

驱动 PIN 二极管： 运算放大器方案

作者：John Ardizzoni

PIN 二极管在重掺杂的 P 区和 N 区之间夹有一层轻掺杂的本征区 (I)，此类二极管广泛用于射频与微波领域。常见应用是要求高隔离度和低损耗的微波开关、移相器和衰减器。在测试设备、仪器仪表、通信设备、雷达和各种军事应用中，可以发现这类二极管的身影。

开关电路中，每个 PIN 二极管都有附随的 PIN 二极管驱动器或开关驱动器，用来提供受控正向偏置电流、反向偏置电压以及控制信号（通常是一个数字逻辑命令）与一个或多个 PIN 二极管之间的激活接口。根据应用需要，可以采用分立设计或专门 IC 实现这种驱动器功能。

另一方面，也可以使用随处可得的运算放大器以及箝位放大器、差分放大器等特殊放大器作为备选方案，代替分立 PIN 二极管驱动电路和昂贵的 PIN 二极管驱动器 IC。此类运算放大器具有宽带宽、高压摆率和充裕的稳态电流，可驱动 PIN 二极管。本文讨论三种不同的 PIN 驱动器电路，它们采用运算放大器或特殊放大器：AD8037、AD8137 和 ADA4858-3。这些电路设计用于单刀双掷 (SPDT) PIN 二极管开关，但也可以对其进行修改，以适合其它电路配置。在详细说明这些电路之前，本文将先讨论 PIN 二极管的特性和使用。

PIN 二极管

PIN 二极管用作电流控制电阻，工作在 RF 和微波频率，正向偏置（“导通”）时其电阻只有几分之一欧姆，反向偏置（“截止”）时其电阻高达 10 kΩ 以上。与典型的 PN 结二极管不同，PIN 二极管的 P 区与 N 区之间多了一层高阻性本征半导体材料（用 PIN 中的“I”表示），如图 1 所示。

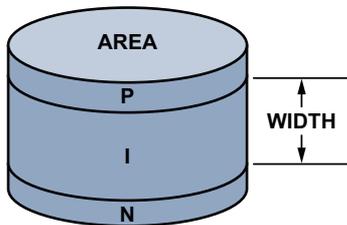


图 1. PIN 二极管

当 PIN 二极管正向偏置时，来自 P 材料的空穴和来自 N 材料的电子注入 I 区。电荷并不能立即完成重新合并；电荷重新合并所需的有限时间量称为“载流子生命周期”。这导致 I 区中存在净存储电荷，因而其电阻会降至某一个值，称为二极管的有效导通电阻 R_S (图 2a)。

当施加反向或零偏置电压时，二极管呈现为一个电阻 R_P ，它与电容 C_T 并联 (图 2b)。通过改变二极管几何结构，可以使 PIN 二极管具有不同的 R_S 和 C_T 组合，以满足各种电路应用和频率范围的需要。

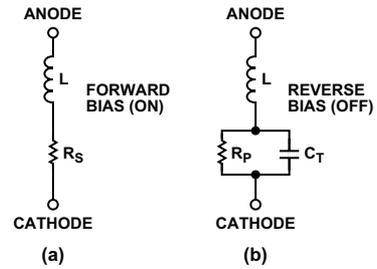


图 2. PIN 二极管等效电路：a) 导通， $I_{BIAS} \gg 0$ ；
b) 截止， $V_{BIAS} \leq 0$ 。

驱动器提供的稳态偏置电流 I_{SS} 和反向电压共同决定 R_S 和 C_T 的最终值。图 3 和图 4 显示了典型 PIN 二极管系列——M/A-COM MADP 042XX8-13060¹ 系列硅二极管的参数关系。二极管材料会影响其特性。例如，砷化镓 (GaAs) 二极管几乎不需要反向偏置就能实现低 C_T 值，如图 9 所示。

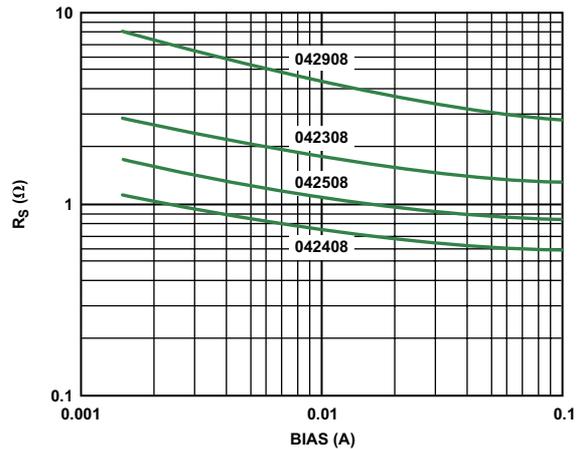


图 3. 硅二极管导通电阻与正向电流的关系

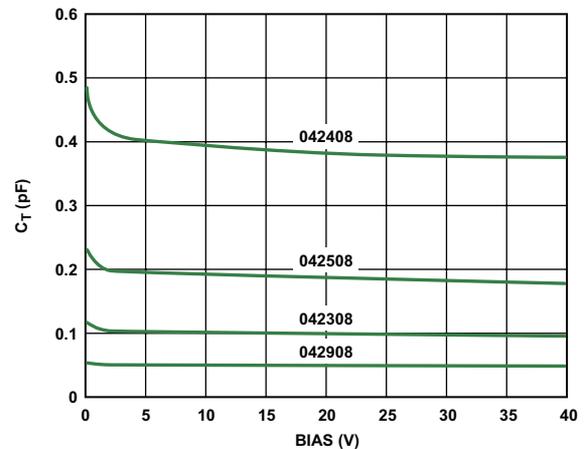


图 4. 硅二极管电容与反向电压的关系

PIN 二极管中存储的电荷可以利用公式 1 进行近似计算。

$$Q_S = \tau \times I_{SS} \quad (1)$$

其中：

Q_S = 存储的电荷

τ = 二极管载流子生命周期

I_{SS} = 稳态电流

要导通或截止二极管，必须注入或移除所存储的电荷。驱动器的工作就是以极快的速度注入或移除所存储的电荷。如果开关时间小于二极管的载流子生命周期，则可以利用公式 2 近似计算实现快速开关所需的峰值电流 (I_p)。

$$I_p = \frac{\tau \times I_{SS}}{t} \quad (2)$$

其中：

t = 所需的开关时间

I_{SS} = 驱动器所提供的稳态电流，用来设置 PIN 二极管导通电阻 R_S

τ = 载流子生命周期

驱动器注入或移除电流（或“尖峰电流”） i 可以表示为公式 3。

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (3)$$

其中：

C = 驱动器输出电容（或“尖峰电容”）的值

v = 输出电容上的电压

dv/dt = 电容上的电压的时间变化率

PIN 二极管偏置接口

将开关驱动器控制电路与 PIN 二极管相连，以便通过施加正向或反向偏置来开关二极管，是一项具有挑战性的工作。偏置电路通常使用一个低通滤波器，它位于 RF 电路与开关驱动器之间。图 5 显示了一个单刀双掷 (SPDT) RF 开关及其偏置电路。当设置妥当时，滤波器 $L1/C2$ 和 $L3/C4$ 允许将控制信号施加于 PIN 二极管 $D1-D4$ ，控制信号与 RF 信号（从 RF IN 切换至 PORT 1 或 PORT 2）的相互影响极少。这些元件允许频率相对较低的控制信号通过 PIN 二极管，但会阻止高频信号逃离 RF 信号路径。不正常的 RF 能量损耗意味着开关的插入损耗过高。电容 $C1$ 、 $C3$ 和 $C5$ 阻止施加于二极管的直流偏置侵入 RF 信号路径中的电路。直流接地回路中的电感 $L2$ 允许直流和低频开关驱动器信号轻松通过，但对于 RF 和微波频率则会呈现高阻抗，从而降低 RF 信号损耗。

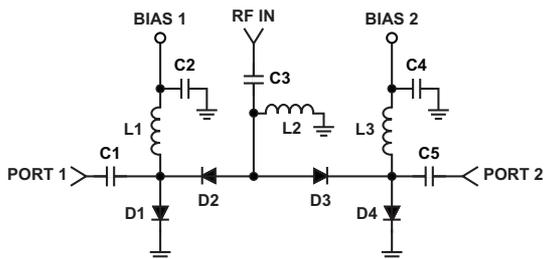


图 5. 典型单刀双掷 (SPDT) RF 开关电路

偏置电路、RF 电路和开关驱动器电路全都会发生交互影响彼此的性能，因此像所有设计一样，权衡考虑各种因素十分重要。例如，较大的 $C2$ 和 $C4$ (>20 pF) 对 RF 性能有利，但对驱动器则是麻烦，因为大电容会导致上升沿和下降沿较慢。快速开关对大多数应用都有利；因此，为了实现最佳驱动器性能，

电容必须极小，但为了满足 RF 电路要求，电容又必须足够大。

传统 PIN 二极管驱动器

PIN 二极管驱动器有各种形状和尺寸。图 6 给出了一个可提供高开关速度的典型分立开关驱动器的原理图。这种驱动器既可以采用“片线”（混合）结构来实现，也可以采用“表贴”（SMT）器件来实现；前者非常昂贵，后者虽不昂贵，但需要的印刷电路板 (PCB) 面积多于混合结构。

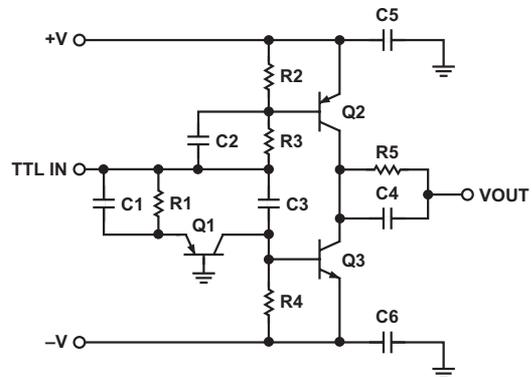


图 6. 分立开关驱动器电路

还有专用开关驱动器集成电路 (IC)；这些 IC 十分紧凑，提供 TTL 接口，并具有良好的性能，但灵活性有限，而且往往很昂贵。

还有一种开关驱动器架构应当考虑，即采用运算放大器。运算放大器开关驱动器的明显优势在于其自身的灵活性，可以轻松地进行配置，以适应不同的应用、电源电压和条件，为设计人员提供丰富的设计选项。

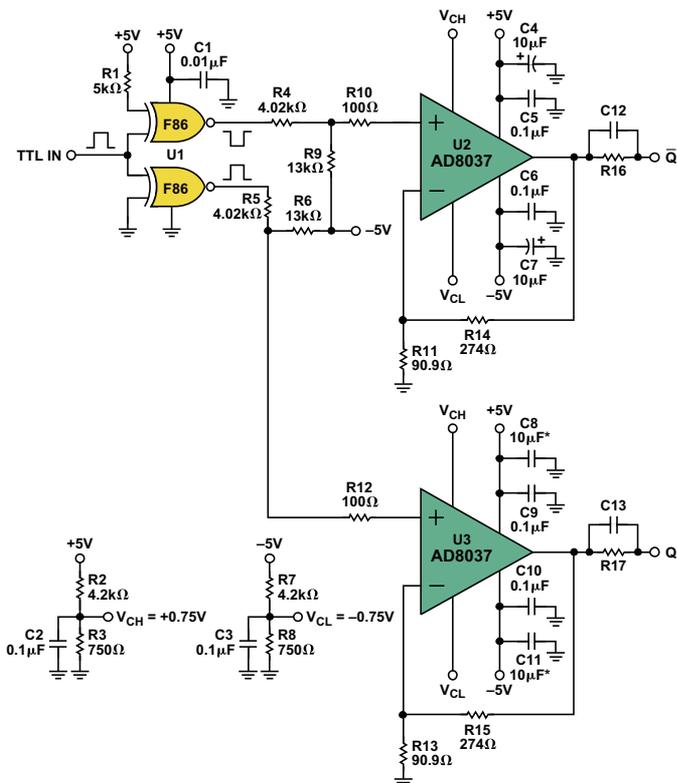
运算放大器 PIN 二极管驱动器

运算放大器电路是一种很有吸引力的 PIN 二极管驱动备选方案。除灵活性外，这种电路常常还能以接近或超过 1000 V/ μ s 的跃迁速度工作。下面将介绍三种不同的 RF PIN 二极管放大器驱动电路。所选放大器虽然在根本特征上各不相同，但都能执行类似的功能。这些放大器电路可以驱动硅或砷化镓 (GaAs) PIN 二极管，但各有各的特点。

AD8037 — 箝位放大器

该电路能以最高 10 MHz 的频率工作，具有出色的开关性能，总传播延迟为 15 ns。通过改变增益或箝位电压，可以调整输出电压和电流，以适应不同的应用。

箝位放大器 AD8037² 原本设计用于驱动 ADC，可提供箝位输出以保护 ADC 输入不发生 overdrive。图 7 所示配置用一对 AD8037 (U2 和 U3) 驱动 PIN 二极管。



*C8 AND C11 MAY BE REDUCED OR ELIMINATED IF U2 AND U3 ARE LOCATED CLOSE TO EACH OTHER.

图 7. AD8037 PIN 二极管驱动器电路

本例中，U2 和 U3 采用同相配置，增益为 4。利用 AD8037 的独特输入箝位特性，可以实现极其干净和精确的箝位。它可以线性放大输入信号，最高可达增益乘以正负箝位电压（VCH 和 VCL）。当增益为 4 且箝位电压为 ±0.75 V 时，如果输入电压小于 ±0.75 V，则输出电压等于输入电压的 4 倍；如果输入电压大于 ±0.75 V，则输出电压箝位在最大值 ±3 V。这一箝位特性使得过驱恢复非常快（典型值小于 2 ns）。箝位电压（VCH 和 VCL）由分压器 R2、R3、R7 和 R8 确定。

数字接口由 74F86 XOR 逻辑门 (U1) 实现，它提供 U2 和 U3 所用的驱动信号，两路互补输出之间的传播延迟偏斜极小。电阻网络 R4、R5、R6 和 R9 将 TTL 输出电平转换为大约 ±1.2 V，然后通过 R10 和 R12 馈送给 U2 和 U3。

U2 和 U3 的 ±1.2-V 输入提供 60% 过驱，以确保输出会进入箝位状态 (4 × 0.75 V)。因此，硅 PIN 二极管驱动器的输出电平设为 ±3 V。电阻 R16 和 R17 限制稳态电流。电容 C12 和 C13 设置 PIN 二极管的尖峰电流。

AD8137 — 差分放大器

差分放大器（本例所用的 AD8137）可以低成本提供出色的高速开关性能，并使设计人员能够十分灵活地驱动各种类型的 RF 负载。有各种各样的差分放大器³可供使用，包括速度更快、性能更高的一些器件。

高速差分放大器 AD8137³ 通常用于驱动 ADC，但也可以用作低成本、低功耗 PIN 二极管驱动器。其典型开关时间为 7 ns 至 11 ns，其中包括驱动器和 RF 负载的传播延迟。它提供互补输出，功能多样，可以替代昂贵的传统驱动器。

图 8 所示电路将单端 TTL 输入 (0 V 至 3.5 V) 转换为互补 ±3.5V 信号，同时可使传播延迟最小。TTL 信号放大 4 倍，在 AD8137 输出端产生所需的 ±3.5V 摆幅。TTL 信号的中点（或共模电压）为 1.75 V；必须将同样的电压施加于 R₂，作为参考电压 V_{REF}，以免在放大器输出端引入共模失调误差。最好从一个低源阻抗驱动此点；任何串联阻抗都会增加到 R₁ 上，从而影响放大器增益。

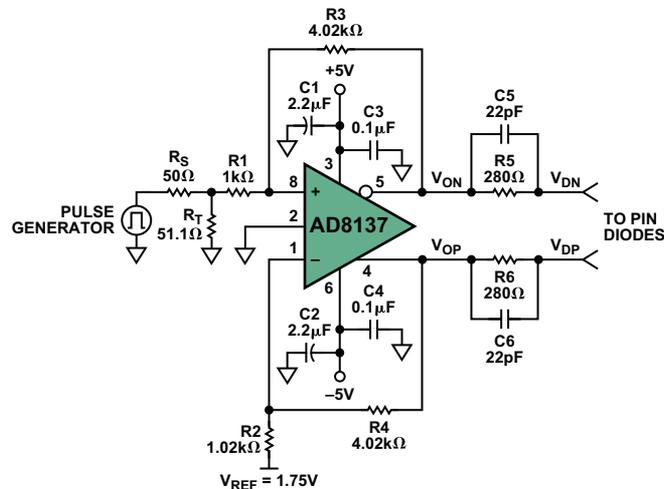


图 8. PIN 二极管驱动器原理图

输出电压增益可由公式 4 计算：

$$G = \frac{R_F}{R_G} = \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2} \quad (4)$$

为正确端接脉冲发生器的输入阻抗，使之成为 50 Ω，需要确定差分放大器电路的输入阻抗。这可以利用公式 5 计算，得出 R_T = 51.55 Ω，与之最接近的标准 1% 电阻值为 51.1 Ω。对于对称的输出摆幅，两个输入网络的阻抗必须相同。这意味着，反相输入阻抗必须将信号源的 Thévenin 阻抗和端接电阻纳入增益设置电阻 R₂。有关详情，请参阅应用笔记 AN-1026⁵。

$$R_{IN} = \left(\frac{R_G}{1 - \frac{R_F}{2 \times (R_G + R_F)}} \right) \quad (5)$$

图 8 中，R₂ 约比 R₁ 大 20 Ω，以补偿源电阻 RS 与端接电阻 R_T 的并联组合所引入的额外电阻 (25 Ω)。将 R₄ 设为 1.02 kΩ（最接近 1.025 kΩ 的标准电阻值），以确保两个电阻比相等，避免引入共模误差。

输出电平转换很容易利用 AD8137 的 V_{OCM} 引脚来实现，该引脚设置直流输出共模电平。本例中，V_{OCM} 引脚接地，以提供关于地的对称输出摆幅。

电阻 R5 和 R6 设置稳态 PIN 二极管电流，如公式 6 所示。

$$I = \frac{V_{ON} - V_{DN}}{R_5} \quad (6)$$

电容 C5 和 C6 设置尖峰电流，该电流有助于注入和移除 PIN 二极管中存储的电荷。可以根据特定二极管负载要求，调整这些电容的值，实现性能优化。尖峰电流可以由公式 7 计算。

$$i = C_{5\text{or}6} \frac{dV}{dt} \quad (7)$$

ADA4858-3 — 内置电荷泵的三通道运算放大器

许多应用只提供一个电源，这常常令电路设计人员感到为难，尤其是当需要在 PIN 电路中提供低关断电容时。这种情况下，硅或 GaAs PIN 二极管驱动电路可以使用片上集成电荷泵的运算放大器，而不需要外部负电源；其好处是可以显著节省空间、功耗和预算。

高速电流反馈型三通道放大器 ADA4858-3⁶ 就是这样一种器件，它具有出色的特性，片上集成电荷泵，输出摆幅可以达到地电压以下 -3 V 至 -1.8 V（具体取决于电源电压和负载）。该器件十分鲁棒，可以真正为其它电路提供最高 50 mA 的负电源电流。

ADA4858-3 为单电源系统中的互补 PIN 二极管微波开关驱动问题提供了一种独特的解决方案。回顾图 4，从中可以看出：即使很少量的反向偏置也有助于降低二极管电容 C_T ，具体取决于 PIN 二极管的类型。此类驱动器对 GaAs PIN 二极管很有利，因为这种二极管通常不需要很大的负偏置就能使关断电容 (C_T) 保持较小的值（图 9）。

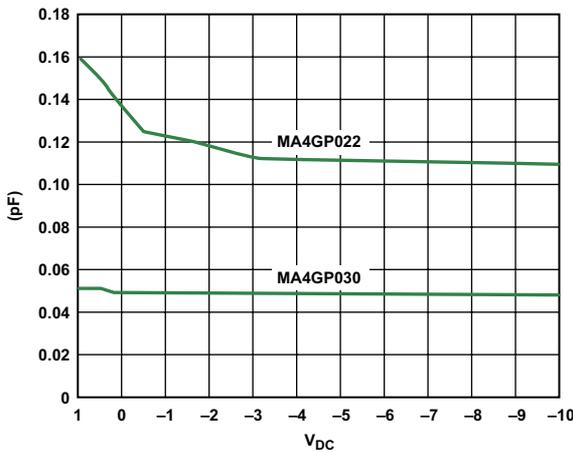


图 9. GaAs CT 电容与电压的关系

图 10 所示电路用 ADA4858-3 作为 PIN 二极管驱动器。可以在输入端增加一个缓冲门，使该电路兼容 TTL 或其它逻辑。对此电路的要求是将 TTL 0V 至 3.5V 输入信号摆幅转换为互补 -1.5V 至 +3.5V 摆幅，用于驱动 PIN 二极管。

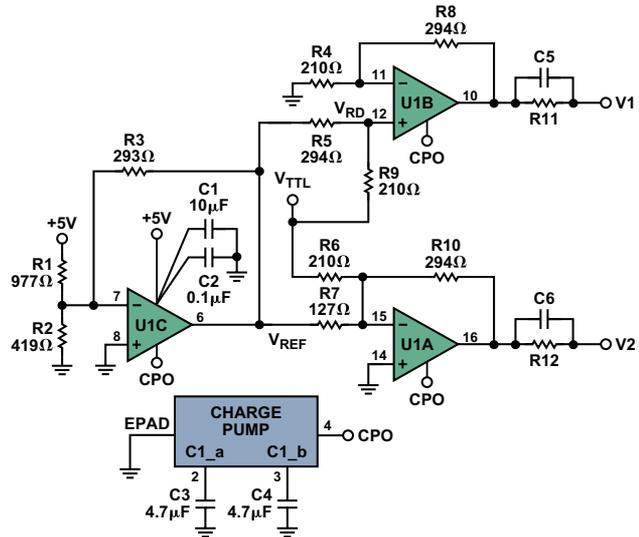


图 10. ADA4858-3 用作 PIN 二极管驱动器

R1、R2、R3 和 U1C 形成该电路的 -1.5V 基准电压，内部负电压 CPO 由片内电荷泵产生。电容 C3 和 C4 是电荷泵工作所必需的。负基准电压随后通过分压器 (R5 和 R9) 与 V_{TTL} 输入以无源方式合并。所产生的电压 (V_{RD}) 出现在 U1B 的同相输入端。U1B 输出电压可以利用公式 8 计算。

$$V_1(No Load) = \left[1 + \frac{R_8}{R_4} \right] V_{RD} = (2.4) V_{RD} \quad (8)$$

其中：

$$V_{RD} = \left(\frac{R_5}{R_5 + R_9} \right) V_{TTL} + \left(\frac{R_9}{R_9 + R_5} \right) V_{REF} = \frac{294}{504} V_{TTL} + \frac{210}{504} V_{REF} \quad (9)$$

负基准电压也被馈送至放大器 U1A，在其中与 TTL 输入合并，所得输出电压 V2 可以利用公式 10 计算。

$$V_2(No Load) = -1.4V_{TTL} - 2.3V_{REF} \quad (10)$$

这些放大器采用电流反馈架构，因此必需注意反馈电阻的选择，反馈电阻对于放大器的稳定性和频率响应有着重要作用。对于本应用，反馈电阻设为 294 Ω ，这是数据手册所推荐的值。输出电压 V1 和 V2 分别可以用公式 8 和公式 10 表示。输出尖峰电流量可以利用公式 3 和电容 C5、C6 上的电压确定。设置 PIN 二极管导通电阻的稳态电流由 R11 与 R12 上的电压差确定，并取决于 PIN 二极管曲线和系统要求。

对于本应用，RF 开关负载为 MASW210B-1 硅 PIN 二极管单刀双掷 (SPDT) 开关，用于微波下变频器的前端（图 11）。

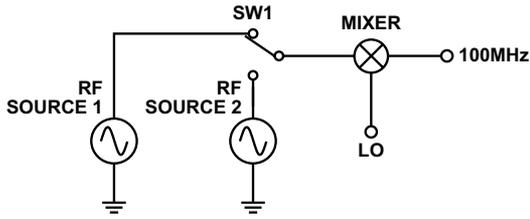


图 11. 下变频器功能框图

开关输出波形和 TTL 输入信号如图 12 所示。请注意，上升沿和下降沿非常陡峭。由于开关的开关时间要求相对较慢（约为 50 ns），因此本应用没有使用尖峰电容 C5 和 C6。设置稳态二极管电流的电阻 R11 和 R12 均为 330 Ω 。

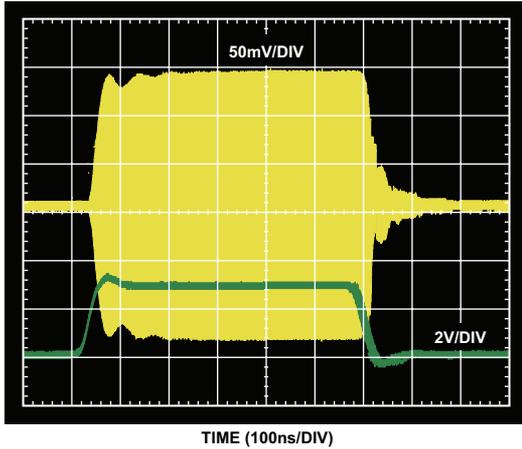


图 12. 显示 RF 开关速度的波形

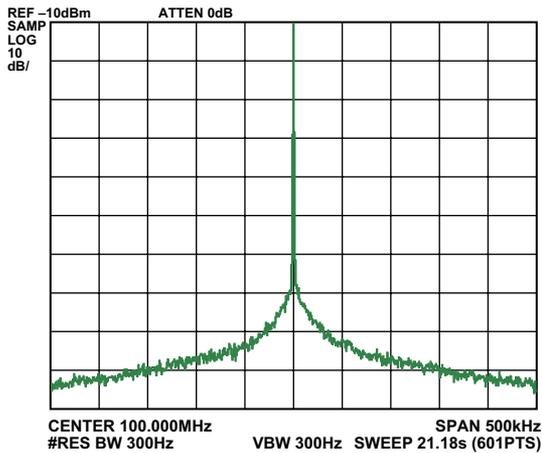


图 13. 下变频器的频谱响应

图 13 显示了下变频器前端的频谱响应；开关 SW1 位于固定位置，以消除插入损耗。请注意，图中不存在谐波或边带，充分表明没有明显的 100 kHz 开关伪像从 ADA4858-3 片内电荷泵散出，这是在此类应用中使用这些器件的重要考虑因素。

结论

如以上三例所示，运算放大器可以创造性地用作传统放大器的替代方案，其性能与 PIN 二极管专用驱动 IC 相当。此外，运算放大器可以提供增益调整和输入控制功能，而且当使用内置电荷泵的运算放大器时，无需负电源，这就提高了 PIN 二极管的驱动器和其它电路的设计灵活性。运算放大器易于使用和配置，可以相对轻松地解决复杂问题。

致谢

开关速度和频谱数据、RF 负载以及测试设备由美国新罕布什尔州哈德逊 Sage Laboratories 友情提供。首席技术官 Tony Cappello 为测试提供了便利，工程副总裁 David Duncan 提供了技术协助。

参考文献

Hiller, Gerald. Design with PIN Diodes. M/A-COM Application Note AG312.

Understanding RF/Microwave Solid State Switches and Their Applications. Agilent Application Note.

¹www.macomtech.com/datasheets/MADP-042008_Series.pdf.

²www.analog.com/zh/amplifiers-and-comparators/operational-amplifiers-op-amps/ad8037/products/product.html.

³www.analog.com/diffamp.

⁴www.analog.com/zh/amplifiers-and-comparators/operational-amplifiers-op-amps/ad8137/products/product.html.

⁵www.analog.com/static/imported-files/application_notes/AN-1026.pdf.

⁶www.analog.com/zh/audiovideo-products/video-ampsbuffersfilters/ada4858-3/products/product.html.

关于作者

John Ardizzoni [john.ardizzoni@analog.com] 是 ADI 公司高速放大器部门资深应用工程师。他于 2002 年加入 ADI 公司。此前，他曾担任 IBM 公司的应用工程师和 M/A-COM 公司的设计工程师。他于 1988 年毕业于梅里马克学院，具有 29 年以上的电子行业工作经验。

