

放大器极零点与频率响应

1

一个简单单级共源差分对就包含四个极点和四个零点，如下图所示：

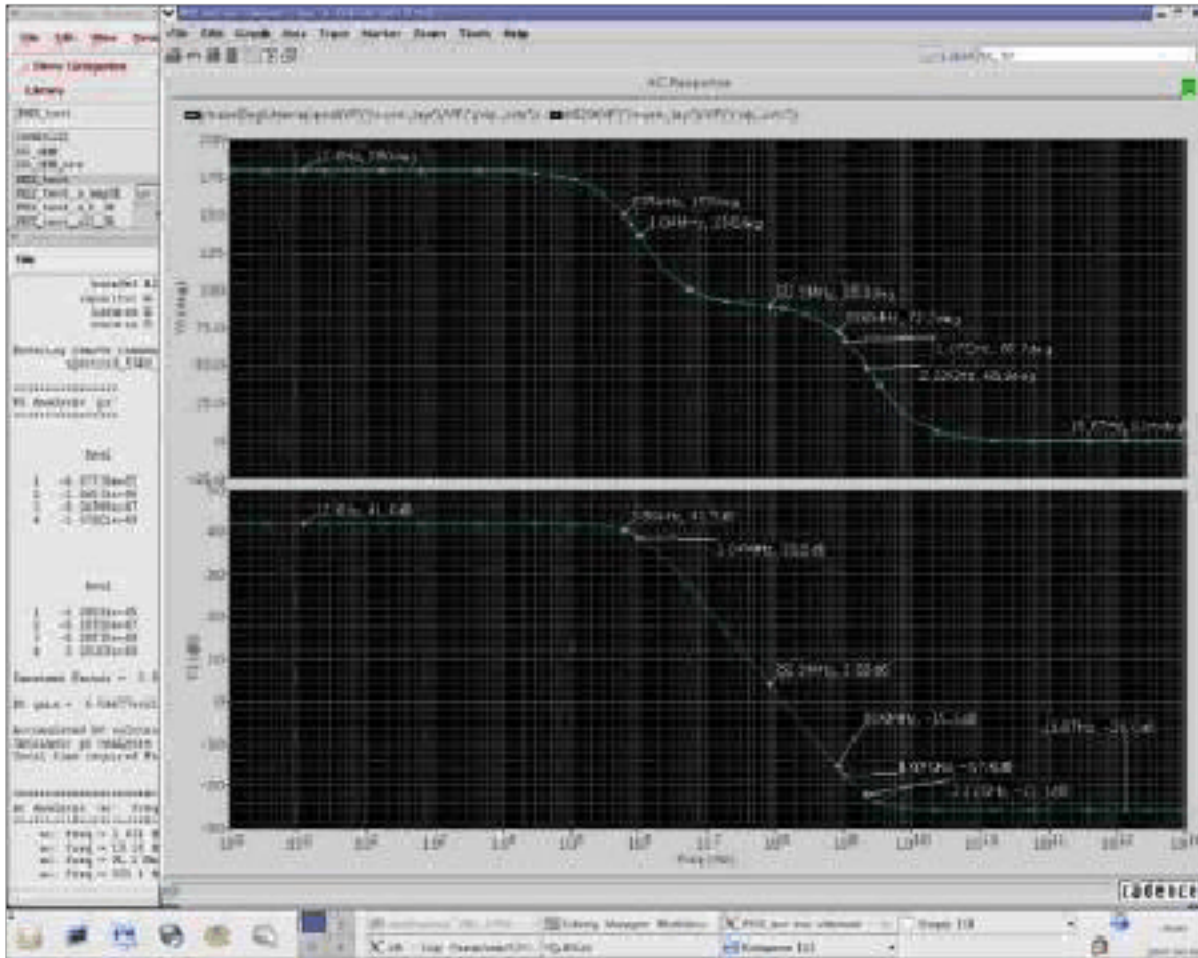


图 1 简单单级共源全差分运放极零点及频率、相位响应示意图

上图为简单共源全差分运放的极零点以及频率响应的示意图，可以看到，运放共有四个极点，均为负实极点，共有四个零点，其中三个为负实零点，一个为

正实零点。后面将要详细讨论各个极零点对运放的频率响应的影响。

正在设计中的折叠共源共栅运算放大器的整体极零点方针则包括了更多的极零点（有量级上的增长），如下图所示：

第 1 页 共 23 页

Poles (Hz)			
	Real	Imaginary	Qfactor
1	-1.98122e+01	0.00000e+00	5.00000e-01
2	-1.02738e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
3	-3.27647e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
4	-3.51595e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
5	-4.52397e+07	+/- 7.20749e+06	5.06306e-01
6	1.51155e+07	*/- 5.18633e+07 **RHP	-1.78695e+00
7	-5.81843e+07	+/- 1.96267e+07	5.27680e-01
8	-6.16559e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
9	-6.62089e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
10	-7.74247e+07	+/- 3.02066e+05	5.00004e-01
11	-8.24914e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
12	-9.68547e+07	+/- 6.68065e+07	6.07406e-01
13	-2.00924e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
14	-2.21450e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
15	-2.51499e+08	+/- 3.72251e+06	5.00055e-01
16	-2.77667e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
17	-2.70891e+08	+/- 1.02598e+08	5.34660e-01
18	-2.97664e+08	+/- 3.12559e+07	5.02749e-01
19	-3.07032e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
20	-3.17040e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
21	-3.52860e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
22	-3.51857e+08	*/- 1.16796e+08	5.26827e-01
23	-3.72766e+08	+/- 1.65311e+05	5.00000e-01
24	-4.02271e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
25	-4.59074e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
26	-3.52571e+08	+/- 3.19018e+08	6.74300e-01
27	-5.51386e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
28	-5.62134e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
29	-6.12601e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
30	-7.90288e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
31	-7.80726e+08	+/- 1.24731e+08	5.06341e-01
32	-7.92750e+08	*/- 1.50108e+08	5.08885e-01
33	-8.54957e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
34	-8.73475e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
35	-8.96859e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
36	-9.04129e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
37	-9.04802e+08	*/- 2.71543e+06	5.00002e-01
38	-1.00909e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
39	-1.02284e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
40	-1.11287e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
41	-1.19735e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
42	-1.21017e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
43	-1.57332e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
44	-1.58079e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
45	-2.03064e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
46	-2.03376e+09	0.00000e+00	5.00000e-01

图2 folded-cascode with gain-boosting and bandgap all-poles details

Zeros (Hz) at V(vout+,0)/V1			
	Real	Imaginary	Qfactor
1	-1.02767e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
2	-3.27572e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
3	-3.51502e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
4	-4.73318e+07	+/- 5.33652e+06	5.03168e-01
5	-4.83309e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
6	1.50264e+07	+/- 5.26115e+07	-1.82063e+00
7	-5.81961e+07	+/- 1.92933e+07	5.26761e-01
8	-6.63951e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
9	-7.73582e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
10	-7.83944e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
11	-8.21641e+07	0.00000e+00	5.00000e-01
12	-9.63167e+07	+/- 6.77901e+07	6.11426e-01
13	-2.21028e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
14	-2.51499e+08	+/- 3.67282e+06	5.00053e-01
15	-2.78702e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
16	-2.71310e+08	+/- 1.02948e+08	5.34785e-01
17	-2.96966e+08	+/- 2.08543e+07	5.01231e-01
18	-3.16980e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
19	-3.15990e+08	+/- 3.89994e+07	5.03794e-01
20	-3.52152e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
21	-3.53027e+08	+/- 1.15844e+08	5.26232e-01
22	-3.72014e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
23	-3.72883e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
24	-4.01406e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
25	-4.61627e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
26	-5.50494e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
27	-2.99266e+08	+/- 4.96072e+08	9.67954e-01
28	-6.12202e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
29	-7.95044e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
30	-7.93032e+08	+/- 1.20592e+08	5.05748e-01
31	-7.91067e+08	+/- 1.50293e+08	5.08944e-01
32	-8.55075e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
33	-8.74767e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
34	-8.99866e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
35	-9.00466e+08	+/- 5.30431e+06	5.00009e-01
36	-9.05810e+08	0.00000e+00	5.00000e-01
37	-1.00744e+09	+/- 1.05697e+06	5.00000e-01
38	-1.10404e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
39	-1.19775e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
40	-1.21032e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
41	-1.53703e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
42	-1.58153e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
43	-1.95503e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
44	-2.02783e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
45	-2.25221e+09	0.00000e+00	5.00000e-01
46	7.77141e+09	0.00000e+00	-5.00000e-01

Constant factor = 9.23484e-04

DC gain = 2.91445e+06

图3 folded-cascode with gain-boosting and bandgap all-zeros details

从上述两张图可以看到，面对这样数量的极零点数量（各有46个），精确的计算是不可能的，只能依靠计算机仿真。但是手算可以估计几个主要极零点的大致位置，从而预期放大器的频率特性。同时从以上图中也可以看到，详细分析极零点情况也是很有必要的。可以看到46个极点中基本都为左半平面极点（负极

第 3 页 共 23 页

点) 而仿真器特别标出有一个正极点 (RHP)。

LHP。(具体原因现在还不明, 可能存在问题的方面: 1. 推测是主放大器的 CMFB 的补偿或者频率响应不合适。 2. 推测是两个辅助放大器的带宽或频率响应或补偿电容值不

合适) 其次可以从极零点的对应中看到存在众多的极零点对 (一般是由电流镜产生

生), 这些极零点对产生极零相消效应, 减少了所需要考虑的极零点的个数。

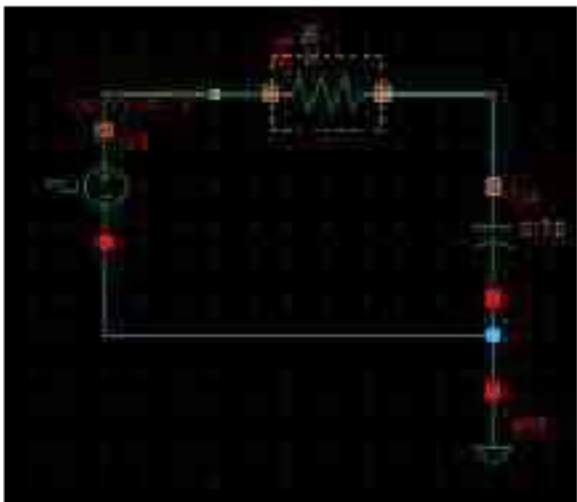
另

外可以看到 46 个零点中 45 个为负零点, 一个为正零点, 这个正零点即是需要考虑

的对放大器稳定性产生直接影响的零点。

以上只是根据仿真结果进行的一些粗略的分析, 进一步的学习和研究还需要进行一系列实验。

1 RC



首先看一个最简单的单极点系统——RC 低通电

路, 其中阻值为 1k, 电容为 1p, 传输函数为:

$$H(s) = \frac{1}{1 + sRC}$$

则预计极点 $p_0 = 1 / (2\pi RC) = 1.592e8$ Hz, 仿真得

到结果与此相同。

而从输出点的频率响应图中可以得到以下几个结

论：

图 4 一阶 RC 积分电路

1) -3dB 带宽点（截止频率）就是传输函数极点，此极点对应相位约为-45°。

2) 相位响应从 0°移向高频时的 90°，即单极点产生+90°相移。 3) 在高于极点频

率时，幅度响应呈现-20dB/十倍频程的特性。

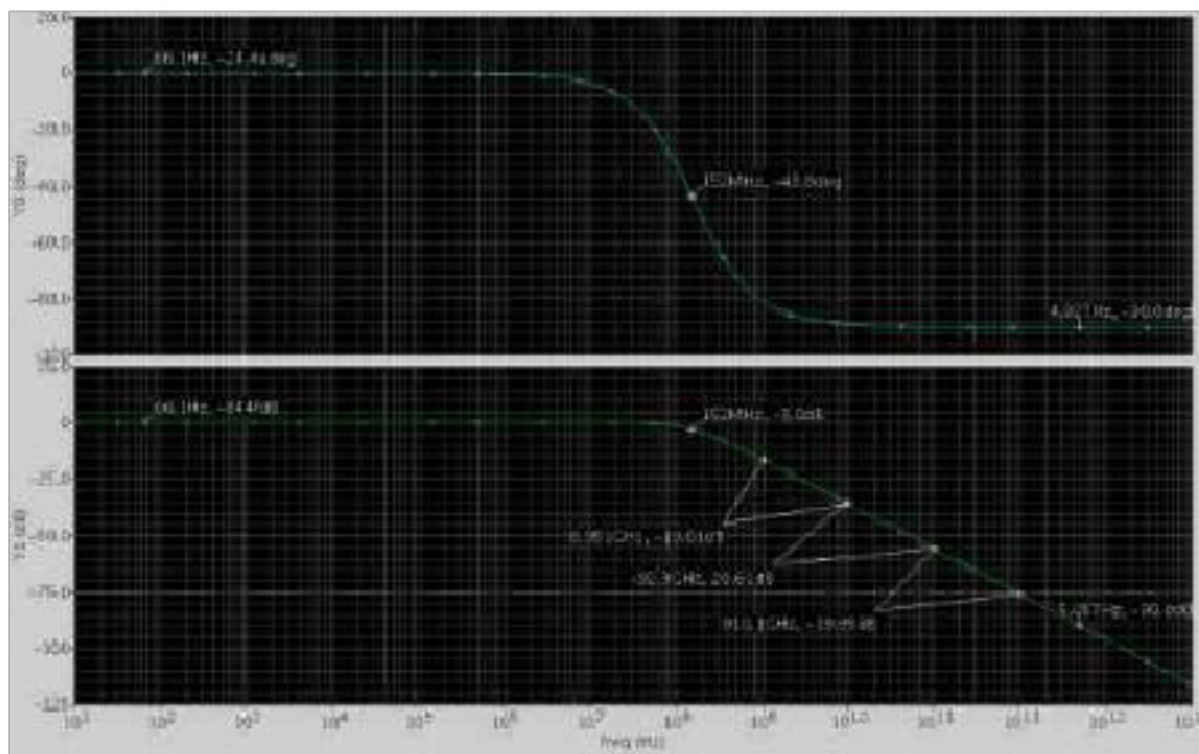
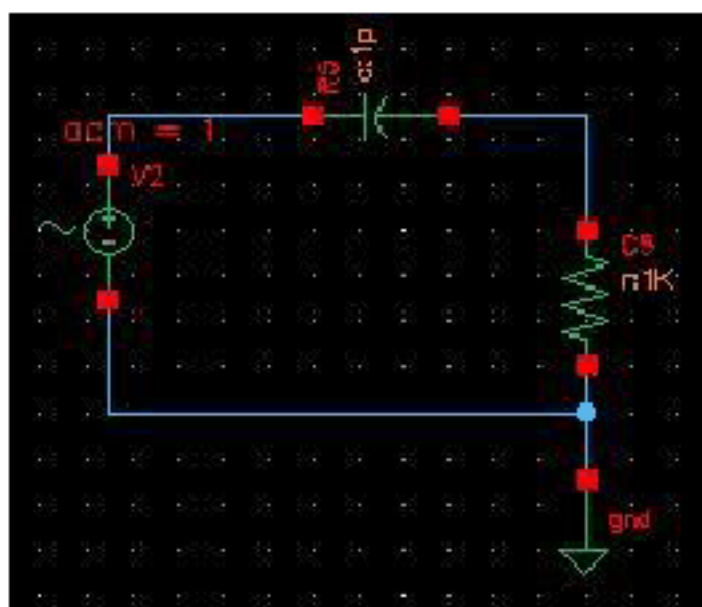


图 5 一阶 RC 电路极点与频率响应 (R=1k C=1p)

第 4 页 共 23 页

2 CR



简单的一阶 CR 电路，阻值/容值不变，传输函

数为

$H(s) = \frac{1}{sRC} + 1$

预计系统存在单极点 $p_0 = 1/2\pi RC$ ，单零点

$z_0 = 0$ ，仿真得到单极点 $1.592e8$ Hz，单零点

$8.835e-6$ Hz，极点位置同 RC 电路，零点位置

可以理解为一个无限趋近于零的值。

从频率响应曲线中同样有以下结论：

图 6 一阶 CR 电路

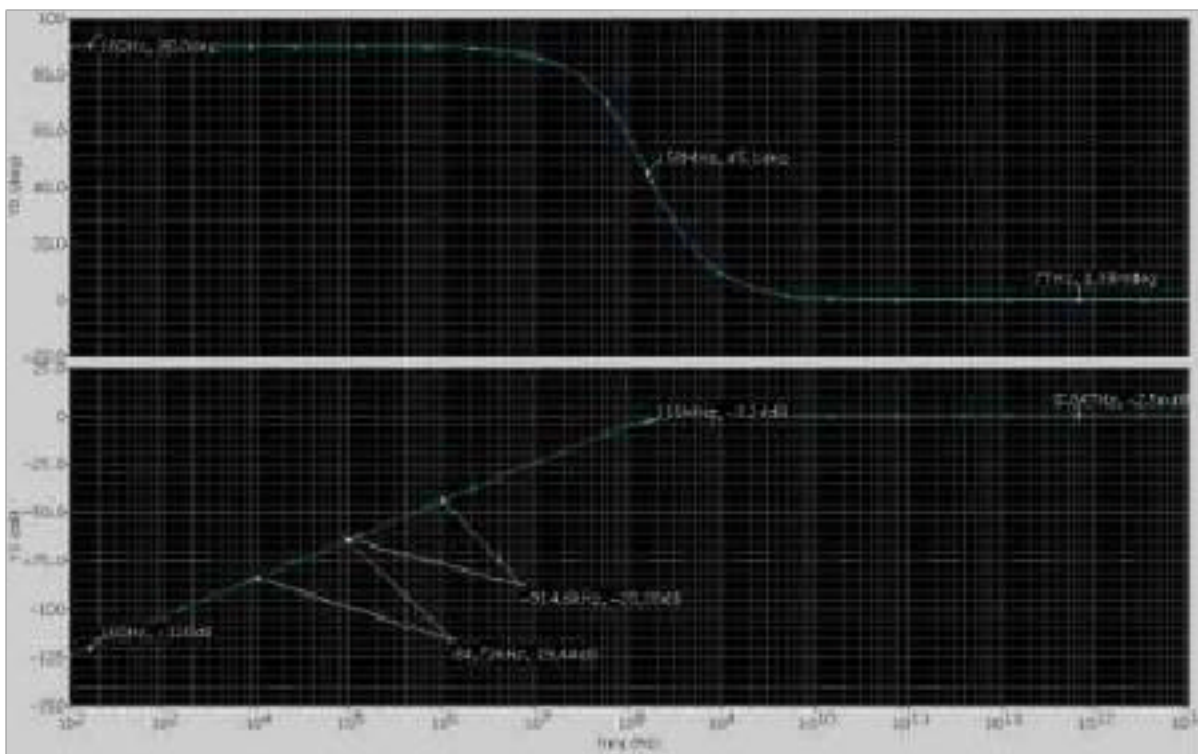


图 7 一阶 CR 电路幅频、相频响应 ($C=1p$ $R=1k$) 1) 频率为 0Hz (零点) 时幅度为 0 (换算为 dB 时为负无穷大, 故零点只能用一个 ϵ 小数表示), $-3dB$ 带宽 (下载频) 即为极点所在, 对应相位 45° 。2) 相位响应从 90° 移向高频时的 0° , 即单极单零系统产生 -90° 相移。(可以这样理解, 零点使系统已经从极低频的 180° 相移并稳定到 90° , 然后单极点最终产生 -90° 相移, 使相位最终稳定在 0°) 3) 零点频率之上, 极点频率之下, 幅度响应为 $+20dB/十倍频$, 极点频率之上为 $0dB$ 。结合单极点系统 $-20dB/十倍频$ 的幅度响应特性可知, 零点产生 $+20dB/十倍频$ 的特性, 并且极零点对幅度响应的影响可以叠加。 (证明:

第 5 页 共 23 页

$sRC \quad |A_v|, 20\text{dB} \cdot \lg() 1, sRC$

极低频时，极点不起作用，即 $1 \gg sRC$

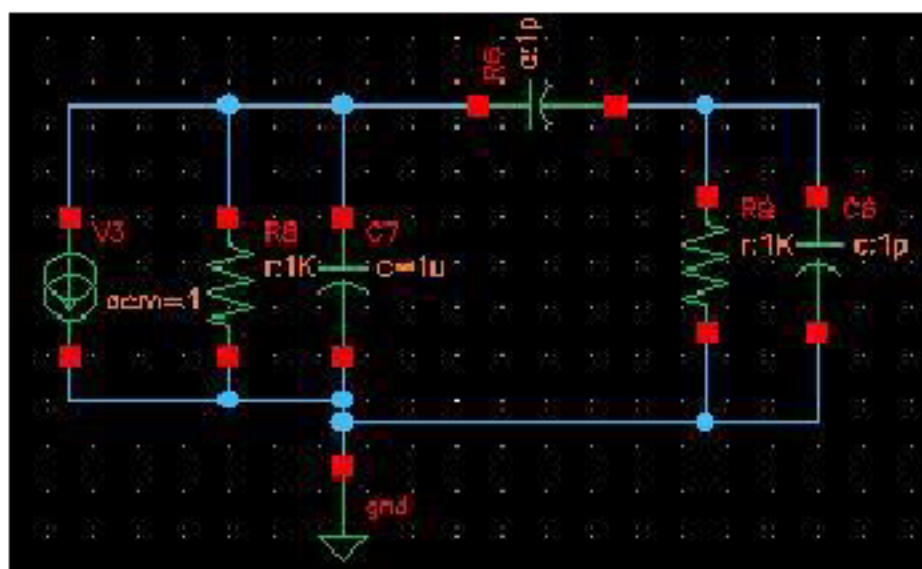
从而 $|A_v|, 20\text{dB} \cdot \lg(sRC), 20\text{dB} \cdot \lg(1, sRC), 20\text{dB} \cdot \lg(sRC)$

于是 $|A_v| = 20\text{dB} \cdot \lg(s) + C$ (即低频时为 $+20\text{dB}/十倍频$)

sRC 高频时， $sRC \gg 1$ ，从而，于是 $|A_v| = 0$ 。), 11, sRC

3 RC

以上看到的一阶 RC/CR 电路均为最简单的非线性系统。R 和 C 的任意组合将可能产生极为复杂的系统，分析其传输函数将是一个求解高阶线性方程组的过程，使得精确的手算分析基本不可能。但是对于实际应用的单极或多极放大器来说，其 RC 拓扑结构有其特殊性，一般都是 π 形电容结构，如下图：



这相当于一个两级放大器的电容电阻负载图。其中两纵向电容为两级放大器的容性负载，横向电容为包括 C_{gd} 结电容和补偿电容在内的密勒电容。而且一般来说横向电容的值远大于两纵向电容。这将可能使两个极点的位置相隔较远，从而可能可以采用某种近似来估算。

因此研究这样一个系统有实际意义。（注意一个单纯这样的网络只

图 8 π 形 RC 网络 是一个微分器高通网络，适合放大器的两级 π 模型还应该加上一个压控电流源。

首先考察没有横向电容，仅有两个纵向电容的情况。原理图如下：

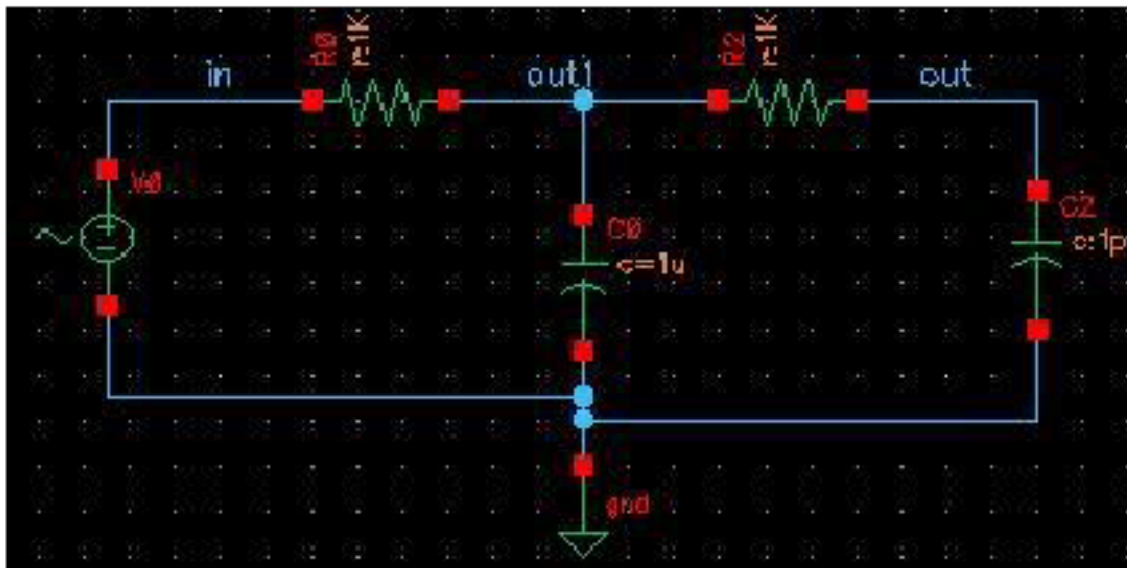


图 9 两阶 RC 网络

第 6 页 共 23 页

这个原理图同上述 π 网络稍有不同。注意到如果 R2 不是横向连接的话系统将变为单极点系统（两个 C 并联为一个电容）。为了使实验结果更加清晰，对这两个电容做了量级上的处理，即两纵向电容值分别为 1u 和 1p，电阻值均为 1k。

这样做的理由是使两个极点分离得比较远。仿真得到系统包含两个极点

, 1, 1(2, RC) (2, RC) 1.592e2 Hz 以及 1.592e8 Hz，正好分别是和。对于这个 1122 系统尚可用手算精确求得极点所在。运用 KVL 和 KCL，最后求解极点方程：

$$C, C11212s, s(,), , 0 RCCRCRCRC212111122$$

在 $C1 \gg C2$ 的假设下，这个方程的解可以近似得到为 $1/R1C1$ 和 $1/R2C2$ ，与仿真结果相同。但是应该看到，在两级时间常数相近的情况下，无法运用以上近似。该传输函数的频率响应图如下：

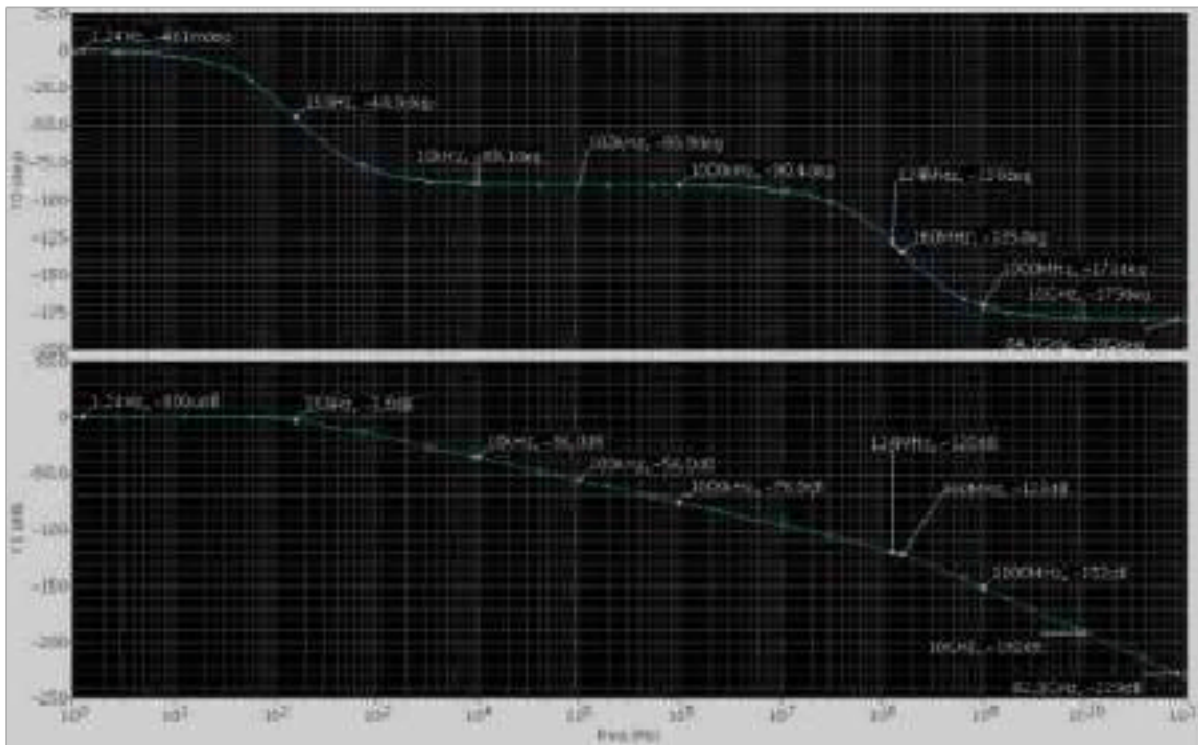


图 10 两阶 RC 系统幅频、相频响应图

从上图中可以得到以下结论：

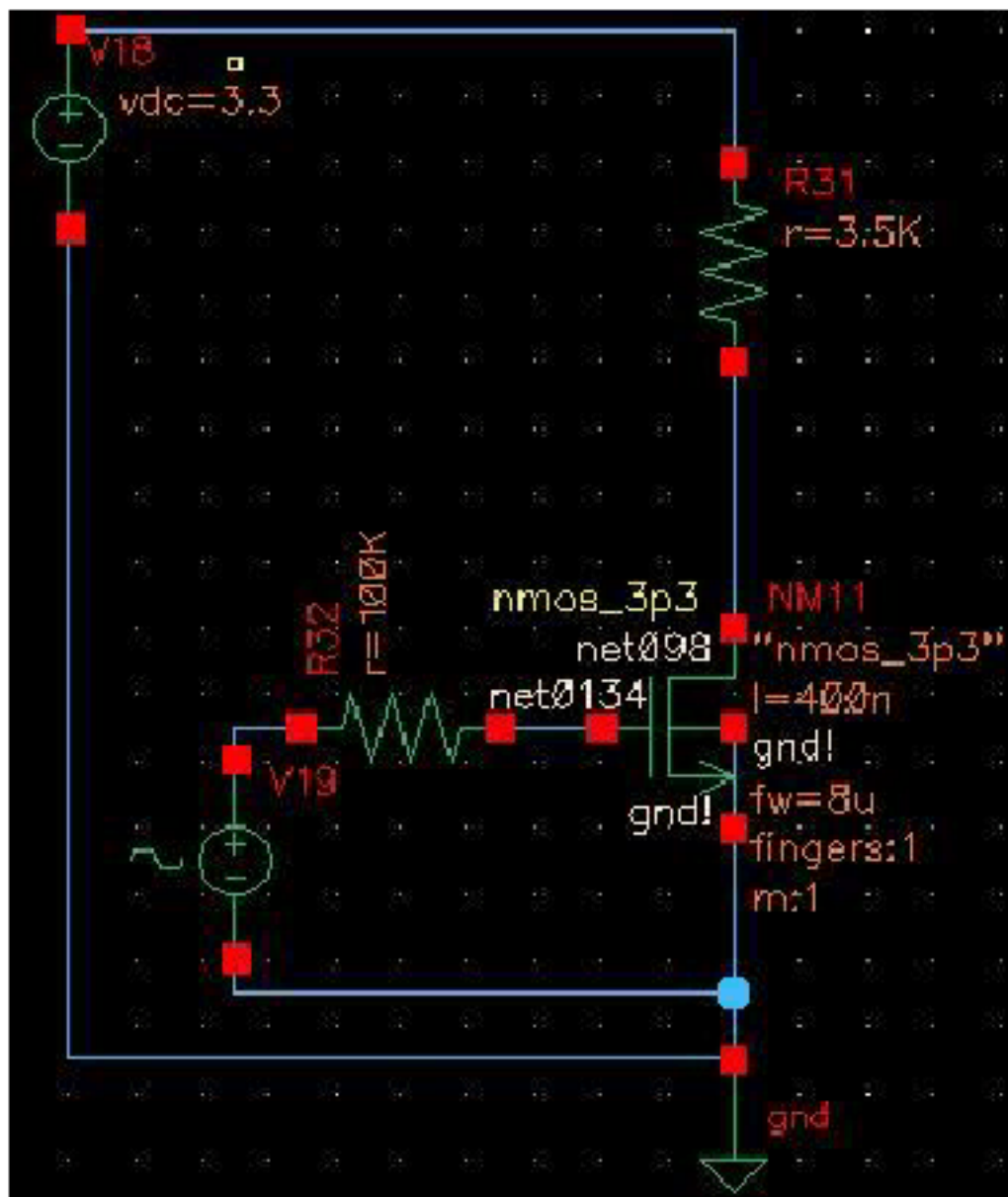
- 1) 低频时幅度为 0，相位也为 0°；-3dB 带宽为 159Hz，即为第一极点所在（称为主极点），主极点对应相位为-45°；主极点之后的一段幅度响应呈现-20dB/十倍频特性。这些结论同前面得到的结论类似。 2) 由于经过设计，使两个极点分离较远，因此在频率 f 满足 $p_0 \ll f \ll p_1$ 时，相位响应为-90°的平台，这是由于主极点的相位移动作用产生。 3) 幅度响应曲线存在明显的拐点。第二极点处（次极点）对应相位为-135°，第 7 页 共 23 页
即在-90°平台的基础上再次移动-45°，在幅度响应对应次极点处向上移动 3dB，可以看到近似为幅度响应曲线的拐点所在。该拐点对应的相位点无明显特征。
- 4) 次极点之后的幅度响应呈现-40dB/十倍频的特征，可以证明为两个极点对幅度响应的效果的叠加。对相位响应，在经过一定的相移之后相位响应稳定于-180°可以预期每个极点将使相位响应最终相移-90°。 根据上述得到的幅频、相频响应曲线可以进行一些推测和思考。 1) 由于极点对幅度响应的影响表现为-20dB/dec，因此对一个实际的放大器来

说，如果知道了低频增益 A_v 和主极点，如果在主极点和第二极点之间不存在其他极零点的影响（关键是主极点和次极点之间不存在一个正零点），那么知道了 A_v 和主极点，就可以对放大器的单位增益带宽做一个预期，如采用 -20dB/dec 或 -6dB/octave 估算。但从根本上这样估算的理由是放大器的带宽增益积是一个常数。

2) 值得注意的是放大器的单位增益带宽点不是也不应该是次极点，与相位的对应（关系到相位裕度）也没有直接的关系。相关实验将在后面说明。3) 回想相位裕度的定义是放大器在单位增益带宽处对应的相位值同 -180° ？

（ -180° 还是 0° 需要看低频相位）的差。因此，如果放大器的单位增益带宽恰好就是次极点的所在，那么相位裕度为 45° ，正好够了闭环稳定性的下限。考虑到实际中 45° 的取值是绝对不够的，应该提供更大的相位裕度如 65° ，则单位增益带宽点应该在次极点之内。——这也是单位增益带宽不应该是次极点的理由。同时可以推论，次极点实际决定了放大器的最大带宽。因此，如果 AC 仿真的带宽范围是从低频到单位增益带宽处，应该看到 -20dB/dec 才是理想情况（实际中可能包含极零点对，这样的响应很难得到）。

4) 进一步推论：由于单极点系统相位最终将停留在 90° ，故单极点系统总是闭环稳定的，即相位裕度至少为 90° 。



左图是一个单级共源放大器，为了将问题简单化，没有采用实际中使用的有源负载或者二极管负载。这样可以减少负载管结电容的影响。Rs 为信号源内阻，在计算放大器频率响应时，一般会用到米勒定理，即对于连接输入和输出的电容（相当于反馈电容，本例中为 C_{gd} ） C_f 来说，当考虑输入端时间常数时，等效为输入端并联一个电容为 $C_m = (1 + |A_v|) C_f$ 的电容，同时可以取消反馈电容；而考虑输出端时

第 8 页 共 23 页

1C, (1,)C 间常数时，等效为在输出端并联一个电容为 $M_f |A_v| C_f$ 的电容。这样可 $M_f |A_v| C_f$ 以化为两个简单的一阶 RC 系统进行估算，将问题简化。不过应该注意的是两

个等效（输入端和输出端）不能同时使用，即当估算输入端时间常数时，输出端仅应并联实际的负载电容，不应再考虑 $C_m = (1 - 1/A_v) C_f$ 电容的影响。而且应注意密勒定理仅能用来快速估算输入、输出时间常数，而将会漏掉一个零

点，即密勒定理只考虑了极点情况而没有考虑零点情况。但在实际应用中，密勒定理仍有实际价值，因为对放大器的频率响应常常更关心极点的情况。

首先采用密勒定理估算放大器的极点情况。采用 analogLib n33 模型仿真。输入 nmos 管为 8u/0.4u， $R_s = 100k$ ，负载电阻 $R_L = 5k$ 。低频增益 $|A_v| = 6.2$ ，mos 管跨导 $g_m = 1.33485m$ 。其中由仿真得到输入电容 $C_{gs} = 11.3661f$ ， $C_{db} = 1.09277a$ ， $C_{gd} = 3.0496f$ ， $C_{gb} = 1.04188f$ 。仿真得到两个极点，分别为： $p_0 = 4.61588e7$ Hz， $p_1 = 1.15656e10$ Hz，得到一个零点为 $z_0 = 6.82626e10$ Hz。

对于输入端，输入电容为 $C_{in} = C_{gs} + C_{gb} + C_{gd} (1 + |A_v|) = 34.3651fF$

$11p$ ，， $4.631e7$ (Hz) 于是 $0, , 2RC_2 * 100k * 34.3651f$ sin

输出端电容为 $C_{out} = C_{db} + C_{gd} (1 - 1/A_v) = 2.558f$

$11p$ ，， $1.244e10$ 于是 (Hz) $1, , 2RC_2 * 5k * 2.558f$ Lout

可见上述估算基本同仿真结果相近。

（问题：

上面采用的模型为 analogLib n33 模型 (ms018_v1p6_spe.lib: section tt) 这是一个比较理想的模型。但当采用 Print-〉 DC Operating Point 查看 mos 管电容参数时，发现对同一参数存在两个不同的电容值，例如对于栅漏交叠电容 C_{gd} 来说，理想情况下应该 $C_{gd} = C_{dg}$ ，但实际列出的参数中同时包括 C_{gd} 和 C_{dg} 两个电容而且电容值不相同，不仅如此，对于 mos 管的各寄生电容均存在上

述现象。特别是当选用实际与工艺相结合的仿真库 Chartered 时，某些参数差别还比较大。下面列出了对于同一 W/L 的 nmos 管，三种仿真库下各寄生电容

的值的一个初步比较：

表 1 三种工艺相同 W、L 下管寄生电容值的比较

analogLib n33 Chartered nmos_3p3 TSMC nch Cgs 11.3661f 12.1048f
16.6876f
Csg 10.5613f 7.74032f 15.9375f Cgd 3.0496f 1.72643f 2.29285f Cdg
3.0669f 5.23175f 2.37264f Cdb 1.09277a 992.412a 2.22305a Cbd 4.43654a
10.191a 13.3451a

dQg 对于 Cgd 和 Cdg 存在两种名字，仿真器说明文档里给出的解释是，C, gddVd
dQd。其他情况以此类推，包括列出的参数中包括的 Cgg、Cdd、C_{ss}、C, dgdVg
Cbb 等一系列电容。

对于同节点电容电容值有差别的原因，一方面可以采用上述公式加以解释，另
一方面，还有更极端的例子，如针对 40u/2u 大尺寸 nmos 管，见下面列表：

表 2 成对电容参数的显著性差别示例

analogLib n33 Chartered nmos_3p3 TSMC nch Cgs 283.156f 261.629f
340.625f Csg 253.674f 145.026f 330.117f Cgd 15.4306f 8.96913f 11.8801f
Cdg 15.507f 97.0139f 12.1985f Cdb 44.2014a 31.7396f 68.7948a Cbd
11.0283a 15.2231a 5.42101a 注意到 TSMC 的各个参数都比较接近（除了 Cdb 和
Cbd——但总归都是可以忽略的量级，不产生实际影响），而注意到 Chartered 的
各项参数，有的已经有

量级上的变化，比如 Cdb 和 Cbd，其中 Cdb 的这个数值已经不能忽略！可能

的解释：1) Chareted 的工艺的不稳定性，比如漏电流大（？）2) 0.35 工艺
和 0.25、0.18 工艺上的不同（？）

以上问题还有待进一步研究。

)

以上是采用密勒定理对放大器极点情况进行的一个估算。但是在手算估算阶段欲估算放大器的极点情况，则需要首先估算出各节点的电容值，特别是 C_{gs} 、 C_{gd} 和 C_{dg} 。公式给出，以下试验了几个不同的 WL 值，分析如下：

（采用 Chartered nmos_3p3 库进行分析）

表 3 不同 W、L，栅源电容、栅漏电容值的分析与扫描

W (um)	L (um)	C_{gs} (fF)	C_{gd} (fF)	C_{dg} (fF)	$C_{gs}/(WL)$ (fF/um ²)	C_{gd}/W (fF/um)	C_{dg}/W (fF/um)	C_{gs}/C_{gd}	C_{gs}/C_{dg}
8	1	27.27	1.374	3.409	0.17179	15.56	10.04	1.946	1.255
8	2	51.49	1.329	3.218	0.16609	28.64	18.71	1.790	2.339
8	4	99.41	1.309	3.107	0.16361	54.78	36.12	1.712	4.515
8	8	198.82	1.336	3.136	0.1677	110.4	72.86	1.725	4.554
8	16	397.64	1.383	3.136	0.17429	207.8	137.3	1.732	4.577
8	32	795.28	1.377	3.136	0.17996	277.4	183.5	1.733	4.587

如上表所示，对于 C_{gs} ， $C_{gs}/(WL)$ 给出的值近似为一个常数，注意到在 WL 比较小时，这个常数离平均值的偏差较大，而当 WL 较大时，常数的一致性较好，这可能是由于在栅面积比较小（WL 比较小）时，边缘电容效应的影响比较大。对于 C_{gd} ， C_{gd}/W 的值常数一致性尚可。说明利用上述公式来估算 C_{gs} 、 C_{gd} 的值还是可行的。对于 C_{dg} 参数，逆推得到的常数值同 C_{gs} 明显不同，基本上为 1.8 倍关系，但在 WL 较大时，常数一致性也比较好（WL 较小时分析如前），说明对于 C_{dg} ，手算估算也是可能的。但对于 C_{dg} 电容，虽然在 L=4 时，常数性较好，但对于 L=4 以下的值，明显偏离了 C_{dg} 同 W 之间的线性预期。说明对短沟道器件，估算 C_{dg} 是比较困难的。关于 C_{dg} 的估算，还需要做进一步分析和扫描。

由以上分析可以看到，精确的由手算来估计 C_{dg} 等参数的值是比较困难的，而且后面将会看到，某些情况的极点需要采用 C_{dg} 来进行计算，因此这是另一个问题。另外，对于 C_{db} 电容，书上也给出了其值的计算公式，但考虑到这个值一般都会被忽略掉（对 Chartered 工艺不是这样），故没有对这个公式进行考察。

虽然用公式可能无法对 Chartered 的某些电容参数进行预估，但是后面将会看到，其影响不会太大，因为随着电路的复杂化，仅用手算来估计极点的值将是不现实的。Gray 一书推荐的正确地进行极零点分析以及进行补偿的方法是：先采用计算机模拟仿真得到原始的极零点情况，然后估计补偿电容的值，加入电路中进行仿真，观察极零点情况，然后进行进一步调整并迭代以上步骤。

因此包括 C_{gd} 同 C_{dg} 值不同，手算无法估算等问题，在实际应用中将会被仿真所解决。

第 11 页 共 23 页

Gray 一书上对上述电路给出了精确的推导和最后的极点公式，由于密勒等效估算的结果同实际值比较接近，因此未对此精确公式（比较复杂）进行验证。但是精确的公式给出了单零点的所在： $z_0 = g_m / C_{gd}$ ，仿真给出

$z_0 = 6.82626e10$

$g_1 = 33485 \text{ mmHz}$ ，手算给出 Hz，精度尚可。但应注意，

$z_{,,} = 6.93e1002C_2 * 3.0669f, , dg$

此处估算应该采用 C_{dg} 而非 C_{gd} 的电容值，比如针对一个极端例子输入管为 $40\mu/2\mu$ 的 `nmos_3p3` Chartered 器件，只能采用 $97f$ 的 C_{dg} 来计算零点值，并且手算结果精度较好，当采用 $8f$ 的 C_{gd} 值来计算零点值时，很明显产生量级上

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/747011040142006123>