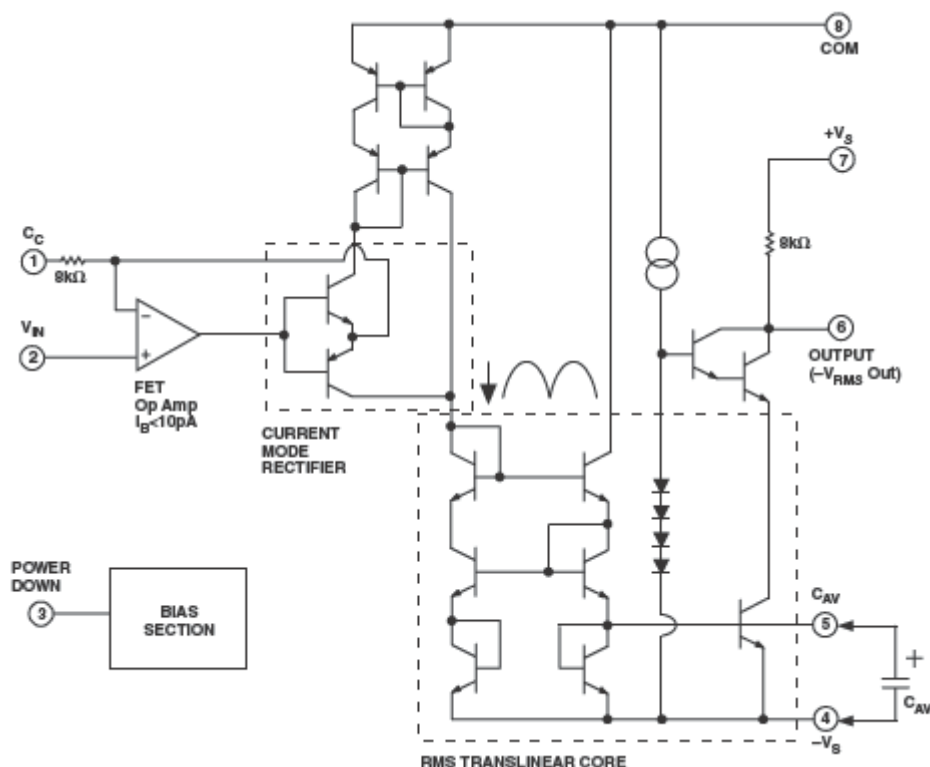


图 2. AD737原理示意图

因为外部求平均值电容 C_{AV} 在真有效值计算期间“保持”着整流输入信号，所以其值将直接影响测量精度，特别是在低频时。（ C_{AV} 值越大，误差越小。）另外，因为求平均值电容跨接在平方器/除法器中的基极-发射极结点上，所以求平均值时间常数将随着输入信号减弱而线性增加。

图3所示为AD736/AD737建立时间与真有效值输入电平和 C_{AV} 的关系曲线。

由于时间常数可变，随着输入电平降低，非理想求平均值引起的误差将减小，而电路建立至新真有效值所需的时间则会延长。

因此，输入电平较低时，电路的性能较佳（因为求平均值时间延长），但测量之间的等待时间增加，因为电容充电或放电时间更长。因此，需要在计算精度与建立时间之间进行权衡。

表II列出了几种常见应用的实际 C_{AV} 值和 C_F 值。

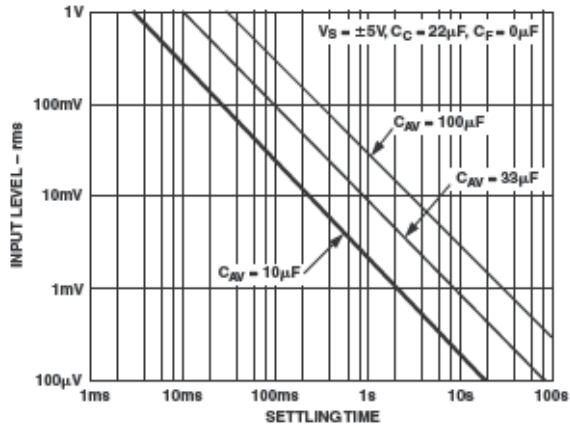


图3. AD736和AD737在不同 C_{AV} 值情况下的建立时间与真有效值输入电平关系曲线

AD737建立时间计算

当AD736或AD737的输入电平振幅减弱时，可以用图3所示曲线近似计算所需的建立时间。真有效值转换器所需的总建立时间等于从该图获取的两个建立时间的差值：初始建立时间减去最终建立时间。

表IIAD736和AD737的实际 C_{AV} 、 C_F 值

应用	真有效值输入电平	-3 dB 低频截止频率	最大波峰因数	C_{AV}	C_F	1%建立时间*
通用真有效值计算	0 V–1 V 0 mV–200 mV	20 Hz	5	150 μ F	10 μ F	360 ms
		200 Hz	5	15 μ F	1 μ F	36 ms
		20 Hz	5	33 μ F	10 μ F	360 ms
		200 Hz	5	3.3 μ F	1 μ F	36 ms
通用平均响应	0 V–1 V 0 mV–200 mV	20 Hz			33 μ F	1.2 sec
		200 Hz			3.3 μ F	120 ms
		20 Hz			33 μ F	1.2 sec
		200 Hz			3.3 μ F	120 ms
SCR波形测量	0 mV–200 mV 0 mV–100 mV	50 Hz	5	100 μ F	33 μ F	1.2 sec
		60 Hz	5	82 μ F	27 μ F	1.0 sec
		50 Hz	5	50 μ F	33 μ F	1.2 sec
		60 Hz	5	47 μ F	27 μ F	1.0 sec
音频应用 语音 音乐	0 mV–200 mV 0 mV–100 mV	300 Hz	3	1.5 μ F	0.5 μ F	18 ms
		20 Hz	10	100 μ F	68 μ F	2.4 sec

*建立时间对应于所列的真有效值输入电平范围，输入信号从零开始增大。输入振幅减小，输入所需的建立时间更长。

试举一例，考虑下列条件：求平均值电容为33 μF ，初始真有效值输入电平为100 mV，最终（降低后的）输入电平为1 mV。从图3中可以看到，初始建立时间（100 mV线与33 μF 线的交点）约为80 ms；对应于新的或最终输入电平1 mV的建立时间约为8秒。因此，电路建立至新值所需的净时间将主要取决于最终建立时间。图4所示为AD736和AD737在不同 C_{AV} 值情况下的附加误差与波峰因数关系曲线。

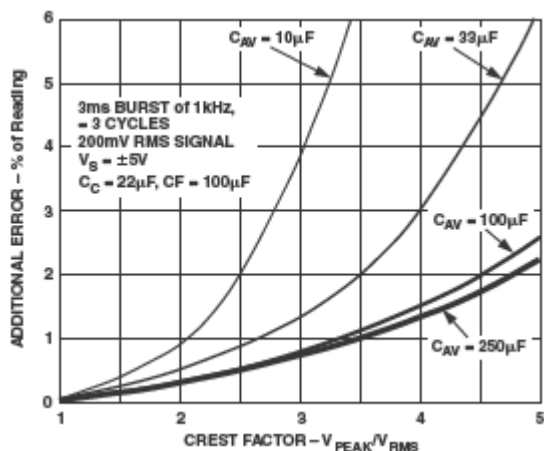


图4. AD736和AD737在不同 C_{AV} 值情况下的附加误差与波峰因数关系曲线

交流耦合设计考虑因素

真有效值转换器AD736和AD737为设计人员提供了交流耦合选项，可在真有效值转换器的输入级上同时实现输入信号和直流失调电压的交流耦合。

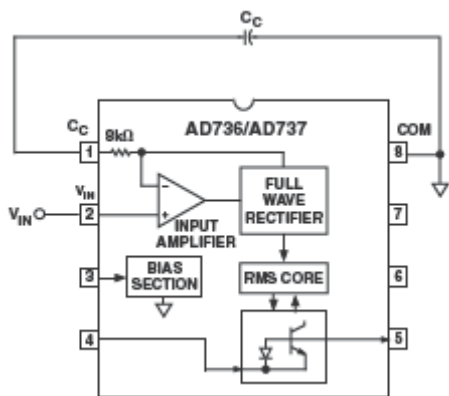


图5. 利用电容 C_C 防止内部失调电压误差

一般来说，传统单芯片真有效值转换器的输入失调误差，会在低电平输入电压时产生二极管非导电区，即任何小于输入失调电压的输入电压都不会进行整流处理，因而产生一个“死区”。

不过，AD736和AD737经过特别设计可解决这一问题。这些真有效值转换器的最大输入失调电压为3 mV。如果引脚1直接接地，此失调电压将限制转换器的低电平分辨率。但如图5所示，利用引脚1与地之间的电容 C_C ，可交流耦合低阻抗输入引脚，使此输入“浮动”于地以上。这将阻止任何直流电流流经8 k Ω 内部电阻，因而不会产生输入电压失调。所选电容 C_C 应能提供远在最低信号输入频率以下的低频截止。

C_C 的3db截止频率 =

$$\frac{1}{2\pi (8,000\Omega) (C_C \text{ in Farads})}$$

对于大多数应用来说，10 μF ($F_{\text{CUTOFF}} = 2 \text{ Hz}$)将足以满足需要。一个简单有效的方法是用一个约等于 C_{AV} 值1/3的 C_C 值。

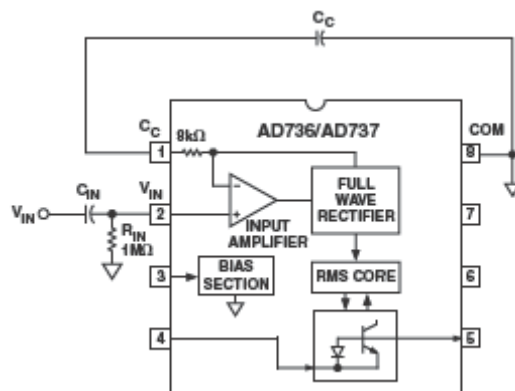


图6. 利用电容 C_{IN} 实现交流耦合

图6显示引脚2的交流耦合输入。如果输入信号为叠加在直流电压之上的交流波形，或者真有效值转换器采用单电源供电，则电容 C_{IN} 是必需的。在本例中，引脚1将“浮动”于地之上，需用 C_{IN} 来防止真有效值转换器全波整流引脚1与引脚2之间的差分电压，因为后一种情况经常会导致输入过载。真有效值转换器引脚2与地之间需要一个电阻，为输入偏置电流提供直流回路。注意，仍然需要用 C_C 防止输入失调电压误差。

AD736和AD737的应用

AD736用作精密整流器

采用分立式元件构建精密整流器需要两个运算放大器、两个二极管及若干匹配电阻。有一种简单的方法可以取代所有这些器件并节省电路板空间，那就是用真有效值转换器IC。只需去掉求平均值电容并断开反馈连接，利用转换器的内部精密整流器（图7），便可得到本身内置匹配二极管的单芯片精密整流器。

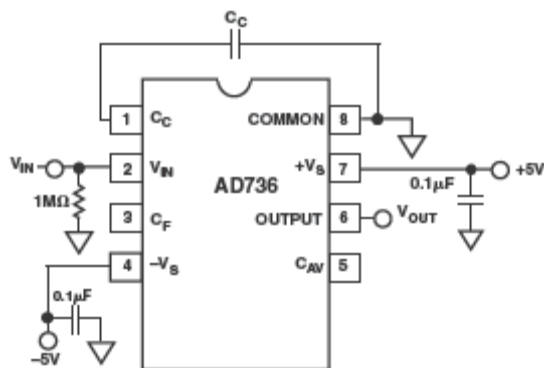


图7. AD736作为精密整流器连接

精密整流器电路必须提供足够的增益，才能使其整流器二极管正向偏压。因此，输入信号的振幅越小，则所需的增益越大。传统电路利用运算放大器提供这一增益。不过，运算放大器通常是固定增益/带宽产品，这意味着整流器的带宽将随着输入信号电平不同而变化。与分立式电路相比，采用内部调整、单芯片设计的AD736和AD737极大地降低了这种影响。

图8显示AD736作为精密整流器的性能。

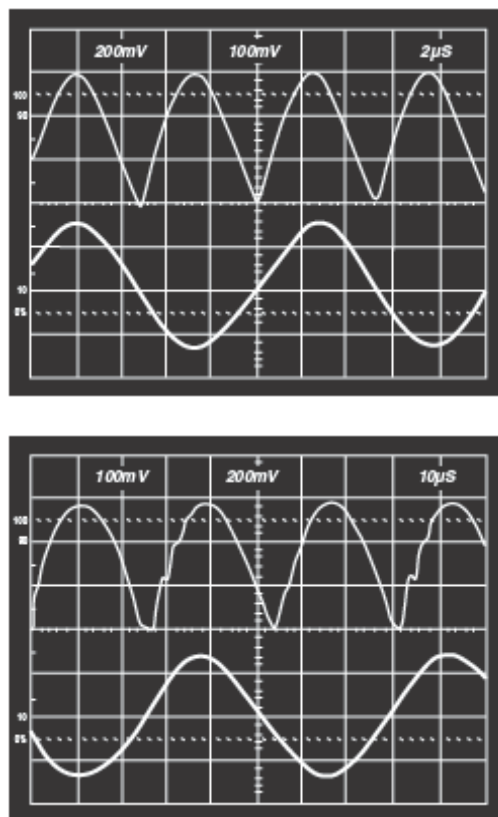


图8. AD736作为精密整流器在1 kHz（上图）和19 kHz（下图）时的性能

真有效值与平均值电路

图9所示的电路能够同时测量交流信号的真有效值和整流平均值。此设计用两片采用SOIC封装的低成本IC，静态电流仅为180 μ A。该电路采用5 V单电源供电，输入动态范围从30 mV真有效值以下至3 V真有效值以上。正弦波精度相当高（参见下面的性能数据），带宽约为100 kHz，具体取决于输入电平。此电路还能测量1 V真有效值、波峰因数为5的脉冲序列，读数误差小于1%。

依照惯例，平均响应测量与真有效值测量采用不同的电路。但在某些情况下，同时知道交流波形的真有效值和整流平均值可能非常有用。在未通过示波器实际看到特定波形的情况下，确定波形特征的一种方法就是计算真有效值与整流平均值之比。例如，1 V峰值不失真正弦波的真有效值/平均值之比为0.707 V/0.636 V或1.11，对称方波为1.0，三角波为1.155高斯噪声为1.253。

电路工作原理

如图9所示，一个AD737真有效值转换器IC驱动一个低功耗运算放大器AD8541AR。电阻R7与R8构成一个分压器，以便采用单电源或电池供电。电容C4和C5将V_S或V_S/2上的所有信号电流均旁路至地。

该真有效值转换器IC具有两路输入：一路高阻抗(10¹² Ω)输入（引脚2）及一路8 k Ω 、宽动态范围输入（引脚1）。真有效值转换器的满量程输入范围一般为200 mV。通过增加外部电阻可以大大提高输入范围，本例中是在信号输入与引脚1之间增加电阻R1和微调电阻R2。这样做还能带来一个额外好处，即增大电路的输入阻抗。

当开关SW1将求平均值电容C_{AV}连接至引脚5时，AD737JR测量真有效值。求平均值电容执行真有效值计算功能中的“平均”部分。断开SW1以移除C_{AV}，便可将此电路转变为整流平均值计算电路。电阻R6允许很小的泄漏电流流过开关，使电容保持充电，并防止在开关闭合时有突波电流流进或流出C_{AV}。

正弦波的真有效值为峰值的0.707，而整流平均值为峰值的0.636。比值0.707 V/0.636 V相当于这两种测量方法之间的11%比例因子差。如果希望此电路在整流平均值模式下能够精确读取正弦波的真有效值，那么SW1可以采用一个双极开关。第二极可以连接一个与R1并联的523 k Ω 1%电阻，将平均值模式下的比例因子提高11%。

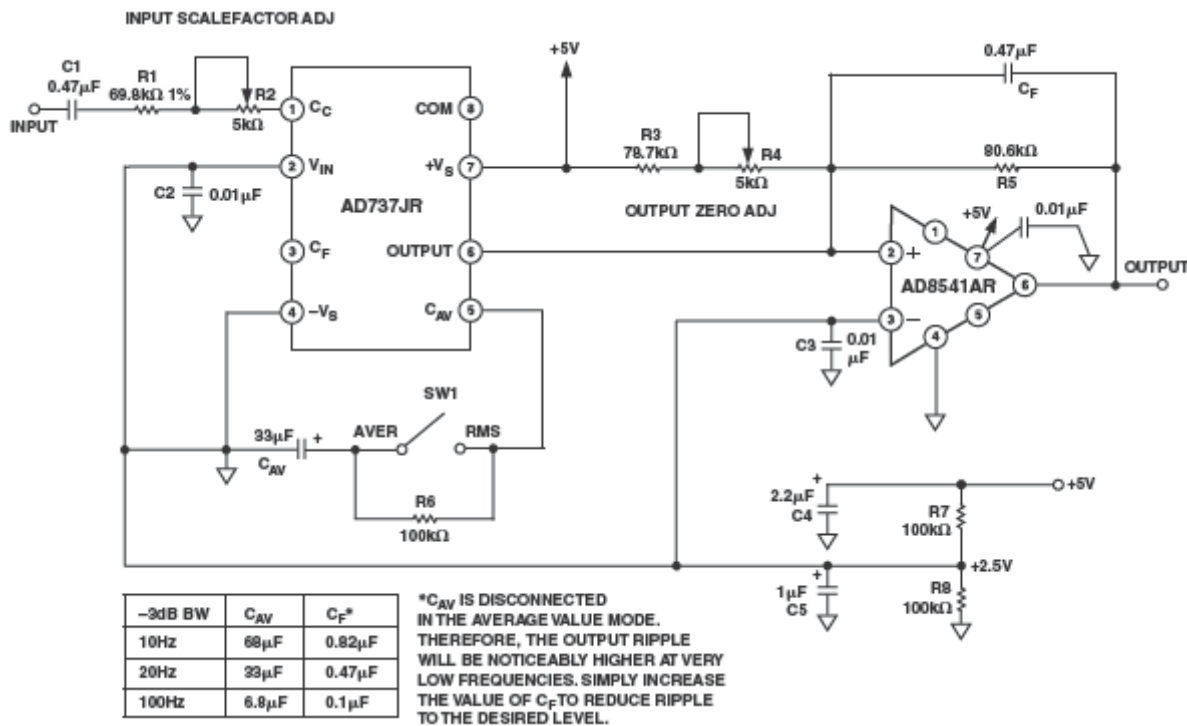


图9. 真有效值/平均整流值测量电路

AD737JR利用反向流动的输出电流驱动运算放大器AD8541AR。该运算放大器用作电流电压转换器，同时使信号反相，以提供正向摆幅随输入电平升高而变大的输出电压。电阻R5的值80 kΩ与AD737的有效输入电阻(R1 + R2 + 8 kΩ)相匹配，使得输入/输出比例为1:1。电阻R3与微调电阻R4则使电流从电源流向运算放大器的求和结点。这会使运算放大器的输出发生偏移，从而在无电压输入的情况下，电路输出近似为零。注意，此电路的电源电压上限为5.5 V；如果用OP-196GS运算放大器替换AD8541AR，则最大工作电压可以扩展至12 V。

电路校准：

1. 将微调电阻调至中量程，并将SW1设置为真有效值测量。
2. 输入一个2.000 V真有效值、1 kHz正弦波信号。
3. 调节R2，直到电路的输出直流电压为2.000 V为止。
4. 将输入降至100 mV真有效值，调节偏移微调电阻R4以获得100 mV直流电压读数。
5. 重复第3步。

由于直流失调电路是比率式，因此当电源电压适度变化时，电路仍保持校准状态。经测量，此电路的PSRR（在4.5 V至5.5 V电源电压范围内）约为61 dB。

测定的性能数据

1 kHz正弦波精度

V_{IN}为Keithley 191 DVM在交流模式下监测得到的交流真有效值电压值。采用5 V直流电源。

V _{in}	V _{OUT} 真有效值值	V _{OUT} 整流平均值
3 V	2.9999	2.6762
1 V	1.0027	0.8947
0.3 V	0.30201	0.2698
0.1 V	0.10082	0.09947
0.03 V	0.02960	0.02956

误差与波峰因数。+5 V直流电源、1 V真有效值、100 μs脉冲。

通过改变占空比以获得所需的波峰因数。

波峰因数	读数误差百分比
3	0.67%
5	0.98%
10	4.7%

扩展AD736和AD737的满量程输入范围

AD736和AD737具有高阻抗输入（引脚2），因而可以利用简单的电阻性衰减器（图10）来扩展其输入范围。在不进行输入衰减时，AD736和AD737可以精确测量波峰因数为1至3、最大200 mV真有效值的输入信号。

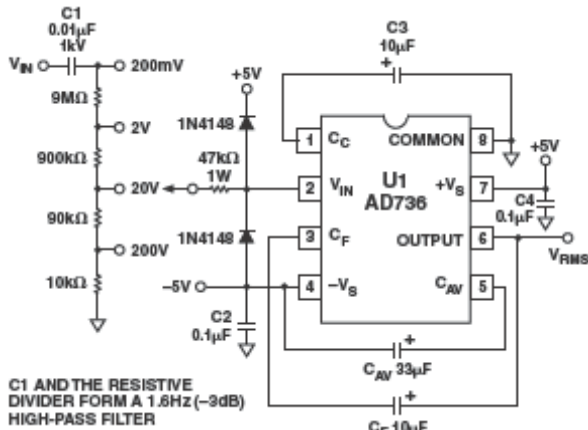


图10. 利用外部输入衰减器可以扩展AD736和AD737的测量范围

外部衰减器只是将满量程输入降至AD736或AD737的200 mV真有效值输入范围。例如，对于最大7 V真有效值输入（10 V峰值），衰减器应当为35:1 (7 V/200 mV)的分压器。转换器的读数应当按所用的衰减系数来调整缩放。也可以

通过转换器的低阻抗输入（引脚1）使用外部衰减器，如图10所示。

图11和图12所示为针对外部失调和比例因子的推荐连接方式。

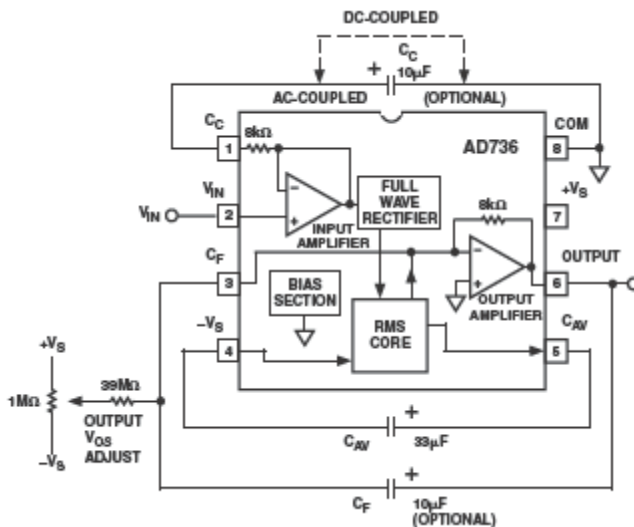


图11. AD736外部VOS调节

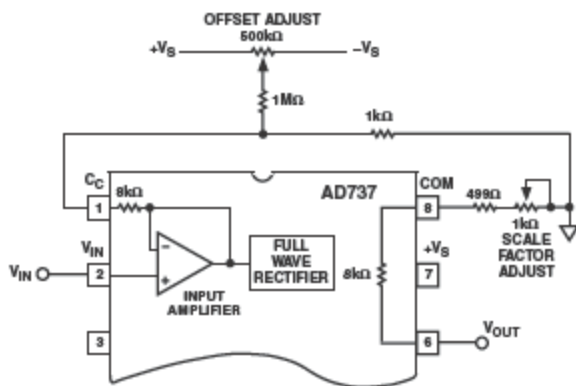


图12. AD737直流耦合Vos和比例因子调节

