

## 低成本、双芯片电压控制放大器和视频开关

作者: Charles Kitchin、Andrew Wheeler和Ken Weigel

### 简介

高品质宽带电压控制放大器(VCA)过去曾经非常难以构建。分立设计需要进行大量设计工作,而利用单芯片或混合集成电路方法构建VCA又很昂贵,或者性能不佳。

采用塑料封装的60MHz模拟乘法器AD539JN的推出,使低成本宽带增益控制成为现实。结合ADI公司或Signetics Corp.提供的宽带运算放大器5539N(同样采用塑料封装),这两款器件可以连在一起,构成性能出众的高速电压控制放大器或视频开关。除提供50MHz带宽外,这一组合还能满足极为苛刻的差分相位与差分增益要求。AD539/5539 VCA能够直接驱动75Ω端接同轴电缆。

### 基本知识回顾

描述完整电路之前,我们先回顾一下模拟乘法的一些基本原理,以及AD539的主要特性。1970年,基于双极性晶体管的基极-发射极电压与集电极电流之间的对数关系,人们发现了一种重要的电路设计技术,由此便开始了单芯片乘法器的商用历程。现在,所有IC乘法器均使用这一概念,称为跨导线性原理。

一象限乘法器仅接受一种极性的输入电压 $V_X$ 和 $V_Y$ ,因此,其操作仅限于四象限XY坐标系的第一象限。这种乘法器主要用于高精度计算。

二象限乘法器的一个输入端口可以接受任一极性的电压,但另一输入端口只能接受单一极性电压。在增益控制应用中,双极性输入视为“信号”输入,单一极性输入则称为“控制”输入;因此,当 $V_X$ 限制为正值时,乘法器操作仅限于第一象限和第四象限。

四象限乘法器可以在所有四象限工作,输入极性可以是任意组合。由于这类乘法器总能在输出保留正确的符号,因此初看起来,它肯定是最有用的一类乘法器。但是,事实并非如此。

直到最近,改善乘法器性能的重点还是在追求更高精度上,并且以四象限操作为标准。然而,二象限乘法器AD539偏离了这一趋势,专门针对增益控制应用进行优化,并提供50MHz带宽、低失真性能。

### 二象限乘法器的一些优势

四象限模拟乘法器经常用于快速计算应用,校正广角CRT偏转系统的失真,以及执行调制和解调操作。不过,在增益控制应用中,选择二象限乘法器更佳,因为它针对交流信号进行了优化。此类乘法器经常用于精密AGC,实施电压控制放大器,以及构建各种可编程滤波器。

在无需(且不希望)响应双极性控制输入电压的增益控制应用中,AD539等二象限乘法器具有明显的优势。一个功能上的优势是:对于0以下的所有 $V_X$ 值,可以完全阻塞控制通道。实际上,二象限乘法器的控制通道失调电压可以做到仅为通用四象限乘法器的十分之一;同时,这也能提高低电平增益精度。

其它优势与去掉四象限要求之后给IC设计带来的改善有关。对于AD539,这些优势包括:更高带宽(60MHz,而通用器件只有1MHz)、低增益时信号馈通小得多、更佳相位响应、更低信号路径失真(在大多数应用中,以全速率输出时,AD539总谐波失真小于0.05%)、更高控制通道线性度,以及更低噪声(尤其是在低增益时)。

## 两个信号通道共享控制通道

AD539的独特之处是有两个独立信号输入通道 $V_{Y1}$ 和 $V_{Y2}$ ，各通道的标称满量程电压范围均为 $\pm 2V$ ，并且各通道均由一路公用输入 $V_X$ 同时控制。 $V_X$ 的范围为 $0V$ 至 $+3V$  FS。所有输入均以公用(输入)接地连接为基准。

双信号通道有多种不同使用方式。首先当然是可以用来控制一对独立输入信号的幅度。已经证明，AD539通道之间出色的增益跟踪和高隔离特性在这种应用中非常有价值。事实上，高频时的带宽、串扰和其它限制更多地是由PC板布局引起的，而不是IC本身。

在只涉及到一个通道的应用中，信号输入和输出可以并联。驱动接地阻性负载时，这种配置具有将负载功率增大4倍的优势。另一方面，也可以利用互补(同相和反相)信号驱动这两个信号通道，实现低至 $0.01\%$ 的失真系数。这种模式一般更多地用在低速应用中(带宽小于 $1$  MHz的应用)。

双信号通道也可以串联，从而提供 $V_{X2} V_Y$ 函数。由此所得电路具有更高的增益，并且增益控制范围加倍(最高可达 $100dB$ )，或者能在更小的控制电压范围内提供更稳定的带宽。对于带宽恒定的电路，增益随着控制电压的平方而变化，这对某些应用很有利。

## 50MHz电压控制放大器

图1为一个 $50MHz$ 电压控制放大器(VCA)的电路，该放大器适合高质量视频速度应用。来自AD539双信号通道的输出

(更详尽的电路分析请参考“AD539内部结构”)施加于一个减法配置中的运算放大器。这种连接有两大好处：第一，它使得对控制电压的抑制更佳，特别是过驱时( $V_X < 0$ 或 $V_X > 3.3V$ )；第二，可以分别利用输入 $V_{Y1}$ 或 $V_{Y2}$ 选择同相应或反相应。本电路中，运算放大器的输出等于：

$$V_{OUT} = \frac{V_X(V_{Y1} - V_{Y2})}{2V} \quad (V_X > 0)$$

因此， $V_X = +2V$ 时为单位增益。 $V_X$ 可以超量程至 $+3.3V$ ，因此这种配置的最大增益约为 $4.3dB$ 。(注意：如果AD539的引脚9接地，而不是与5539N的输出端相连，则最大增益变为 $10dB$ 。)

该电路的带宽在全增益时超过 $50MHz$ ，在较低增益时也不会大幅受影响。当然，如果 $V_X$ 为 $0V$ (或很小的负值，以便消除残余输入失调)，则高频时仍有少量的容性馈通；因此，PC板布局时必须极其小心，力图将这种效应降至最小。此外，当 $V_X$ 值较小时，此馈通与乘法器输出的结合可能会导致二者异相情况下的响应略微下降。图2显示同相输入的交流响应，反相输入 $V_{Y2}$ 的响应基本一致。测试条件为：对于 $+10mV$ 至 $+3.16V$ 的 $V_X$ 值， $V_{Y1} = 0.5V$  RMS；输出端有一个 $75\Omega$ 负载。同时显示了 $V_X = -10mV$ 时的馈通。

图3所示为信号通道的瞬态响应，其中 $V_X = +2V$ ， $V_Y = V_{OUT} = +1V$ 或 $-1V$ ；VCA驱动一个 $75\Omega$ 负载。上升时间和下降时间均约为 $7ns$ 。

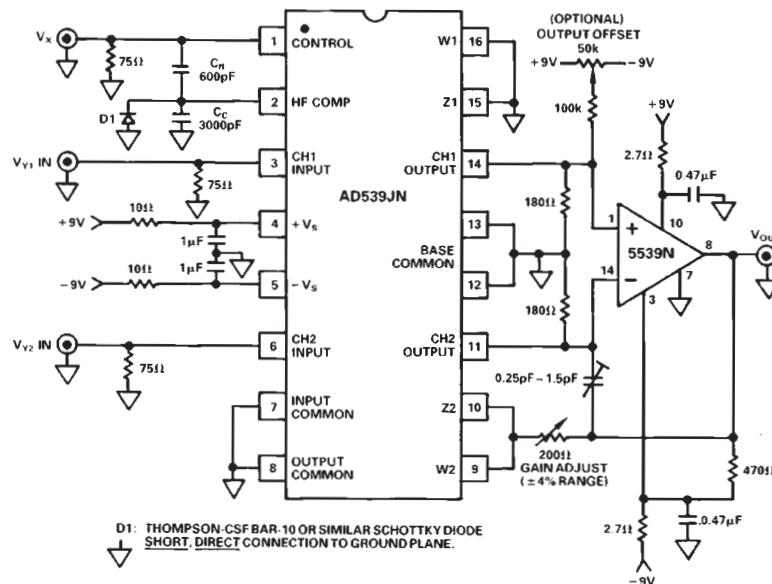


图1. 宽带宽电压控制放大器

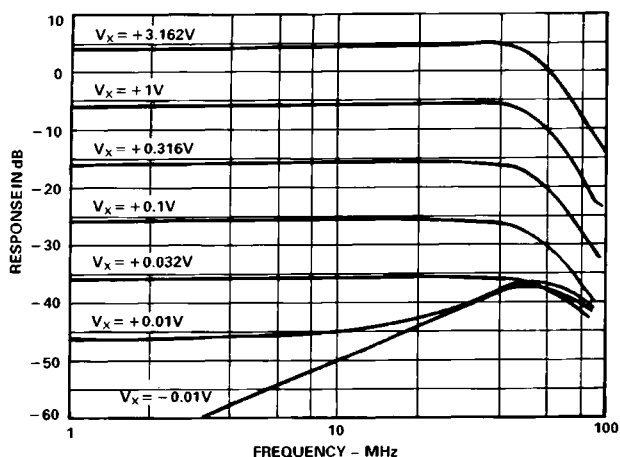
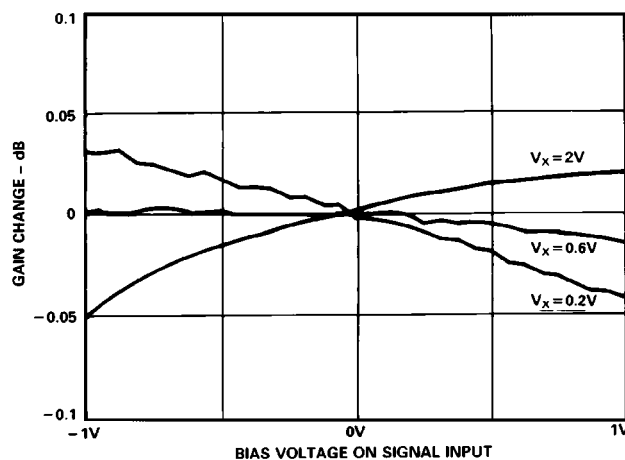
图2. 不同增益时VCA的交流响应( $V_Y = 0.5V$ 均方根值)

图4. 电压控制放大器的差分增益

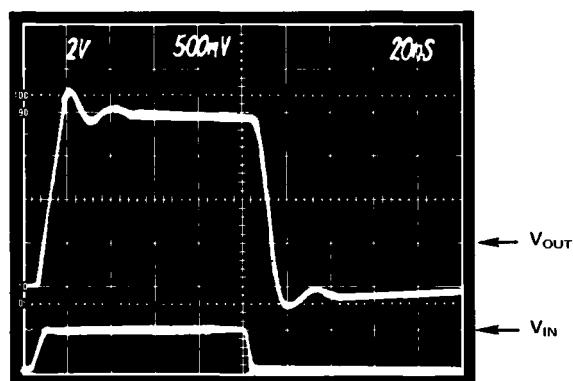
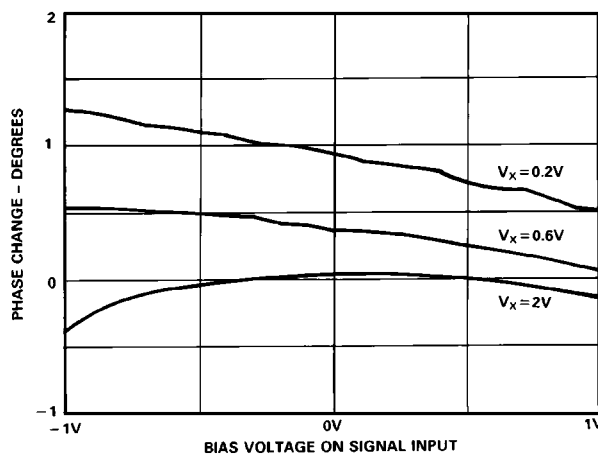
图3. 电压控制放大器的瞬态响应 ( $V_X = +2V$ ,  $V_Y = \pm 1V$ )

图5. 电压控制放大器的差分相位

视频应用中，信号通道的增益和相位在整个信号窗口内保持稳定非常重要。响应的这些方面的特性分别称为差分增益和差分相位，其测量方法是：将一个副载波频率(NTSC系统约为3.58MHz)的小交流信号叠加于一个偏置信号上，该偏置信号在通常为0至+1V的标称范围内调制通道。图4显示了三个 $V_X$ 值对应的增益变化图，其中 $V_Y = -1V$ 至+1V，频率为3.58MHz。图5显示了相同条件下的相位变化。在大多数方面，该性能与利用更昂贵定制电路所实现的性能相似，但AD539的控制通道可能更容易被快速变化的阶跃输入过载。

最后说明电路的几个细节。一般而言，引脚2的控制放大器补偿电容 $C_C$ 最小值必须为3000pF(3nF)，才能保证电路稳定并提供最大控制带宽。但是，如果不需要最大控制带宽，则建议使用较大值的 $C_C$ ，其典型值应在0.01  $\mu F$ 与0.1  $\mu F$ 之间。像设计的许多方面一样，需要权衡 $C_C$ 的值与其它特性之间的关系：增大 $C_C$ 的值将减小高频失真，降低高频串扰，并改善信号通道相位响应；相反，减小 $C_C$ 的值将提高控制通道带宽，但代价是对载波信号实施振幅调制时，输出响应的线性度会降低。控制通道带宽与 $C_C$ 的值成反比；当 $C_C$ 为0.01  $\mu F$ 且 $V_X$ 电压为+1.7V时，典型带宽为2MHz。

利用值为 $C_C$ 的5%到20%的前馈电容 $C_{ff}$ ，可进一步提高控制通道的带宽和脉冲响应。应针对施加于控制通道的特定阶跃输入仔细调整 $C_{ff}$ ，以提供最佳脉冲响应。请注意， $C_{ff}$ 连接在线性控制输入(引脚1)与对数节点之间，因此采用脉冲输入的控制通道的建立时间将随着控制输入阶跃大小的不同而异。

二极管D1箝位AD539引脚2处的对数控制节点，防止此点负得太多。当控制输入低于地电位时，此二极管有助于缩短电路恢复时间。

## AD539/5539组合作快速、低馈通视频开关

图6显示如何利用AD539/5539组合构建快速视频速度开关来适合许多高频应用，包括色键开关。该视频开关同时具有反相和同相输入，可以将 $\pm 1V$ 输出驱动至反转端接的 $75\Omega$ 负载(或将 $\pm 2V$ 输出驱动至 $150\Omega$ 负载)。它还提供可选的输出失调电压调整。视频开关任一输入端的输入范围与输出范围均相同：当输入端 $\pm 1V$ ，从而在 $75\Omega$ 负载上产生 $\pm 1V$ (同相)或 $1V$ (反相)电压。该电路提供无量纲增益，接通时约为1，断开时为0。

差分配置使用AD539的两个通道，不仅可提供备择输入相位，而且能消除AD539栅极开关时输出电流的阶跃变化所引起的开关基底误差。

图7和图8所示波形为在 $75\Omega$ 端接电阻上测得；两张图中，均是将0至 $+1V$ 的信号(本例中为1 MHz的偏移正弦波)施加于同相输入端。图7中，包络响应显示输出完全开关的时间约为50ns。请注意，当控制输入为0V(或负值)时，输出

接通；当控制输入为 $+1V$ 或更大时，输出断开。控制信号范围非常小。

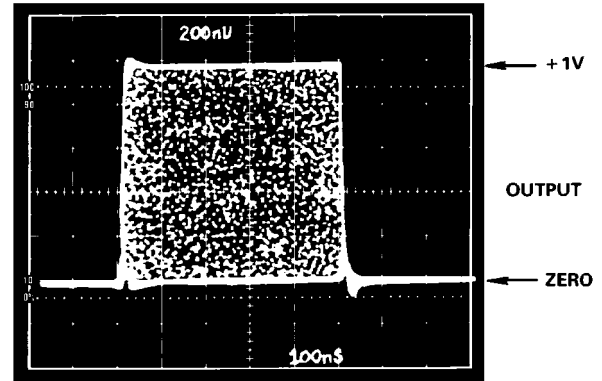


图7. 视频开关的控制响应

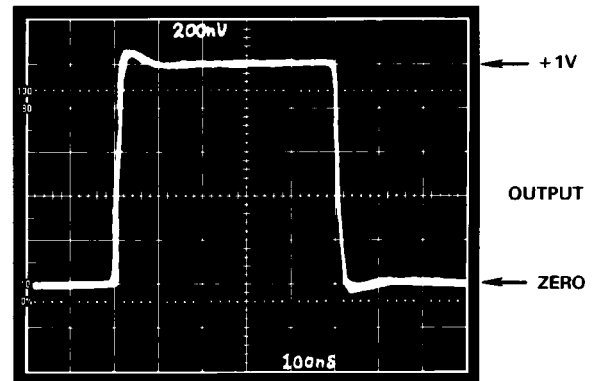


图8. 视频开关的信号响应

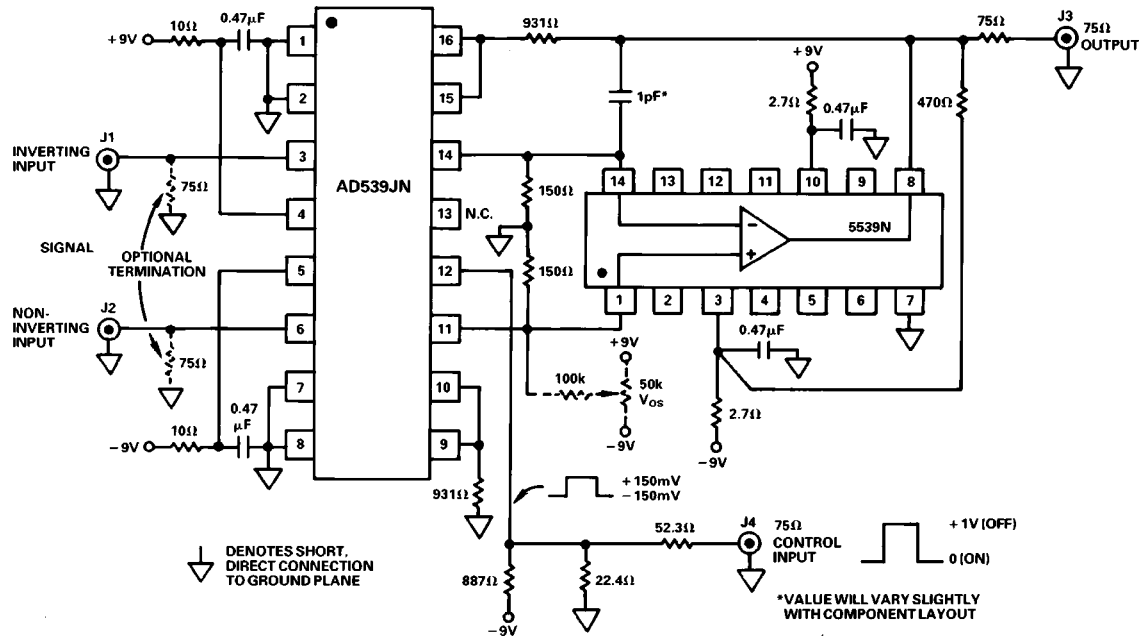


图6. 模拟乘法器视频开关



图8显示对信号通道上一个0至+1V脉冲的响应。控制输入保持在0V时，上升时间不到10ns。反相输入的响应相似。

此开关的差分增益和差分相位特性与视频应用兼容。在0至+1V的信号窗口内，增量增益变化小于0.05dB；副载波频率为3.58MHz时，相位变化小于0.5度。对于75Ω负载，在0至5MHz带宽中，测得的电路噪声电平典型值为200μV，或者约为100nV/√Hz。噪声谱密度在40MHz以内基本是平坦的。

### AD539内部结构

图9是显示乘法器AD539主要设计特性的简化原理示意图。Q1至Q6构成乘法器的跨导线性内核，均为多发射极NPN型晶体管，基极电阻非常小，因而噪声和失真极低。为优化该电路的这一关键部分，还使用了发射极区域调整比例技术。Q1-Q2、Q3-Q4和Q5-Q6这三对晶体管各构成一个所谓“受控共源共栅”电路，它基本上是指在一个基极接地的晶体管上增加另一个器件，用来消除发射极的一些信号。因此，共源共栅电路的增益可以从接近单位增益(无任何电流消除时)变为0(消除全部信号时)。“受控共源共栅”配置具有非常适合二象限乘法应用的特性。

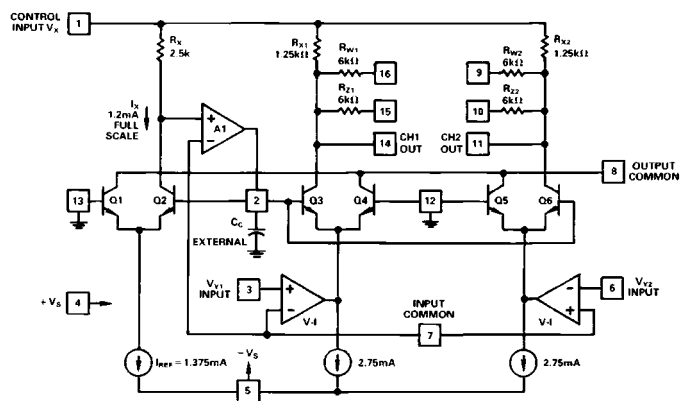


图9. 模拟乘法器AD539的简化原理示意图

将一个稳定的1.375mA基准电流(它决定乘法器调整比例)供应给受控共源共栅电路Q1-Q2的共发射极，其基极由控制放大器(高速运算放大器)偏置。当控制输入 $V_X$ 为0V时，Q2因偏置而关闭。此偏置电压传递至Q3和Q6，二者同样会关闭，这样就阻塞了至输出端的信号传输。随着 $V_X$ 提高，流经 $R_X$ 的电流( $I_X$ )被迫流入Q2的集电极；该电流只是1.375mA基准电流的一小部分。当 $V_X = 3V$ (标称满量程值)时，1.2mA电流流入 $R_X$ 和Q2，占基准电流的0.873(或87.3%)。

相应地，在供应给受控共源共栅电路Q3-Q4和Q5-Q6的共发射极节点的信号和偏置电流中，会有相同的一小部分电流传递至两路输出。

现在考虑信号路径。电压 $V_{Y1}$ 和 $V_{Y2}$ 经V-I转换器转换为电流，这些转换器具有1.74kΩ的跨阻。 $\pm 2V$ 满量程输入时，供应给这些共源共栅电路的信号电流为 $\pm 1.15mA$ ；该电流会叠加于偏置电流2.75mA上。因此，当 $V_X = +3V$ 时，Q3或Q6的集电极电流将由 $\pm 1mA$  ( $0.873 \times 1.15mA$ )的信号分量和2.4mA的直流分量组成；对于其它 $V_X$ 值，这两个电流按比例减小。直流分量由直接利用 $V_X$ 驱动的电阻 $R_{X1}$ 和 $R_{X2}$ 消除。最终输出因而是一个电流值：

$$I_w = \frac{V_x}{1V} \times \frac{V_y}{6K\Omega}$$

请注意， $V_Y$ 的峰值可以是 $\pm 4.2V$ (使用至少-7.5V的- $V_S$ 电源)， $V_X$ 可以超量程10%，达到+ 3.3V，因此各通道的峰值输出电流可以稍高于 $\pm 2mA$ ；当各通道并联使用时，最大值可以为 $\pm 4mA$ 。可以将这些电流直接提供给接地负载电阻或端接同轴电缆。采用同轴电缆时，可以实现AD539的最高带宽60MHz，但峰值信号幅度将非常有限(使用75Ω负载时，最高仅+ 330mV)，显然需要其它额外增益。

遗憾的是，AD539无法内置额外增益所需的放大器，这主要是出于功耗考虑。此外，使用简单的负载电阻时会出现增益误差(最高可达 $\pm 1.5dB$ )，因为薄膜电阻有20%的容差。幸运的是，利用外部运算放大器可以将输出电流转换为高得多的电压，片内应用电阻 $R_W$ 和 $R_Z$ 正是为此而提供。这些电阻标称值为6kΩ，但在制造期间经过激光调整；因此，当用作反相运算放大器周围的反馈电阻时，可实现高增益精度。仅使用 $R_W$ ( $R_{W1}$ 用于CH1、 $R_{W2}$ 用于CH2)时，传递特性为：

$$V_w = I_w \times R_w = \frac{V_x}{1V} \times \frac{V_y}{6k\Omega} \times 6k\Omega = \frac{V_x V_y}{1V} \quad (V_x > 0)$$

并联使用 $R_W$ 和 $R_Z$ 时，增益减半，传递特性为：

$$V_w = \frac{V_x V_y}{2V}$$

此时，带宽主要由运算放大器决定。对于宽带应用，5539N是AD539的理想低成本补充器件；二者的组合能够将 $\pm 1V$ 驱动至75Ω负载，AD539独自实现的60MHz带宽性能下降幅度极小。

## 视频带宽电路布局

实施视频带宽电路时，精巧的器件布局、充分的电源旁路以及正确的同轴电缆端接均十分重要。不过，对于电压控制放大器，尽管采取了上述措施，仍可能会出现其它难题。例如，输入信号泄漏至输出端，而增益本应当为0。这种馈通会导致干扰信号的高频分量产生重像。

良好的接地层至关重要！为帮助确保这一点，建议将部分接地连在PC板上下表面上两个芯片的各排引脚之间。图10显示了AD539/5539典型布局的接地层。此外，与此接地层相连的所有去耦电容的引脚长度必须最短。而且，输入和输出连接必须保持最短，并且彼此应在物理上尽可能隔开。AD539JN与5539N的电源去耦建议分开。

为实现出色的高频性能，正确的电缆端接同样至关重要。0.25W碳电阻非常适合这种功能，因为这些电阻无感性且十分便宜；也可以使用1%金属薄膜电阻，但首先应测量其电感(因为电阻的这一特性因制造商而异)。应避免使用绕线电阻进行端接！

本应用笔记所述的VCA可以直接驱动75Ω负载，因而未使用“后部端接”(即是负载电压减半的串联电阻)。多数情况下，来自较短(最多6英尺)直接驱动电缆的弱反射不会产生任何可见的影响。但是，当使用非常长的电缆时，可能需要插入一个75Ω电阻，与5539N的输出端串联，用来吸收这些反射。

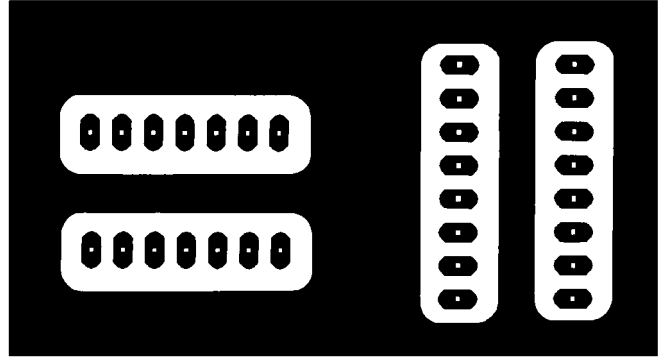


图10. AD539/5539接地层典型布局