

## AD813x的运用

### 工作原理

AD813x与常规运算放大器的不同之处在于，它有一个附加的输入端和一个附加的输出端。附加输入端 $V_{OCM}$ 用于控制输出共模电压。附加输出端相当于常规运算放大器单端输出的模拟互补输出。在工作时，AD813x采用两个反馈环路，常规运算放大器则采用单环路。这种配置为各种新型电路的设计提供了极大自由，而且仍然可以使用有关运算放大器的基本原理来分析其工作模式。

其中一个反馈环路用于控制输出共模电压 $V_{OUT,cm}$ ，其输入为 $V_{OCM}$ (引脚2)，输出为两个差分输出(+OUT和-OUT)的共模电压或平均电压。该电路的增益被电路内部设定为单位增益。AD813x工作于其线性区时，这种设置将确立一种运算约束，即： $V_{OUT,cm} = V_{OCM}$ 。

第二个反馈环路用于控制差分运算。与运算放大器类似，传递函数的增益和增益成形可通过添加无源反馈网络进行控制。虽然，只需要一个反馈网络即可完成闭环，并完全约束运算。但根据所需功能，也可使用两个反馈网络。这是由于有两个相互反向而且与差分输入相关的输出端。

### 术语定义

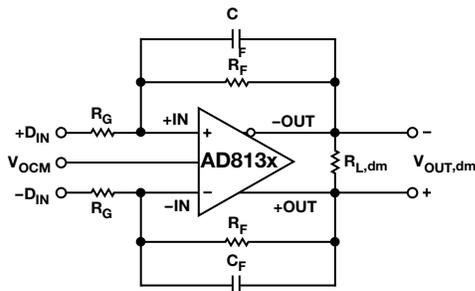


图1 电路定义

差分电压指两个节点电压之差。例如，输出差分电压(亦称输出差模电压)定义为：

$$V_{OUT,dm} = (V_{+OUT} - V_{-OUT}) \quad (1)$$

$V_{+OUT}$ 和 $V_{-OUT}$ 分别指+OUT端和-OUT端相对于同一基准电压的电压。

共模电压指两个节点电压的平均值。输出共模电压定义为：

$$V_{OUT,cm} = (V_{+OUT} + V_{-OUT}) / 2 \quad (2)$$

### 引脚功能描述

引脚编号	引脚名称	功能
1	-IN	负输入
2	$V_{OCM}$	输入此引脚的电压以1:1的比例设定共模输出电压。例如，若 $V_{OCM}$ 为1V直流，则+OUT和-OUT的直流偏置电平将设为1V。
3	V+	正电源电压
4	+OUT	正输出。注意：+OUT端的电压是- $D_{IN}$ 电压的反相。
5	-OUT	负输出。注意：-OUT端的电压是+ $D_{IN}$ 电压的反相。
6	V-	负电源电压
7	NC	无连接
8	+IN	正输入

### AD813x的一般用法

在此针对一阶分析提出几条假设，这些也是用于运算放大器分析的典型假设：

- 输入阻抗无限大，其负载效应可忽略不计。
- 输入偏置电流足够小，可忽略不计。
- 输出阻抗无限低。
- 开环增益无限大，将放大器驱动至输入差分电压为零的状态。
- 假定失调电压为零。

尽管可用纯差分输入驱动AD813x，但许多应用均要求采用带有单端输入和差分输出的电路。

对于单端转差分的电路，无驱动的输入端，其的RG将连接至一基准电压，此处为接地。其他条件稍后再作讨论。另外，暂且假定 $V_{OCM}$ 及 $V_{OUT,cm}$ 处为接地。图2所示为采用AD813x的此类电路的一般原理图，其中包括两个反馈通道。

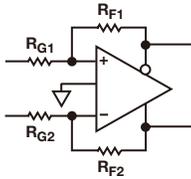


图2 典型四电阻反馈电路

对于每个反馈网络，可定义一个反馈系数，该系数为输出信号反馈回异号输入端的部分。这些项为：

$$\beta 1 = R_{G1} / (R_{G1} + R_{F1}) \quad (3)$$

$$\beta 2 = R_{G2} / (R_{G2} + R_{F2}) \quad (4)$$

$\beta 1$ 为有驱动的一端的反馈系数， $\beta 2$ 则为连接到基准电压(此处为接地电压)的一端的反馈系数。另需注意，各反馈系数可能为0与1之间的任意数。

可推导出适用于全部 $\beta 1$ 和 $\beta 2$ 值的单端转差分增益方程：

$$G = 2 \times (1 - \beta 1) / (\beta 1 + \beta 2) \quad (5)$$

这个表达式不太直观。但显而易见的是， $\beta 1$ 容限误差与等值得 $\beta 2$ 容限误差对增益产生的影响并不相同。

若 $R_{F1}/R_{G1} = R_{F2}/R_{G2}$ ，增益方程可简化为 $G = R_F/R_G$ 。

### 基本电路工作

AD813x更有用且易于理解的一种用法是提供两个等比反馈网络。为匹配寄生效应，这两个网络实际上应由两个等值反馈电阻 $R_F$ 和两个等值增益电阻 $R_G$ 构成。电路图如图1所示。

与常规运算放大器类似，AD813x有两个差分输入端，可以使用差模输入电压 $V_{IN,dm}$ 和共模输入电压 $V_{IN,cm}$ 驱动。还有一个在常规运算放大器中并不存在的输入端 $V_{OCM}$ ，为AD813x提供了另一输入端。该输入端完全独立于上述两个输入端。另有两个互补的输出端，其响应可由一差模输出 $V_{OUT,dm}$ 和一共模输出 $V_{OUT,cm}$ 决定。

表I列出了从三类输入到两类输出的增益。

表I 差模和共模增益

输入	$V_{OUT,dm}$	$V_{OUT,cm}$
$V_{IN,dm}$	$R_F/R_G$	0(设计值)
$V_{IN,cm}$	0	0(设计值)
$V_{OCM}$	0	1(设计值)

差分输出( $V_{OUT,dm}$ )等于差分输入电压( $V_{IN,dm}$ )与 $R_F/R_G$ 之积。此时，无论两个差分输入端均被驱动，还是只有一个输入端被驱动而另一输入端与基准电压(如接地电压)相关联，都无关紧要。如上表第一列中两个为零的条目所示，两个共模输入对增益均无影响。

从 $V_{IN,dm}$ 到 $V_{OUT,cm}$ 的增益为0。并且，在一阶分析中，并不考虑反馈网络的比率匹配。AD813x中的共模反馈环路提供一种校正作用，可使该增益项保持最小值。“平衡误差”描述了该增益项与零之间差别的程度。

从 $V_{IN,cm}$ 到 $V_{OUT,dm}$ 的增益直接取决于反馈网络的匹配。常规运算放大器中用到的类似的传递函数称为“共模抑制比”，简称“CMRR”。因此，如需获得高CMRR，则必须妥善匹配反馈比。

从 $V_{IN,cm}$ 到 $V_{OUT,cm}$ 的增益理想值同样为0，并且，在一阶分析中，并不考虑反馈比匹配。与 $V_{IN,dm}$ 到 $V_{OUT,cm}$ 的增益一样，共模反馈环路使该项保持最小值。

仅当反馈比相匹配时，从 $V_{OCM}$ 到 $V_{OUT,dm}$ 的增益才为理想值0。通过改变 $V_{OCM}$ 产生的差分输出信号与反馈网络的不匹配程度相关。

$V_{OCM}$ 通过单位增益传递函数控制着输出共模电压 $V_{OUT,cm}$ 。对于等比反馈网络(如上述假设), 其对各输出的影响相同, 这是“从 $V_{OCM}$ 到 $V_{OUT,dm}$ 的增益为零”的另一种说法。如果 $V_{OCM}$ 不被驱动, 输出共模电压将为供电电压的中间值。建议在 $V_{OCM}$ 处连接一个0.1  $\mu$ F的旁路电容。

使用不相等的反馈比时, 与 $V_{OUT,dm}$ 关联的两个增益不等于零。这极大地增加了数学分析的复杂程度, 加大了器件工作原理的理解难度。其中一些相关内容将在另一节中介绍。

### 估算输出噪声电压

与常规运算放大器类似, 可通过用折合到输入端(+IN和-IN)的误差项乘以电路噪声增益来估算差分输出误差(噪声和失调电压)。噪声增益定义为:

$$G_N = 1 + \left( \frac{R_F}{R_G} \right) \quad (6)$$

为了计算图1所示电路折合到输出端的总噪声, 还必须考虑电阻 $R_F$ 和 $R_G$ 的贡献。有关在各闭环增益下的输出噪声电压密度估算值, 请参阅表II。

表II 特定增益下的建议电阻值和噪声性能

增益	$R_G$ ( $\Omega$ )	$R_F$ ( $\Omega$ )	带宽 (-3 dB)	输出噪声 (AD813x)	输出噪声 (AD813x + $R_G, R_F$ )
1	499	499	360 MHz	16 nV/Hz	17 nV/Hz
2	499	1.0 k	160 MHz	24.1 nV/Hz	26.1 nV/Hz
5	499	2.49 k	65 MHz	48.4 nV/Hz	53.3 nV/Hz
10	499	4.99 k	20 MHz	88.9 nV/Hz	98.6 nV/Hz

### 计算应用电路的输入阻抗

如图1所示电路的有效输入阻抗(在+ $D_{IN}$ 和- $D_{IN}$ 端), 取决于放大器是由单端信号源驱动, 还是由差分信号源驱动。对于平衡差分输入信号, 两个输入端(+ $D_{IN}$ 和- $D_{IN}$ )之间的输入阻抗( $R_{IN,dm}$ )为:

$$R_{IN,dm} = 2 \times R_G \quad (7)$$

若为单端输入信号(例如, 若- $D_{IN}$ 接地, 输入信号接入+ $D_{IN}$ ), 输入阻抗则为:

$$R_{IN,dm} = \left( \frac{R_G}{1 - \frac{R_F}{2 \times (R_G + R_F)}} \right) \quad (8)$$

该电路的有效输入阻抗高于作为反向放大器连接的常规运算放大器, 因为一小部分差分输出电压在输入端表现为共模信号, 从而增高了输入电阻 $R_G$ 两端的电压。

### 单电源应用中的输入共模电压范围

AD813x针对以电平移位“接地”为基准的输入信号进行优化。举例来说, 对于单端输入来说, 这就意味着当图1中放大器的负电源电压(V-处)设为0伏特时, - $D_{IN}$ 处的电压也需要为0。

### 设定输出共模电压

AD813x的 $V_{OCM}$ 引脚采用内部偏置, 偏置电压约等于供电电压的中间点(V+和V-电压的平均值)。使用该内部偏置得到的输出共模电压与预期值的偏差在100 mV之内。对于需要对输出共模电平进行更加精确控制的情况, 建议使用外部源或电阻分压器(其中,  $R_{SOURCE} < 10$  k $\Omega$ )。

### AD813x差分放大器用作ADC驱动的应用笔记

#### 高性能ADC驱动

图3所示的电路是用于驱动AD9224(一款12位、40MSPS模数转换器)的AD813x的简化前端连接。该模数转换器在采用差分驱动时将获得最佳性能, 因为这种驱动模式可使其失真最小, 详见数据手册。AD813x可以实现单端到差分转换、共模电平移位和驱动信号缓冲等功能, 而不需要使用变压器来驱动ADC。

AD813x的正负输出端通过一对49.9  $\Omega$ 的电阻与AD9224的相应的差分输入端相连, 以使AD9224开关电容前端的影响最小。为获得最佳失真性能, 该器件采用 $\pm 5$  V电源供电。

AD813x也可针对单端输入到差分输出转换配置为单位增益。为了平衡源的 $50\ \Omega$ 并联阻抗及其驱动同相输入端的 $50\ \Omega$ 端接电阻，需要在 $-IN$ 输入端增加 $23\ \Omega$ ，合计 $522\ \Omega$ 。

信号发生器有一个以接地电压为基准的双极性输出端，就是说接地电压之上和之下采用对称驱动模式。通过把 $V_{OCM}$ 连接至AD9224的CML引脚可将AD813x的输出共模电压设为 $2.5\ V$ ，此值为AD9224的供电电平的中间值。该电压由一个 $0.1\ \mu F$ 的电容旁路。

把SENSE端短接至AVSS，可将AD9224的满量程模拟输入范围设为 $4\ V$ 峰峰值。经证明，该量能提供最小时的谐波失真。

若AD813x的摆幅为 $4\ V$ 峰峰值，则每输出端的摆幅为 $2\ V$ 峰峰值，而且是 $180$ 度反相信号。若输出端共模电压为 $2.5\ V$ ，这就意味着AD813x的每输出端将在 $1.5\ V$ 与 $3.5\ V$ 之间摆动。

将以接地电压为基准的 $4\ V$ 峰峰值、 $5\ MHz$ 信号输入到 $D_{IN+}$ 端，来对图3所示电路进行测试。当组合器件电路以 $20\ MSPS$ 的采样速率工作时，SFDR(无杂散动态范围)测得值为 $-85\ dBc$ 。

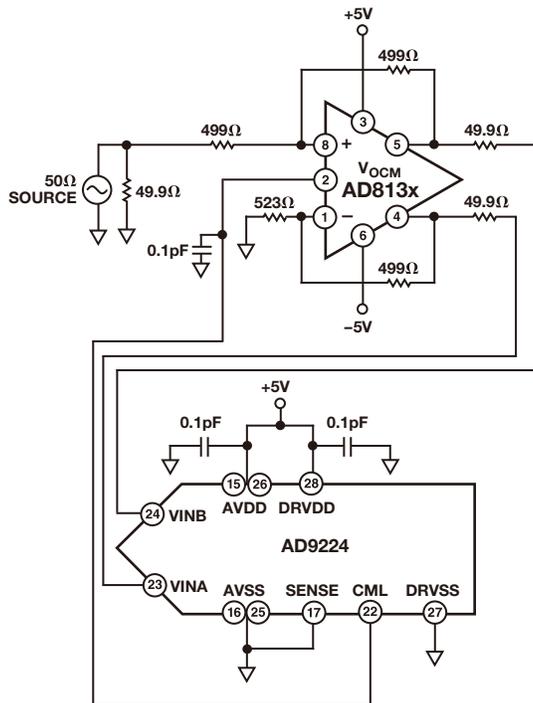


图3 使用AD813x驱动AD9224(一款12-位40 MSPS模数转换器)

### 3 V单电源差分模数转换器驱动

许多较新的模数转换器支持 $3\ V$ 单电源工作，可节省大量系统功耗。为增加模拟输入端的动态范围，这类转换器采用差分输入，使动态范围比单端输入提高了一倍。使用差分输入的另一个好处是可改善失真性能。

AD813x失真低并能采用 $3\ V$ 单电源供电，这些特性使其成为适用于某些10-位单电源应用的模数转换器驱动。图4所示的是使用AD813x驱动AD9203(一款10位、 $40\ MSPS$ 模数转换器)的电路图。

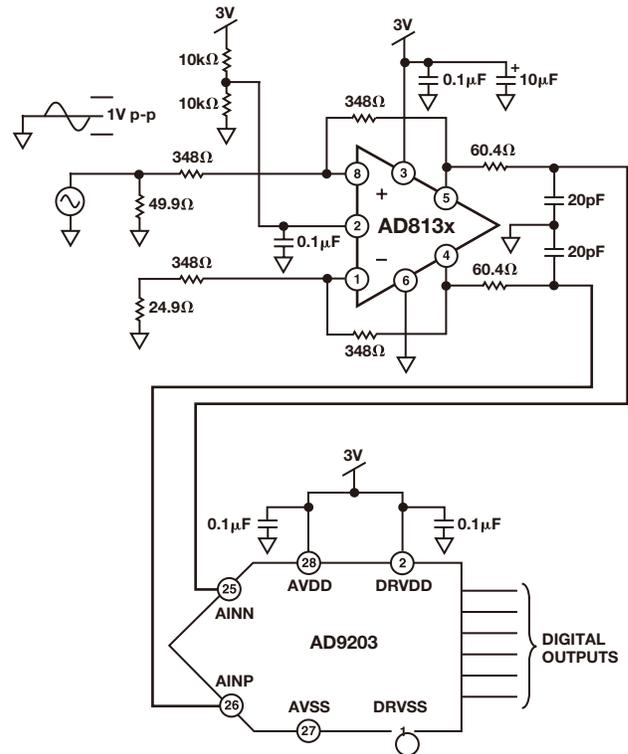


图4 使用AD813x驱动AD9203(一款10-位40 MSPS模数转换器)

AD813x输出端的共模电压由连接至 $V_{OCM}$ 的分压器设为供电电压的中间值，交流电压则用一个 $0.1\ \mu F$ 电容旁路。这可使AD813x的输出获得在供电电压轨之间的最大动态范围。AD813x输出端的 $110\ \Omega$ 电阻及旁路电容共同构成一个单极低通滤波器，可降低噪声和抗混叠。

图5为组合器件在模拟输入频率为 $2.5\ MHz$ 、采样速率为 $40\ MSPS$ 时的FFT图线。

与中心抽头变压器驱动(通常为驱动这种模数转换器的最佳方式)相比, AD813x在维持直流性能方面具有优势, 这是变压器解决方案所不具备的。

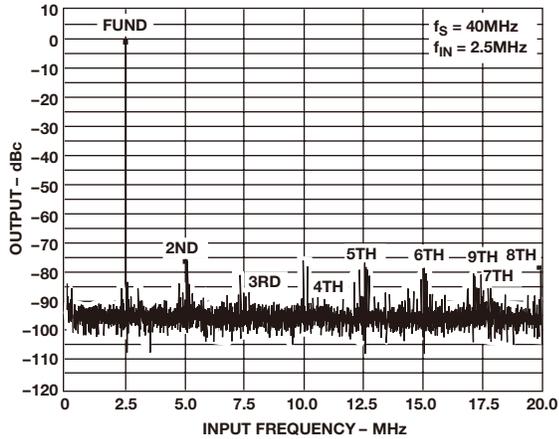


图5 使用AD813x驱动AD9203的FFT响应

## 平衡线路驱动 双绞线线路驱动器

驱动双绞线电缆时, 最好只将纯差分信号输入线路中。如果信号为纯差分(完全平衡)信号, 且传输线路为平衡双绞线, 则可将信号辐射降至最低。

互补电场将主要限制在两条双绞导线之间的空间中, 不会从电缆中大量辐射出去。电缆中的电流会产生磁场, 而磁场会产生一定辐射。然而, 对于各个扭绞, 两个邻近扭绞的磁场极性相反。如果扭绞节距足够小, 这些小磁场环路将容纳大部分磁通量, 远场磁场强度可忽略不计。

差分驱动信号的任何不平衡将在电缆中表现为共模信号, 相当于用共模信号驱动的单线。此时, 该线缆充当着天线的的作用而产生辐射。因此, 为了降低驱动差分双绞线电缆时产生的辐射, 差分驱动信号应高度平衡。

AD813x中的共模反馈环路有助于降低输出端的共模电压量, 因而可用于设计高度平衡的差分线路驱动器。

图6所示的为使用AD813x驱动双绞线线路的电路, 这种电路与3类或5类(Cat3或Cat5)电缆一样, 已安装于许多建筑中, 用于电话和数据通信。这类传输线路的特征阻抗通常为 $100\ \Omega$ 。AD813x输出端的出色平衡性能将使共模信号以及因驱动双绞线而产生的电磁干扰量最小。

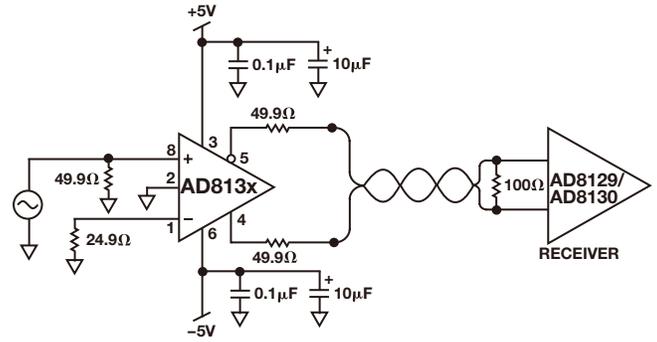


图6 单端转差分 $100\ \Omega$ 线路驱动器

与每个输出端串联的电阻在发射端与线路端接。由于AD813x输出端的阻抗极低, 因此可将其视为短路, 而两个端接电阻则在传输线路的发射端形成一个 $100\ \Omega$ 的端接。接收端由一个跨接在线路上的 $100\ \Omega$ 电阻直接端接。

传输线路的这个反向端接将输出信号衰减一半。AD813x等于2的固定增益将使系统端到端的净增益为1。

此处, 输入信号由输出阻抗为 $50\ \Omega$ 的信号发生器提供, 通过AD813x + $D_{IN}$ 引脚处的一个 $49.9\ \Omega$ 电阻端接。源和端接电阻的有效并联电阻为 $25\ \Omega$ 。从- $D_{IN}$ 到地的 $24.9\ \Omega$ 电阻与+ $D_{IN}$ 源阻抗相匹配, 可降低任何直流和增益误差。

如果+ $D_{IN}$ 由低阻抗源驱动且距离较短(如运算放大器的输出端), 则+ $D_{IN}$ 处无需使用端接电阻。此时, 可将- $D_{IN}$ 直接接地。

## 发射均衡器

任意长度的传输线路传送的信号都会发生衰减。在较高频下, 这种效应比低频更严重。一种补偿办法是使用均衡器电路, 用于增强发射电路中的高频成分, 以减弱电缆接收端的衰减效应。

通过降低反馈网络中RG元件在较高频下的阻抗,可提高高频增益。图7所示的是一个增益为2的线路驱动器,该驱动器的RG与10 pF电阻并联。其效应如图8中的频率响应曲线所示。

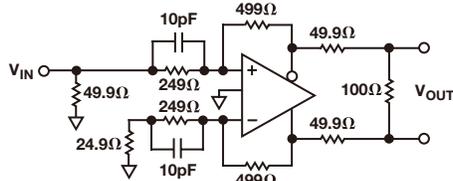


图7 频率增强电路

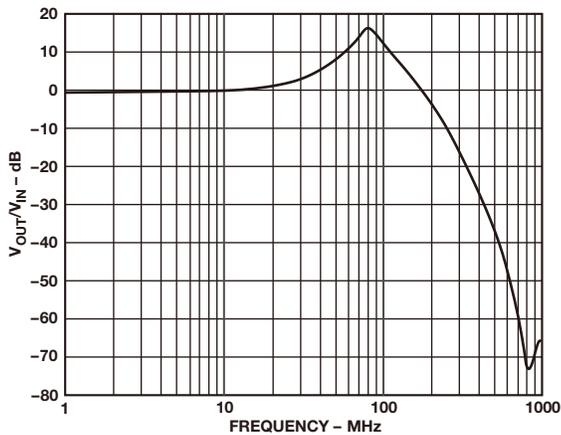


图8 发射增强电路的频率响应

## 其他应用

### 平衡变压器驱动器

变压器是最早用来实现单端到差分转换(反之亦然)的器件之一。变压器还可以实现电流隔离、电压升压或降压以及阻抗变换等功能。因此,在许多应用中都需要变压器。

然而,在以单端模式驱动变压器的情况下,观察其输出,会发现,由于变压器固有的寄生效应所导致的不平衡。对于变压器的初级(或受驱一侧),当其中一端受驱动时,另一端则为直流电位(通常为接地)。在要求变压器差分输出信号良好平衡的系统中,这可能带来一些问题。

若假定绕组间电容( $C_{STRAY}$ )呈均匀分布,来自驱动源的信号将耦合至离初级受驱一端最近的次级输出端。另一方面,次级另外一端将没有耦合信号,因为离其最近的初级端未受驱动(见图9)。这种不平衡的大小取决于变压器的具体寄生效应,在较高频时通常会有问题。

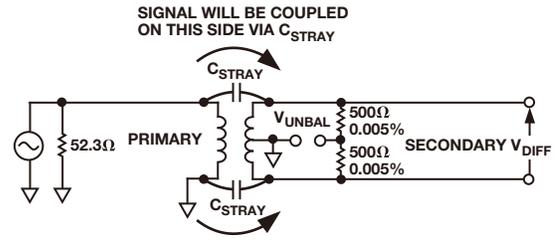


图9 变压器单端到差分转换器的固有不平衡

测量差分电路的平衡性时,可以先将一个等值电阻分压器跨接至差分输出端,然后测量分压器的中点与地之间的电压。由于两个差分输出端的振幅应相等,且为180度反相,因此对理想的平衡输出来说,测得的值应该为0。

图9所示的电路为一个Minicircuits公司的T1-6T变压器,其初级侧采用单端驱动,次级侧通过一个精密分压器与其输出端跨接。分压器由两个500Ω、0.005%精密电阻构成。电压 $V_{UNBAL}$ 等于交流共模电压,是输出平衡度的一个衡量指标。

图10所示的曲线图对通过信号发生器以单端模式驱动的变压器和通过AD813x以差分模式驱动的变压器这两种情况进行了比较。图10中,上面的曲线显示的是单端配置下的平衡,下面的曲线则是差分驱动下的平衡响应。在100 MHz下,使用AD813x可使平衡提高35 dB。

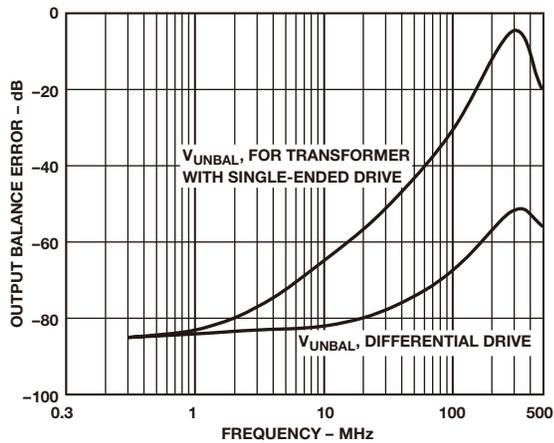


图10 图9和图11所示电路的输出平衡误差

AD813x高度平衡的输出信号，向变压器的每个初级输入端提供一个驱动信号(振幅相等、180度反相)。因此，取决于次级侧极性的连接方式，通过绕组间电容的信号或者等量地增强变压器的次级信号，或者同时降低次级信号。这两种情况下，寄生效应均具对称性，可提供高度平衡的变压器输出。(见图11。)

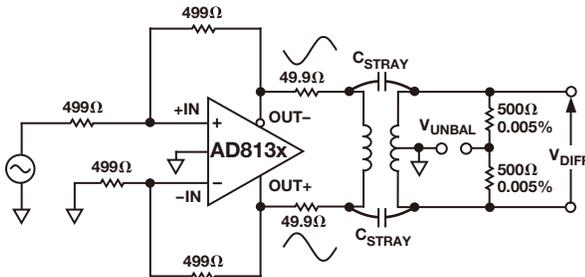


图11 AD813x构成一个平衡变压器驱动器

## 全波整流器

利用AD813x的平衡输出和一对肖特基二极管可构成一种超高速全波整流器。这种电路可用于测量交流电压和执行其他计算任务。

图12所示即为这样一种电路配置。AD813x的每个输出端驱动一个HP2835肖特基二极管的阳极。选择这些肖特基二极

管的原因是它们支持高速工作。在较低频率下(大约低于10 MHz)，可使用1N4148之类的硅信号二极管。两个二极管的阴极相互连接，该输出节点通过一个100 Ω电阻接地。

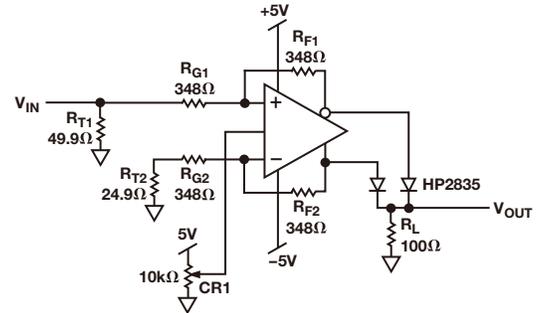


图12 全波整流器

当差分输出电压为零时，二极管需要工作在略呈正偏的状态。对于肖特基二极管，该电压值约为400 mV。通过CR1可以方便地调节正偏量，在本电路中，CR1可以提高或降低 $V_{OUT,cm}$ 而不形成差分输出电压。

这种电路的一个优点在于，当二极管在环路中反转其极性时，反馈环路不会暂时断开。这种设计有时用于采用常规运算放大器的全波整流器中。当频率超过1 MHz时，这种常规电路的表现欠佳。

如果正偏不足(即 $V_{OUT,cm}$ 过低)，全波整流输出波形的较低尖波峰会被圆化。另外，随着频率的增加，较低波峰也趋于圆化。可增加正偏，以在较高频率产生更尖的波峰。

目前没有一种可靠的、可以完全量化的全波整流器性能测量方法。由于理想波形存在周期性的尖锐不连续点，所以会存在无频率上限的(主要为偶次)谐波。然而，对于实际电路来说，随着频率的增加，较高谐波会发生衰减，低频下存在的尖波峰会显著圆化。

电路最高工作频率为300 MHz，当其仍处于工作状态时，输出中保留的主要为二次谐波。结果使其看似600 MHz的正弦波。图13的示波器曲线图给出的是在100 MHz、2.5 V峰峰值输入驱动下得到的输出。

有时二次谐波发生器是非常有用的，比如产生一个时钟对DAC进行2倍过采样时。如果将本电路的输出通过一个低通滤波器，则可将其用作二次谐波发生器。

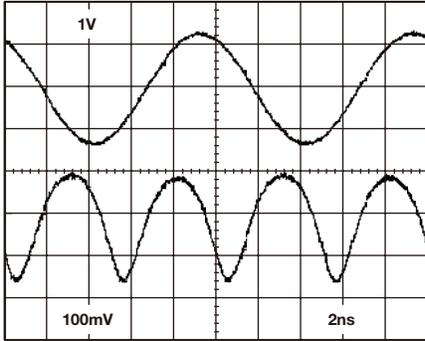


图13 100 MHz输入下的全波整流器响应

## 差分滤波应用

与运算放大器类似，可通过AD813x构成各类有源滤波器。这类滤波器可采用单端输入和差分输出，驱动差分模数转换器时可提供抗混叠功能。

图14为一种低通多反馈滤波器的电路原理图。有源部分含有两个极点，输出端还有另外一个极点。该滤波器设计的-3 dB频率为1 MHz。测得实际-3 dB频率为1.12 MHz，如图15所示。

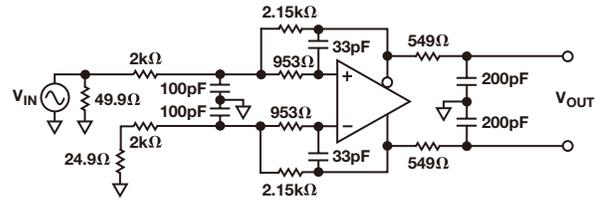


图14 1 MHz、3-极点差分输出低通多反馈滤波器

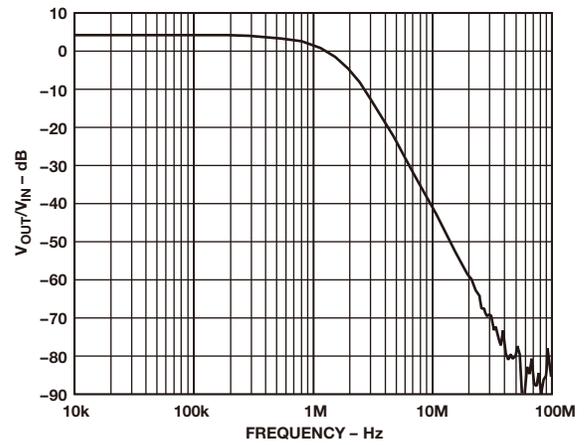


图15 1 MHz低通滤波器的频率响应