

### 运算放大器共模抑制比的测量方法

Measuring DC-to-Wideband CMRR for Op Amps

Maxim Integrated Products公司 Alfredo Saab

共模抑制比(CMRR)是指差分放大器对同时加到两个输入端上的共模信号的抑制能力。更确切地说,CMRR是产生特定输出所需输入的共模电压与产生同样输出所需输入的差分电压的比值。同时,CMRR还等于放大器开环共模增益与开环差模增益的比值。本文下面所描述的测试方法可快速获得CMRR与频率关系的曲线图,而且其测量结果在DC到几十兆赫兹频率范围内都无误差,并可重复测量。

#### 测量CMRR所面临的问题

众所周知,共模抑制比(CMRR)的测量即困难又费时,原因主要有以下几点:

✎ 运算放大器的共模开环增益通常较小,其共模输出信号通常被器件噪声所淹没而很难测量。

✎ 与前面的问题相反,运算放大器的差模开环增益较大,使得输入信号难于测量。运算放大器的输入信号必须非常小才能使运算放大器工作在线性范围,而且测量在运算放大器的输入端进行,测量仪器很可能会影响运算放大器的特性。另外,输入噪声也使输入信号的测量变得困难。

✎ 施加在运算放大器上的两个共模输入信号必须精确平衡,即加在每个输入上的信号幅度和相位必须完全一致。共模信号间的差与信号平均值的

比值必须优于最佳CMRR值。这一比值决定了所用测试方法测量CMRR所能达到的最低要求或称为测量限值。尽管在反相输入端加入反馈以稳定待测器件(DUT)的直流工作点,但仍需要保持信号平衡。

✎ 作为一种均衡衰减保证信号平衡的要求意味着在每个共模信号路径上(同相和反相输入),即从输入到信号接入点必须保持近乎完美的对称性。每条路径上的对应器件必须完全一样,甚至路径的几何对称性也至关重要。

如果需要测量宽频率范围内CMRR与频率的函数关系,那么共模输入信号必须在所需频率范围内保持平衡。这意味着必须保证信号路径上寄生器件(电感和电容)的对称性。CMRR测量电路需要匹配极好的器件,同时在测量时还需精密、可重复的手动调节。

✎ 开发CMRR测量装置时的另一个

问题是需要保证稳定的直流工作点,同时还要保证待测器件(DUT)对地输出电压的任何改变(或对任何供电电压)都只是因为共模信号响应而引起。

#### 理论依据

差分放大器共模响应,如图1所示,是指放大器中共模电压 $V_{cm}$ 引起的差模电压 $V_{cm\_diff}$ 。根据CMRR的定义,设 $V_{cm\_diff}$ 为差模下对应的电压:

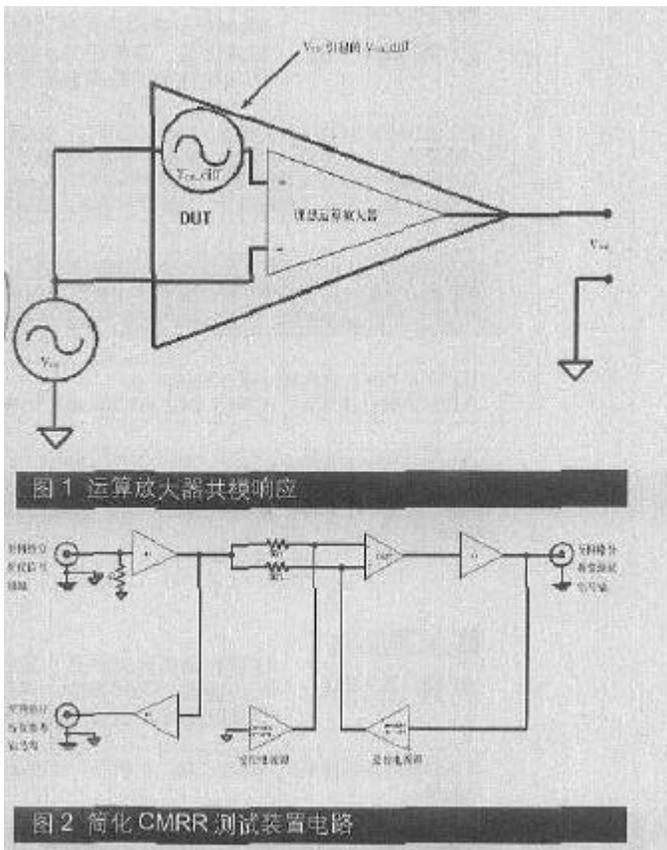


图1 运算放大器共模响应

图2 简化CMRR测试装置电路

$V_{out} = V_{cm\_diff} \times A_{diffm} = V_{cm} \times A_{cm}$

重新组合公式:

$A_{diffm}/A_{cm} = V_{cm}/V_{cm\_diff} = CMRR$  (作为增益比)

显然可得:

$CMRR = V_{cm}/V_{cm\_diff}$

其中:  $A_{cm}$  为共模增益,  $A_{diffm}$  为差模增益,  $V_{cm\_diff}$  为共模电压引起的 DUT 差分偏移,  $V_{cm}$  为共模电压(测试信号)。

后一个方程可使我们更为确切地了解 CMRR 参数的含义, 即 CMRR 与放大器的增益和频率无关。如式中定义, CMRR 是共模输入电压与其在放大器输入端感应出的等价差分输入电压的比值。根据这一定义就可以获得一种测量 CMRR 的方法, 即利用已知共模电压驱动待测器件, 测量  $V_{cm\_diff}$  通过计算比值即可求出 CMRR。

### 工作原理

外部信号发生器提供测试装置所需测试信号(图2), 一个缓冲放大器通过两个低值电阻馈送  $V_{cm}$  信号到待测器件(DUT)输入端。一个由 DUT 输出驱动的宽带(带宽 100 MHz)受控电流源在 DUT 反相输入端提供所必须的反馈, 以保证直流稳定性, 同时使待测运算放大器保持单位增益。连接到 DUT 反相输入的这一电流源输出把连接共模信号源到反相输入的低值电阻看作它的负载。

设计中让电流源的跨导等于输入端串联的小电阻的倒数。由于跨导放大器(受控电流源)的增益等于跨导乘以负载阻抗, 因此反相输入的反馈为

1, 而这又使 DUT 的闭环增益也为 1。而对于共模信号, 反相输入路径上的衰减比几乎为零(50% 串联电阻与电流源  $10^8 \Omega$  动态阻抗的比)。

换句话说, 受控电流源极高的输出阻抗和低输出电容使反相反馈网络对于共模信号是透明的。同时, 同相输入端通过一个与反相输入阻值相等的小电阻接入共模信号。为了确保共模信号平衡, 维持电路对称, 在 DUT 同相输入端连接一个与负反馈电路完全一样的恒流源(但保持输入接地)。

为获得保证稳定性所必需的与频率无关的负反馈(超出 DUT 的频率响应), 受控电流源带宽要足够大。由于 DUT 配置为单位增益, 其输出仅包含  $V_{cm\_diff}$  偏移(由加在输入端的共模电压  $V_{cm}$  所引起)和 DUT 本身的输入噪声。虽然将 DUT 设为单位增益使产生的输出信号较小, 但增益在较宽频率范围内是已知的, 从而保证直到 DUT 的 GBW(增益带宽积)值的测量均可正确进行, 无需与频率相关的校正。

### 测试电路

图3所示的电路是使用一台网络分析仪测量运算放大器的 CMRR。这一电路也可与其它仪器一起配合使用。网络分析仪具有宽频率范围、输出经过校准以及具有低噪、窄带可选电压表等功能, 因此网络分析仪是测量

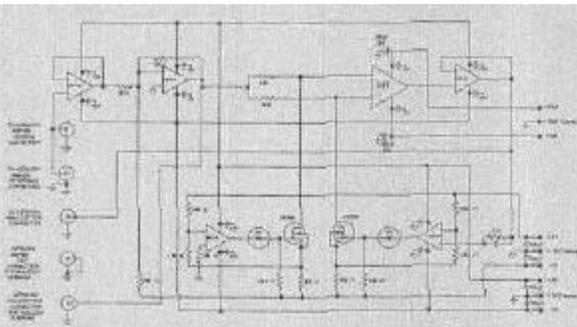


图3 CMRR 测试电路原理图(除非另外说明, 所有电容均为  $0.1\mu F$  陶瓷电容, 所有电阻都为  $\pm 1\%$  准确度。)

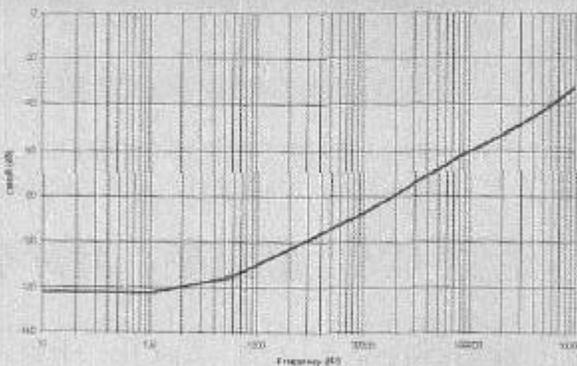


图4 MAX400 运算放大器的 CMRR 与频率关系曲线

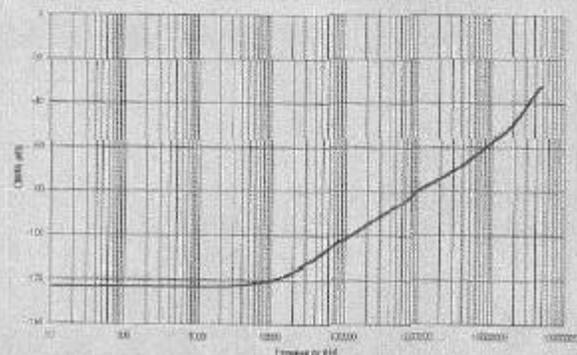


图5 MAX410 运算放大器的 CMRR 与频率关系曲线

## 测试与测量

CMRR 很好的选择。

该测试电路具有校正能力,可以消除电缆引起的误差以及其它仪器不完备所带来的影响。输入和输出缓冲器以及受控电流源环路采用增益带宽

积(GBW)为 740 MHz 的低噪声运算放大器。在 DUT 的输出端,宽带(600 MHz)同相单位增益缓冲器为受控恒流源提供输入,同时也提供测量信号。DUT 输出实际上处于无负载状态,如果需要可以选择使用与测试电路相对独立的负载。电流源输出采用具有低输出电容的 MOSFET 小信号器件。

### DUT 限制

这一测试方法对 DUT 参数提出一些限制。DUT 在单位增益下必须是稳定的。这一要求可以通过改变反馈用受控电流源的跨导和增高 DUT 增益来调节。图中的跨导为 0.02 西门子(Siemens)对于输入串联 50 欧姆的情况可使 DUT 增益为 1。为了测量最小稳定增益不为 1(比如为 5)放大器的 CMRR,必须将受控电流源的跨导设为 0.1 西门子。

DUT 增益的提高引出一个问题——频率大于 DUT GBW 的 CMRR 数值将不再准确。基于稳定性考虑, DUT 的 GBW 必须小于电流环的带宽。反相和同相输入端的阻抗匹配程度必须足够高,从而可以忽略

通过 50 欧姆信号路径的共模信号之间的差异。

### 布局布线和元器件

除非希望提高带宽,否则并没有特别关键元器件需要进一步匹配。但如果确实希望提高带宽,电流源输出电容必须与输出器件匹配。所有电阻都为 1% 精度。应当通过细心的布局布线来使 DUT 输入的电容最小。为保证两条信号路径上的寄生电抗元件(和高频信号衰减)平衡,信号源到 DUT 的每条输入路径应尽可能对称。DUT 输入还必须小心屏蔽,避免其它大信号电平节点对其影响。高频电路设计中适用的所有通用规则都适用于此。

### 性能

图 3 的测试电路可以驱动高达 5Vpp 的共模信号,频率可从直流到几百兆赫兹。从实验所得 CMRR 曲线图中可以看出 10 Hz 至 1MHz 噪声背景低于 -125 dB。DUT 使用独立电源输入,并通过一个独立输入在共模信号上叠加一个直流偏置。从外部信号源输入到共模信号接入点之间的增益为 1。参考和测试输出可驱动 50 欧姆线路。

### 校准和验证结果

图 4 至图 6 给出了三种不同运算放大器的 CMRR 与频率关系曲线。图 7 和图 8 为故意预设一定量共模信号失衡所对应的关系曲线,目的是验证测试电路正确可行。正如希望得到的结果一样引入 1/1000(仅在一个路径)衰减失衡导致 CMRR 为 60 dB,如果衰减失衡改为 1/104,则 CMRR 达到 80 dB。

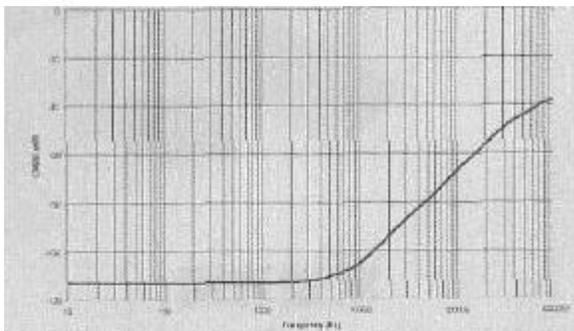


图 6 MAX4238 运算放大器的 CMRR 与频率关系曲线

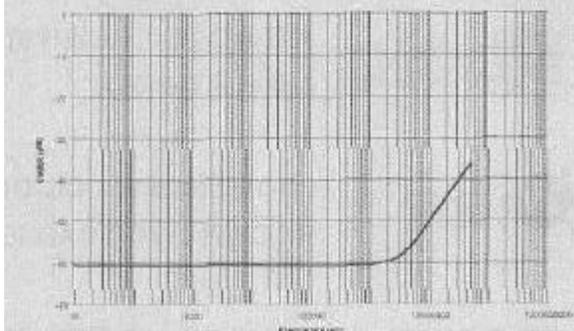


图 7 MAX410 运算放大器的 CMRR 与频率关系曲线  
衰减失衡为 1/1000。

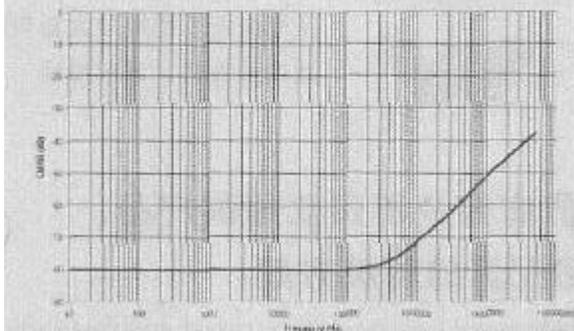


图 8 MAX410 运算放大器的 CMRR 与频率关系曲线  
衰减失衡为 1/104