

应用工程师答问—25

作者: Grayson Kin

运算放大器驱动容性负载

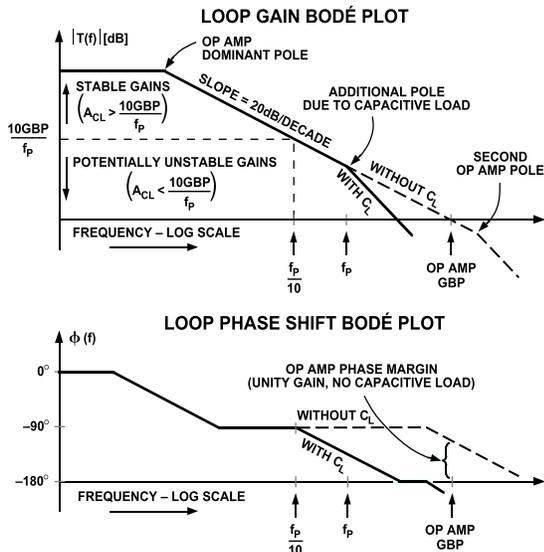
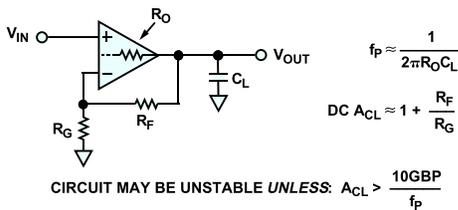
问: 为什么要驱动容性负载?

答: 这通常不是一个可以由你选择的问题。多数情况下, 负载电容并非来自您有意添加的电容, 而是不需要的寄生电容, 例如一段同轴电缆的电容。不过, 确实存在需要对运算放大器输出端的直流电压进行去耦的情况; 例如, 利用运算放大器使基准电压反相并驱动动态负载时。这种情况下, 可能需要将旁路电容直接放在运算放大器的输出端。无论何种情况, 容性负载都会影响运算放大器的性能。

问: 容性负载如何影响运算放大器的性能?

答: 简单地说, 容性负载可以将放大器变为振荡器。原理如下:

运算放大器固有的输出电阻 R_o 与容性负载一起, 构成放大器传递函数的另一个极点。如波特图所示, 在每个极点处, 幅度斜率(负值)减小20 dB/10倍。请注意各极点如何增加多达 -90° 的相移。我们可以从两个角度来考察不稳定性问题。请看对数图上的幅度响应, 当开环增益与反馈衰减之和大于1时, 电路就会变得不稳定。类似地, 还可以看相位响应, 在环路相移超过 -180° 的频率, 如果此频率低于闭环带宽, 则运算放大器往往会发生振荡。电压反馈型运算放大器电路的闭环带宽等于运算放大器的增益带宽积(GBP, 或单位增益频率)除以电路的闭环增益(A_{CL})。



运算放大器电路的相位余量可以看作是使电路变得不稳定时所需的闭环带宽的额外相移量(即相移+相位余量= -180°)。随着相位余量趋于0, 环路相移趋于 -180° , 运算放大器电路便趋于不稳定。通常而言, 如果相位余量值远小于 45° , 就会导致频率响应的尖峰, 以及阶跃响应时的过冲或响铃振荡等问题。为了保持足够的相位余量, 容性负载所产生的极点至少应比电路的闭环带宽高10倍。如果不是这样, 请考虑电路不稳定的可能性。

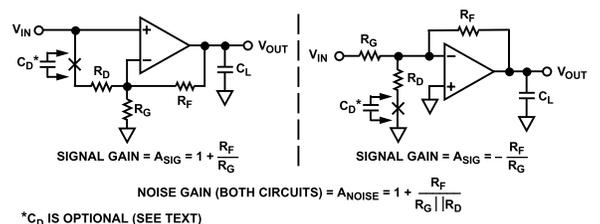
问: 既然如此, 那么如何处理容性负载?

答: 首先应当确定, 运算放大器能否安全地驱动自身负载。许多运算放大器数据手册规定了“容性负载驱动能力”, 另有一些则提供了关于“小信号过冲与容性负载之间关系”的典型数据。查看这些数值, 可以发现过冲随着负载电容增加成倍递增。当过冲接近100%时, 运算放大器便趋于不稳定。如果可能, 请让过冲远低于此限值。另外请注意, 此图针对特定增益而言。对于电压反馈型运算放大器, 容性负载驱动能力随着增益的增加而提高。因此, 在单位增益时能够安全驱动100 pF电容的电压反馈型运算放大器, 在增益为10时应当能够驱动1000 pF电容。

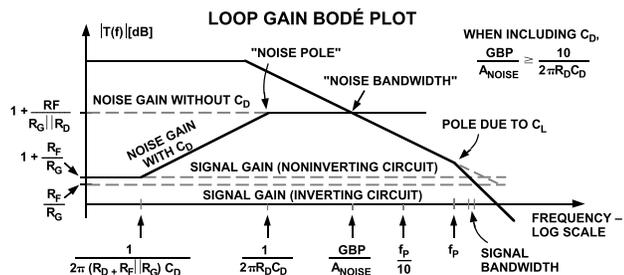
一些运算放大器数据手册给出了开环输出电阻(R_o), 由此可算出上述附加极点的频率。如果附加极点的频率(f_p)比电路带宽高出10倍, 电路将保持稳定。

如果运算放大器的数据手册没有说明容性负载驱动能力或开环输出电阻, 并且没有提供过冲与容性负载的关系图, 那么为了确保稳定性, 必须假设任何负载电容均要求采取某种补偿技术。有许多方法都能使标准运算放大器电路稳定驱动容性负载, 下面是其中几种:

噪声增益操控: 这是一种在低频应用中保持稳定的有效方法, 然而却经常被设计人员所忽略。其原理是提高电路的闭环增益(也称为“噪声增益”), 而不改变信号增益, 从而降低开环增益与反馈衰减之积变为1的频率。在一些电路的运算放大器输入端之间连接 R_D 即可实现, 如下图所示。利用所给的公式可求得这些电路的“噪声增益”。



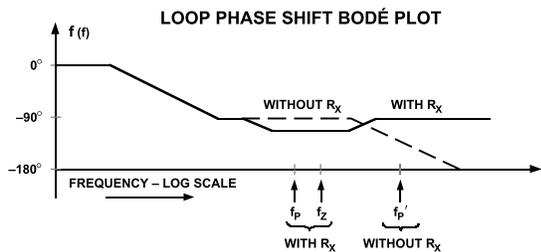
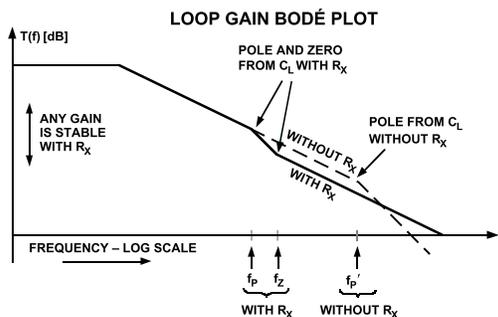
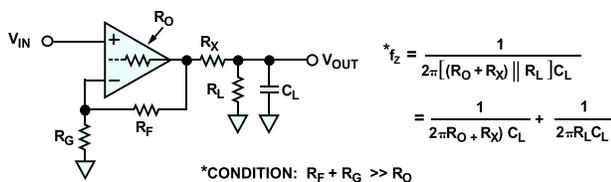
由于稳定性受噪声增益而不是信号增益控制，因此上面的电路可提高稳定性，且不会影响信号增益。只需使“噪声带宽”(GBP/A_{NOISE})比负载所产生的极点至少低10倍，便可确保稳定。



这种稳定方法有一个缺点，即折合到输入端的电压噪声和输入失调电压进一步放大，导致输出噪声和失调电压增加。将电容 C_D 与 R_D 串联，可以消除增加的直流偏置电压，但这种技术会增加噪声，无法消除。这些电路在包含 C_D 和不含 C_D 两种情况下的有效噪声增益如图所示。

使用时， C_D 应尽可能大；最小值应为 $10 A_{NOISE}/(2\pi R_D GBP)$ ，才能使“噪声极点”至少比“噪声带宽”低10倍。

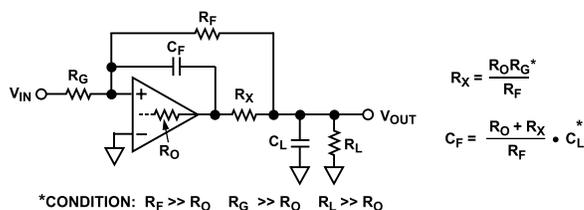
环外补偿：另一种方法是在运算放大器的输出端与负载电容之间增加一个电阻 R_x ，如下图所示。该电阻显然在反馈环路之外，但它与负载电容一起，可将一个零点引入反馈网络的传递函数，从而减小高频时的环路相移。



为确保稳定， R_x 值应使所增加的零点(f_z)至少比运算放大器电路的闭环带宽低10倍。增加 R_x 后，电路性能不会像第一种方法一样受到影响，输出噪声不会增加，但相对负载而言的输出阻抗会提高。由于 R_x 和 R_L 构成电阻分压器，这可能会降低信号增益。如果 R_L 已知且相当稳定，则可以提高运算放大器电路的增益，以抵消该增益损失。

这种方法对于驱动传输线路非常有效。为了避免驻波， R_L 和 R_x 的值必须等于电缆的特性阻抗（一般为50 Ω或75 Ω）。因此， R_x 是预先确定的，剩下的工作就是让放大器的增益加倍，以便抵消电阻分压器造成的信号损耗，这样问题就解决了。

环内补偿：如果 R_L 是未知的或动态变化的，则增益级的有效输出电阻必须保持较低。这种情况下，将 R_x 连接在整个反馈环路以内可能有帮助，如下图所示。采用这种配置，直流和低频反馈来自负载本身，因此从输入端到负载的信号增益仍然不受分压器（ R_x 和 R_L ）的影响。



此电路中增加的电容 C_F 可以抵消 C_L 所造成的极点和零点。简单地说， C_F 所产生的零点与 C_L 所产生的极点一致，同时 C_F 所产生的极点与 C_L 所产生的零点一致。因此，总传递函数和相位响应与没有电容时完全一样。为了确保极点和零点组合均得以抵消，必须精确求解上述方程式。另外应注意条件；如果负载阻抗相对较大，则这些条件很容易得到满足。

如果 R_O 未知，将难以计算。这种情况下，设计程序就变成猜谜游戏，这可以说是电路设计的噩梦。关于SPICE，有一点应当注意：运算放大器的SPICE模型并未精确模拟开环输出电阻(R_O)，因此并不能完全取代补偿网络的经验设计。

还有一点必须注意： C_L 必须为已知且恒定的值，才能应用这种技术。许多应用中，放大器驱动非常规负载， C_L 可能会因负载不同而有很大差别。只有 C_L 是闭环系统的一部分时，使用以上电路才是最佳选择。

一种应用是对基准电压进行缓冲或反相，以驱动较大的去耦电容。此时， C_L 为固定值，可以精确抵消极点/零点组合。这种方法的低直流输出阻抗和低噪声（与前两种方法相比）非常有利。此外，基准电压的去耦电容可能很大（经常为若干微法），使用其它补偿方法并不可行。

上述三种补偿方法各有利弊。现在，您应当有足够的知识来判断哪种方法最适合您的应用。三种方法均应用于“标准”、单位增益稳定、电压反馈型运算放大器。下面将介绍使用特殊放大器的一些技术。

问：我的运算放大器有一个“补偿”引脚。我能否“过度补偿”该运算放大器，使其驱动容性负载时仍能保持稳定？

答：可以，这是最简单的负载电容补偿方法。如今，大多数运算放大器采用内部补偿来确保单位增益稳定，因而不提供“过度补偿”选项。但仍有许多器件仅在极高噪声增益时才具有内在稳定性。这些运算放大器具有一个可以连接外部电容的引脚，以便降低主极点的频率。为在较低增益时稳定工作，增加的电容必须与此引脚相连，以降低增益带宽积。必须驱动容性负载时，进一步增加电容（过度补偿）可以提高稳定性，但带宽会受影响。

问：到目前为止，您只谈到电压反馈型运算放大器，对吧？电流反馈型(C_F)运算放大器驱动容性负载时也是如此吗？我可以使用上述补偿技术吗？

答：驱动容性负载时，电流反馈结构的一些特性需要特别注意，但对电路的整体影响是相同的。增加的极点结合运算放大器的输出电阻，会增大相移并减小相位余量，从而可能会引起尖峰、振铃甚至振荡。但是，由于不能说电流反馈型运算放大器具有“增益带宽积”（带宽对增益的依赖性小得多），因此仅提高噪声增益，并不能从实质上提高稳定性。这就使得第一种方法不可行。此外，绝不能将电容(C_F)放在电流反馈型运算放大器的反馈环路中，因此第三种方法也行不通。补偿电流反馈型运算放大器以便稳定驱动容性负载的最直接方法，是像第二种方法一样，在放大器输出端增加一个“环外”串联电阻。

问：这些很有用，但我不想涉及这些公式。此外，我已完成电路板布局，不想将它报废。有没有运算放大器可以自身稳定地驱动容性负载？

答：有，ADI公司有几种运算放大器可以驱动“无限大”的负载电容，同时还能保持出色的相位余量。下表列出了这些运算放大器，此外还包括其它一些运算放大器，可以驱动最高达额定值的容性负载。关于能够驱动“无限大”容性负载的器件，请注意：别指望驱动10 μ F负载时能够获得与驱动纯阻性负载一样的压摆率。详细说明请参考数据手册。

产品型号	Ch	BW MHz	SR V/ μ s	v_n nV/ \sqrt{Hz}	i_n fA/ \sqrt{Hz}	V_{os} mV	I_b nA	电源电压范围 [V]	I_Q mA	R_O Ω	容性负载驱动 [pF]	产品型号
AD817	1	50	350	15	1500	0.5	3000	5-36	7	8	无限大	
AD826	2	50	350	15	1500	0.5	3000	5-36	6.8	8	无限大	
AD827	2	50	300	15	1500	0.5	3000	9-36	5.25	15	无限大	
AD847	1	50	300	15	1500	0.5	3000	9-36	4.8	15	无限大	
AD848	1	35	200	5	1500	0.5	3000	9-36	5.1	15	无限大	$G_{MIN} = 5$
AD849	1	29	200	3	1500	0.3	3000	9-36	5.1	15	无限大	$G_{MIN} = 25$
AD704	4	0.8	0.15	15	50	0.03	0.1	4-36	0.375		10000	
AD705	1	0.8	0.15	15	50	0.03	0.06	4-36	0.38		10000	
AD706	2	0.8	0.15	15	50	0.03	0.05	4-36	0.375		10000	
OP97	1	0.9	0.2	14	20	0.03	0.03	4-40	0.38		10000	
OP279	2	5	3	22	1000	4	300	4.5-12	2	22	10000	
OP400	4	0.5	0.15	11	600	0.08	0.75	6-40	0.6		10000	
AD549	1	1	3	35	0.22	0.5	0.00015	10-36	0.6		4000	
OP200	2	0.5	0.15	11	400	0.08	0.1	6-40	0.57		2000	
OP467	4	28	170	6	8000	0.2	150	9-36	2		1600	
AD744	1	13	75	16	10	0.3	0.03	9-36	3.5		1000	补偿项
AD8013	3	140	1000	3.5	12000	2	3000	4.5-13	3.4		1000	电流反馈
AD8532	2	3	5	30	50	25	0.005	3-6	1.4		1000	
AD8534	4	3	5	30	50	25	0.005	3-6	1.4		1000	
OP27	1	8	2.8	3.2	1700	0.03	15	8-44	6.7	70	1000	
OP37	1	12	17	3.2	1700	0.03	15	8-44	6.7	70	1000	$G_{MIN} = 5$
OP270	2	5	2.4	3.2	1100	0.05	15	9-36	2		1000	
OP470	4	6	2	3.2	1700	0.4	25	9-36	2.25		1000	
OP275	2	9	22	6	1500	1	100	9-44	2		1000	
OP184	1	4.25	4	3.9	400	0.18	80	4-36	2		1000	
OP284	2	4.25	4	3.9	400	0.18	80	4-36	2		1000	
OP484	4	4.25	4	3.9	400	0.25	80	4-36	2		1000	
OP193	1	0.04	15	65	50	0.15	20	3-36	0.03		1000	
OP293	2	0.04	15	65	50	0.25	20	3-36	0.03		1000	
OP493	4	0.04	15	65	50	0.28	20	3-36	0.03		1000	
OP297	2	0.5	0.15	17	20	0.08	0.05	4-40	0.525		1000	
OP497	4	0.5	0.15	25	20	0.08	0.06	4-40	0.525		1000	

参考文献

“实用模拟设计技术”，ADI公司1995年研讨会笔记。容性负载驱动信息请参见第2部分：“高速运算放大器”(Walt Jung和Walt Kester)。详细内容请访问我们的网站：www.analog.com，或者查看购书卡。

应用笔记AN-257：“通过精心设计驯服高速运算放大器”，Joe Buxton，ADI公司《应用参考手册》(1993)。其中详细说明了“环内补偿”方法。免费。

“电流反馈型放大器”第1和第2部分，Erik Barnes，《模拟对话》30-3和30-4(1996)，现已并入《应用工程师问答》(1997)。详细内容请访问我们的网站。▶