

利用运算放大器进行 RF 设计：第一部分

作者：Bruce Carter，德州仪器 (TI)

起初，并没有考虑将运算放大器 (op amps) 用于 RF 设计。然而，随着速度更快的、更新的器件的出现，已使运算放大器成为某些应用中的上佳选择。RF 设计人员希望采用运算放大器作为增益级，从而能从诸多优势（如简洁性）中受益。但是，这些设计人员必须熟悉新出现的术语。

采用分立式晶体管的传统 RF 设计技术，已经成功应用数十年。RF 设计人员（其系统对成本非常敏感）或许会问，“为什么采用价值数美元的组件替换成本只有几分钱的晶体管？”换言之，高端系统的 RF 设计人员会一直紧紧地跟踪运算放大器的发展趋势，并且意欲将这些新技术应用于自身的设计中。然而，由于新技术的理解消化需要一个过程，为此他们往往优柔寡断。

优点

当使用分立式晶体管时，晶体管的偏置和工作点与级增益和级调谐相互影响。当使用运算放大器时，设计人员所只需要将相应的电源连接到运算放大器的接电引脚。对于精心设计的方案而言，这种连接方式可为单一电源。采用两只电阻对级增益进行设置，而且级增益不会影响级调谐。

与晶体管不同的是，当采用运算放大器时，热漂移效应几乎完全被消除。

缺点

如果运算放大器由单一电源供电，那么设计人员必须掌握如何设置运算放大器的工作点。（该过程比偏置晶体管级容易得多）

RF 设计人员习惯于采用某些方法来描述 RF 性能。运算放大器的 AC 性能用 AC 性能来描述。RF 设计人员必须掌握如何将运算放大器的 AC 性能参数转化为 RF 参数。

如果起初未予以阐述清楚，那么术语的称谓将会引起混乱。RF 设计人员通常以功率 dB 的形式探讨增益（增益与阻抗相匹配 [通常为 50 欧姆]）。探讨功率 dB 时，10dB 的增益即为 10 增益，20dB 的增益则为 100 增益。运算放大器设计人员对电压 dB 更为熟悉，电压 dB 独立于阻抗之外且与功率 dB 相差两倍。对于电压 dB 而言，20dB 的增益即为 10 增益，40dB 的增益则为 100 增益。

采用电压反馈放大器还是采用电流反馈放大器？

RF 设计人员必须确定是电压反馈放大器还是电流反馈放大器更适宜用于设计

工作中？运算放大器产品说明书中所提供的带宽参数只针对下列状况：器件的单位增益带宽已被内部补偿和/或寄生效应削减 3dB（电压）。上述情况对确定器件的实际工作频率范围并非非常奏效。

内部补偿电压反馈放大器带宽由一只内部“主极点”补偿电容控制，这就限制了其恒定增益/带宽。相反，电流反馈放大器未配置主极点电容。因此，当在高增益的情况下，电流反馈放大器能在离其最大频率更近的范围工作。换言之，增益/带宽的相互依赖性已被打破。

为了阐述这一现象，我们将电压反馈运算放大器和电流反馈运算放大器作了比较：

- THS4001：为 270 MHz（-3 dB 电压）开环带宽的电压反馈放大器。只适用于当增益为 10（20 dB 电压）、频率约为 10 MHz 的应用。
- THS3001：为 420 MHz（-3 dB 电压）开环带宽的电流反馈放大器。适用于当增益为 10（20 dB 电压）、频率约为 150 MHz 的应用。

RF 设计人员必须了解电流反馈放大器的下列情况：

- 电流反馈放大器传统的电路拓扑结构保持不变。
- 电流反馈放大器推荐值为 R_f ——反馈电阻。这些推荐值应予以认真对待。通过 R_g 对增益进行调整，使电容器置于反馈环路之外。

除了上述限制，以及在高速 RF 电路的布局和旁路方面的常规注意事项外，电流反馈放大器无需关注额外的注意事项。

对于电压和电流反馈放大器而言，均限制运算放大器反相输入端的电容量——这是造成不稳定的主要原因。这样，就非常易于在结构不够紧密的 PCB 布局上积聚杂散电容。为了减少这种杂散电容，TI 建议在接地上打一个孔，同时在多层板上运算放大器反相输入端的下面设置若干电层（power plane）。

将运算放大器作为增益级

就其自身而言，运算放大器属于开环差动输入器件。它们适于在闭环拓扑中运行（不同于接收机的 AGC 环路）。各运算放大器的反馈环路必须在相应的 RF 级实现就地闭合。

实现上述要求有两种方法。运算放大器的设计人员将这两种方法称为“反相”和“非反相”。这些称谓是指与输入端相比较而言，运算放大器电路的输出端是否为反相。从 RF 设计的角度出发，这种情况很少予以考虑。对各种实际的使用目的而言，任何一种设置都能正常工作，而且输出相同的结果。基于这种原因，在此非反相设置将予以优先考虑，因为其使用最为简单。

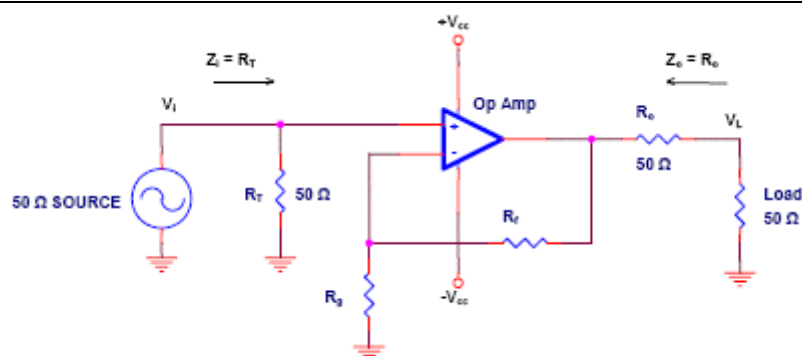


图 1 RF 运算放大器增益级

图 1 所示为一只非反相 RF 放大器的电路图。由于非反相输入端的输入阻抗居高不下，所以采用一只 50Ω 的电阻限定输入端。电压增益由 R_f 与 R_g 的比值设置：

$$G = 20 \cdot \log \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_f}{R_g} \right) \text{dB, log gain}$$

for a desired gain :

$$1 + \frac{R_f}{R_g} = 2(10^{G/20})$$

由于大多数的运算放大器都具备单位增益稳定的特性，因此如图所示增益级的增益不得低于半值（-6 dB 电压）。

通过在输出端串联一只 50Ω 的电阻，增益级输出端的阻抗则被转化为 50Ω 。这样，连同 50Ω 的负载一同考虑，则意味着分压器中的增益被一分为二（-6 dB 电压）。因此，单位增益（0 dB）的增益级变为半数增益或 -6 dB 电压。

对某些运算放大器来说，将放大器转化为两只 50Ω 的电阻并非上乘之举。因为许多运算放大器的设计用途是驱动 600Ω 的负载，所以重要的是，要考虑运算放大器推荐负载的大小。

RF 设计人员或许会注意到，由于增加了一只二次负电源，电源要求会变得复杂。对于如图 2 所示的单电源工作模式而言，对增益级的变更可以轻松地完成。

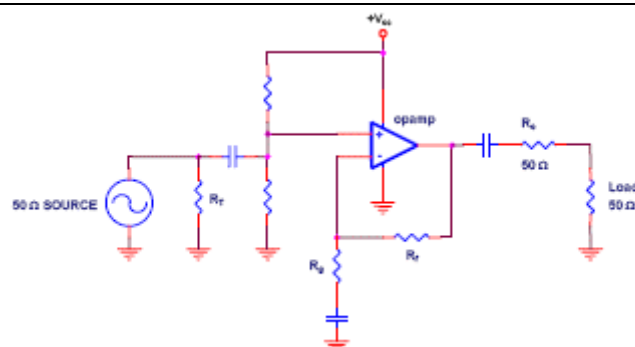


图 2 单电源 RF 放大器

虚拟接地在耦合电容器之后的非反相输入端上形成。这样，就可将运算放大器的工作点提升至电源电压和接地中间的虚拟接地电位。因为增益级的运算放大器部分现被定位为电源电压的一半，所以其必须避免输入直流。需用耦合电容器将前级、后级以及增益电阻 R_g 与虚拟接地直流电位隔离开来。选用这些电容器应考虑在工作频率时，其具有低阻抗的特性。

散射参数

正向传输 S_{21}

正向传输 S_{21} 在相关的工作频率范围内予以设定。 S_{21} 之所以从未标注在运算放大器的产品说明书中，是因为其是由输入和反馈电阻 R_f 与 R_g 设定的增益函数。非反相运算放大器级正向传输的计算方法如下：

$$S_{21} = A_L = \frac{V_L}{V_i} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_f}{R_g} \right)$$

运算放大器的产品说明书列出了开环增益和相位。了解闭环增益和相位是设计人员应有的责任。幸运的是，这并不难做到。在多数情况下，产品说明书都附有上佳的开环带宽曲线图，有时还带有相位图。在所需的增益位置，闭合环路可在曲线图上形成一条直线（考虑到曲线图的限制，可将其转变为相应的曲线）。开环带宽曲线图应作为最大绝对值予以采用。按照接近这种限值进行设计的设计人员采取上述方法时，其实也是在牺牲过度的补偿以及复杂的 PCB 布局技术为前提的。

为了说明上述观点，假定有两只频率为 1GHz 的运算放大器，如图 3 所示：一只为电压反馈放大器；另一只为电流反馈放大器。如果所需电压增益为 20 dB，那么电压反馈放大器的频率只能刚好超过 10.7 MHz——恰好满足 FM IF

放大器的需要。如果所需电压增益为 40 dB，那么电压反馈放大器的频率只能刚好超过 1 MHz——恰好满足中波/AM 放大的需要。

另一方面，电流反馈放大器可用于当频率为 50 MHz 时，上述的两种情况。在此提醒设计人员必须多加注意，以避免高增益时发生振荡现象。请牢记 RF 设计人员提供的准则：各种振荡器以放大器的形式出现，而各种放大器则以振荡器的面目出现。

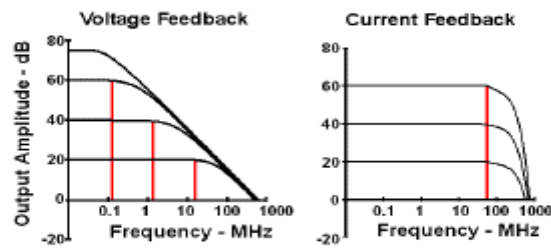


图 3 电压和电流反馈运算放大器的增益带宽比较

反相传输 S_{12}

运算放大器的拓扑结构，尤其是电流反馈放大器，假设两个输入端均与低阻抗相连，因此，其具有卓越的性能。运算放大器拥有如此卓越的反相隔离功能的另外一个原因是：不是由设置相应泄漏损的单一晶体管增益元件，而是由反相信号来检查数十颗或数百颗晶体管的泄漏问题。

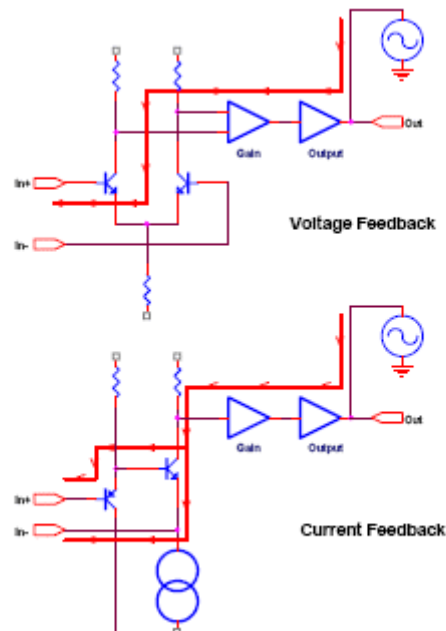


图 4 运算放大器中的反相传输路径

非反相电流反馈放大器设置中的反相隔离功能稍佳。这是因为输出信号必须同时通过连接非反相和反相输入端的电路进行泄漏，以到达信号源。

频率响应峰值

电流反馈放大器使频率峰值的阻性微调变得简单易行，这样就不会对正向增益产生影响。图 5 显示了该调整在非反相电路中的应用情况。反馈回路中的此种阻性微调会影响对环路增益的调整。因此，频率响应无需调整信号增益，而仍由 R_f 和 R_g 进行设置。

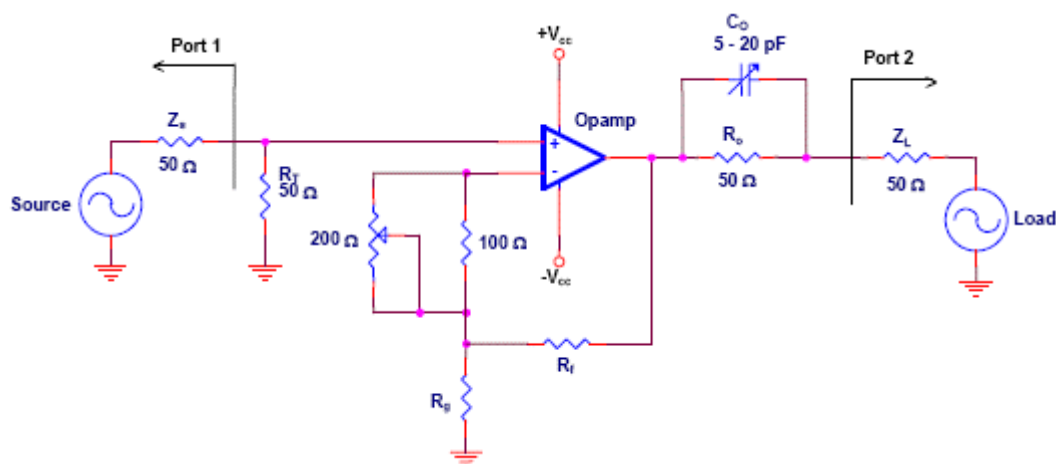


图 5 频率响应峰值

虽然 R_f 和 R_g 之间的比值适宜，但是还必须予以降低，以便于补偿所装设的微调电位计，从而促使增益维持不变。

-1 dB 压缩点

在放大器实际输出功率为 1 dB（电源端）时，且固定输入频率小于预期值的情况下，-1 dB 压缩点定义为输出功率。在很大程度上来说，该压缩点由电源轨确定。

运算放大器设计人员与 RF 设计人员对电源轨（与其所设计系统的要求有关）的观点大相径庭。运算放大器设计人员将运算放大器与数据转换器连接起来，想方设法不碰到运算放大器的电压轨。为此，失去了宝贵的编码 (code)。

相反，RF 设计人员通常关注的是从 RF 电路中挤压出最后半个 dB。只要所产生的浪涌不超过规范的要求，轻微的消波就无关紧要。

运算放大器两种不同的参数(对 -1 dB 压缩点而言，具有相似的目的)是 V_{OM} 以及压摆率。在低频率的情况下，增加固定频率输入端的功率将最终促使输出信号“进入轨 (V_{OM} 参数)”。该参数有时划分为 V_{OL} 和 V_{OH} ，这两个参数分别

对应于低电压轨和高电压轨。这两个参数必须予以遵循，同时必须避免其在超出限额的范围之外工作。

在高频率的情况下，运算放大器将在输出信号的转换速度方面达到极限（相对于步进输入而言）。这就是放大器的压摆率限额。由于输出端采用了匹配电阻，所以运算放大器的压摆率参数被一分为二。

噪声系数

当运算放大器为有源元件时，RF 噪声系数与运算放大器的噪声系数相同。RF 系统中所采用电阻导致的热噪声会产生某些影响，然而，由于 RF 系统中电阻值通常很小，所以由其产生的噪声可以忽略不计。

运算放大器 RF 电路中的噪声取决于：

- 所放大的带宽
- 增益

本示例假设所采用的是一只 $11.5 \times V_{I-} \sqrt{\text{Hz}}$ 运算放大器（10.7 MHz IF 放大器），信号电平为 0 dBV、单一增益。

图 6 是从实际数据中推断得出的。在本例中， $1/f$ 截止频率比相关的带宽低很多。因此， $1/f$ 噪声可完全忽略不计（假设过滤器件滤除了各种导致放大器或数据转换器饱和的噪声）。

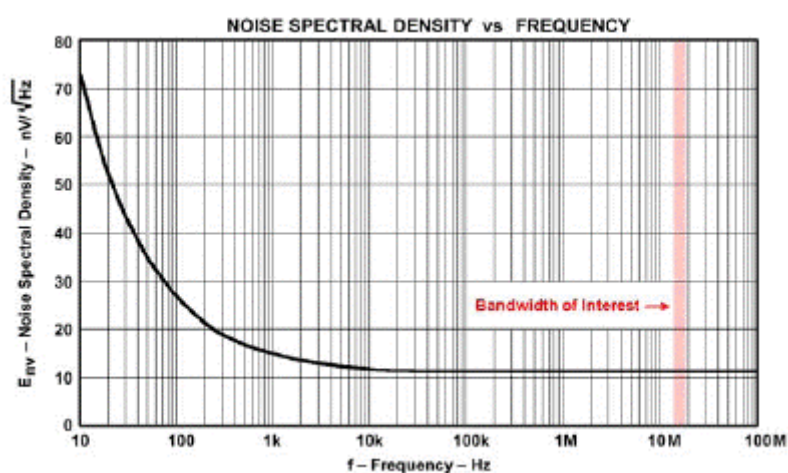


图 6 噪声带宽

对窄带宽来说，噪声或许相当低！各种带宽如表 1 所示。

带宽	Ein	S/N
280kHz	6.09 μV	-104.3dB
230kHz		-105.2dB
180kHz	5.52 μV	-106.2dB
150kHz		-107.0dB
110kHz	4.88 μV	-108.4dB
90kHz		-109.2dB
	4.45 μV	
	3.81 μV	
	3.45 μV	

表 1 各种带宽的噪声

显而易见，降低带宽所带来的好处微乎其微。然而，低噪声运算放大器将带来更多的益处。

噪声由级增益放大。因此，如果级增益高，那么就必须注意采用低噪声运算放大器；如果级增益低，噪声则不会过分放大，所以价格适中的运算放大器或许更可取。

结论

如果成本合理可行，运算放大器则适用于 RF 设计。因为运算放大器的偏置不依赖于增益和终端，所以与分立式晶体管比较而言，其使用更为灵活。由于电流反馈放大器没有电压反馈运算放大器在增益/带宽方面的限制，因此，其更适宜于高频率、高增益 RF 设计方案。

对配置运算放大器的 RF 放大器而言，其散射参数极佳。由于可使终端设备和匹配电阻不受级偏置的影响，因此输入和输出电压驻波比 (VSWR) 良好。因为 RF 级由一只运算放大器组成，而该运算放大器又由数十只或数百只晶体管组成，所以反相隔离性能卓越。安装了电流反馈放大器后，正向增益性能也非常不错。

由于本部分已论述了运算放大器 RF 设计的基础知识，本文的[第二部分](#)将重点讲述实际使用中的增益级。

global sources

模拟混合信号

www.analog.eetchina.com

参考信息

如欲了解上述提到的有关 TI 部件的更多详情，敬请访问：
www.ti.com/sc/device/th34001 和 www.ti.com/sc/device/th33001。

global sources

模拟混合信号

www.analog.eetchina.com