

共 e 、共 b 串接放大器的计算机仿真分析

周洪直 华有年 周世惕 李光健

(激光技术教研室)

摘 要

本文介绍利用计算机仿真的方法,对共 e 共 b 高频放大器进行定量分析的结果。以及实施要求。

The Analysis of Common-Emitter-Common-Base Cascade Amplifiers Using Computer Simulating Method

Zhou Hong-zhi, Hua You-nian, Zhou Shi-ti, and Li Guang-jian

(Department of Applied physics)

Abstract

This paper presents the quantitative analysis results of common-e-common-b cascade high-frequency amplifiers by use of computer simulating method, and the required conditions in realization.

前 言

共 e 共 b 放大器,由于其良好的隔离特性,而被许多涉及高频电路的文章加以定性的介绍。但由于电路实际调试的困难,使其更广泛的应用受到限制。这就需要对电路进行进一步的定量分析,但是用经典电路分析方法分析是有困难的,现试用近代高频技术并用计算机仿真进行分析,以期获得定量的结果。有关近代高频技术方面的原理,测量及设计方法,请

本文于1984年5月10日收到。

参阅文献[1], [2], [3], [4]。

一、参数分析

表1表2分别列出742厂生产的FG024高频晶体管在50~250MHz频率下共e、共b两种组态的S参数及性能量。

表1 FG024 共e组态S参数 ($V_{ce}=10V$, $I_c=4mA$)

$f(Mz)$	S11	S12	S21	S22	Gt
50	+0.888<-23.0	+0.020<+85.0	+10.992<+163.0	+1.007<-17.0	120.8
100	+0.769<-38.0	+0.040<+74.0	+9.737<+142.0	+0.931<-24.0	94.8
150	+0.634<-56.0	+0.052<+71.0	+8.207<+132.0	+0.800<-36.0	67.4
200	+0.548<-78.0	+0.069<+68.0	+8.247<+121.0	+0.720<-51.0	68.0
250	+0.459<-91.0	+0.077<+66.0	+7.086<+109.0	+0.703<-56.0	50.0

性能量

$f(Mz)$	A	K	Gm	U	Zin	Zout
50	121.903	-0.170	/	/	+235.978<-73.1	+334.477<-91.3
100	95.677	0.166	/	/	+135.931<-66.7	+231.961<-80.0
150	68.143	0.251	/	/	+87.284<-60.4	+145.701<-69.1
200	68.689	0.286	/	/	+59.690<-56.9	+99.524<-66.8
250	50.798	0.383	/	/	+49.342<-49.3	+89.751<-66.6

表2 FG024共b组态S参数 ($V_{ce}=10V$, $I_c=4mA$)

$f(Mz)$	S11	S12	S21	S22	Gt
50	+0.714<+178.8	+0.022<+87.0	+1.700<-2.4	+1.006<-2.6	2.9
100	+0.719<+174.0	+0.021<+102.0	+1.706<-5.9	+1.014<-4.0	2.9
150	+0.719<+173.0	+0.036<+70.1	+1.691<-8.3	+1.010<-6.9	2.9
200	+0.764<+172.7	+0.034<+68.6	+1.736<-9.9	+1.023<-9.3	3.0
250	+0.778<+169.4	+0.042<+94.5	+1.755<-13.2	+1.057<-11.4	3.1

性能量

$f(Mz)$	A	K	G_m	U	Z_{in}	Z_{out}
50	3.895	-0.043	/	/	+8.352<+3.5	+2184.580<-97.8
100	3.938	-0.377	/	/	+8.593<+17.3	+1403.670<-101.6
150	3.843	0.132	/	/	+8.712<+19.9	+829.276<-94.7
200	4.006	0.062	/	/	+7.398<+25.1	+611.393<-98.0
250	4.152	-0.470	/	/	+7.766<+35.9	+483.534<-105.8

不难看出, 两种组态下 K 值在频带内均小于 1, 即潜在不稳定。在这种条件下, 不加适当反馈或补偿网络而制成的放大器是不会稳定的。表 3 列出的就是由计算机仿真获得的这种放大器的数据, 电路是无法实现固有稳定的。

表 3 无附加网络共 e 共 b 放大器 S 参数 ($V_o=24V$ $I_o=4mA$) 电路图见图 3

$f(Mz)$	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	G_t
50	+0.752<-0.2	+0.001<+174.0	+6.251<+178.1	+1.024<-1.2	39.1
100	+0.771<-11.1	+0.002<+157.1	+6.278<+156.2	+1.039<-3.2	39.4
150	+0.608<-18.0	+0.003<+131.2	+5.719<+145.9	+1.049<-7.7	32.7
200	+0.508<-39.0	+0.004<+127.3	+6.254<+138.6	+1.075<-11.5	39.1
250	+0.442<-56.6	+0.004<+136.5	+5.942<+123.7	+1.099<-13.4	35.3

性能量

$f(Mz)$	A	K	G_m	U	Z_{in}	Z_{out}
50	40.107	-3.138	/	/	+352.526<-0.9	+3134.890<-138.2
100	40.457	-2.355	/	/	+309.109<-36.2	+1464.990<-124.4
150	33.749	-2.309	/	/	+172.055<-30.8	+703.913<-109.8
200	40.242	-2.661	/	/	+104.556<-40.7	+466.700<-109.8
250	36.493	-3.635	/	/	+77.022<-42.6	+395.381<-112.1

由表中 S_{12} , 易见, 反向传输很小。电路的隔离性能已经显示出来了。

下面我们着重来分析对隔离性起重要作用的共 b 组态。

以往对于共 b 组态的分析, 是由等效模型入手, 对一些参数加以简化或给出假定值而获得的。由此仅可导出正确的电路趋势。可是电路设计仅靠定性分析是不够的。由表 2 提供的数

据,我们已经明确知道了这种组态的频率特性。可还要注意到,共 b 组态的输入阻抗,其电抗部分随工作电流的变化有着本质的改变。因此,要测量其在某频率下电流变化时的 S 参数,以求获得它的电流—阻抗特性。表4列出 $FG024$ 在 $250MC$ 频率下的这一特性。在其它频率下工作,也有类似性质,这里仅举此一例。

表4 $FG024$ ($f=250MHz$ $V_{ce}=10V$) S 参数

$I(mA)$	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	Gt
.5	+0.291<-113.4	+0.270<+39.3	+0.629<-10.0	+0.968<-24.8	0.9
1	+0.362<-178.5	+0.176<+44.6	+1.252<-13.7	+0.999<-19.6	1.6
1.5	+0.474<-178.5	+0.149<+49.2	+1.378<-13.2	+1.013<-18.2	1.9
1.6	+0.472<-179.3	+0.140<+50.9	+1.393<-13.8	+1.017<-18.0	1.9
1.65	+0.490<-180.0	+0.124<+48.4	+1.403<-13.9	+1.013<-17.2	2.0
1.7	+0.533<+176.4	+0.101<+51.3	+1.474<-13.9	+1.021<-15.8	2.2
2	+0.575<+172.2	+0.100<+55.1	+1.519<-15.1	+1.022<-15.3	2.3

性能量

$I(mA)$	K	G_m	U	Z_{in}	Z_{out}
.5	1.672	0.515 / /	+40.271<-30.2	+227.252<-85.5	
1	2.429	0.390 / /	+23.835<-8.6	+288.987<-89.9	
1.5	2.784	0.341 / /	+17.871<-1.8	+312.288<-92.4	
1.6	2.839	0.309 / /	+17.928<-0.8	+314.668<-93.2	
1.65	2.867	0.336 / /	+17.135<-0.0	+330.798<-92.5	
1.7	3.102	0.271 / /	+15.292<+5.3	+360.455<-94.4	
2	3.235	0.243 / /	+13.929<+13.1	+369.858<-94.7	

输入阻抗中电抗变化是明显的。由图1可更清楚的看出其从容抗向感抗的过渡。还要注意的,输出阻抗在 $I_{ce}>1mA$ 后,出现了负实部。 $(S_{22}>1)$ 。从而对置端条件提出了严格的要求。这给电路设计和实现造成很大的困难。图2所示,为 $250MHz$ 频率下, $I_{ce}=4mA$ 时输入输出阻抗的临界圆。

通常,为获得一个稳定的电路,不外乎避开不稳定置端或压缩不稳定区二种。前者是消极的。由图2很容易看出,输出临界圆给出的稳定置端已经很小了。在这种苛刻的条件下,要想获得稳定的电路是很困难的。所以,应采用第二种方案,尽可能压缩不稳定区,消除负

阻，从而获得可靠的稳定性。

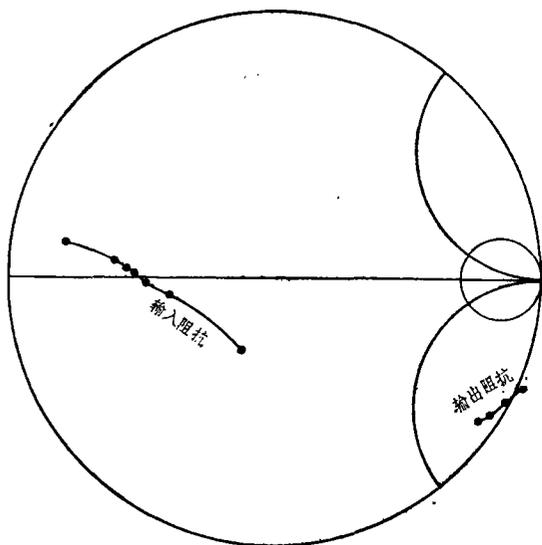


图 1 工作点对阻抗的影响

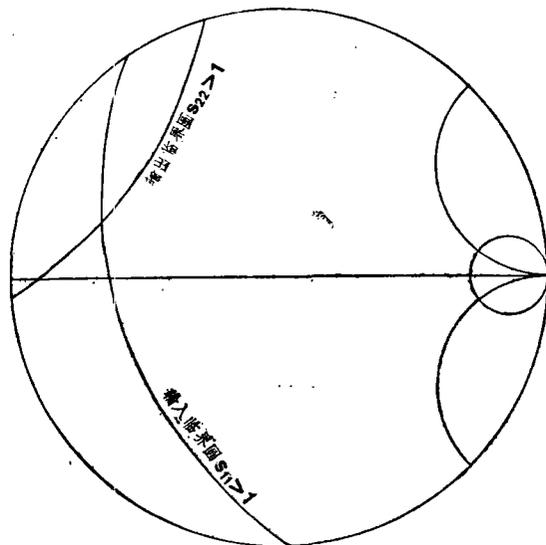


图 2 临界圆

三、电路仿真

1. 电路模式

基本电路见图 3。通常采用的基本网络模式如图 4 中 a、b、c 所示几种。图中所示 Z 网络，可以是串联型或并联型，如图 5 a、b 所示。元件则可以任选 R、L 或 C。

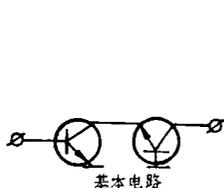


图 3

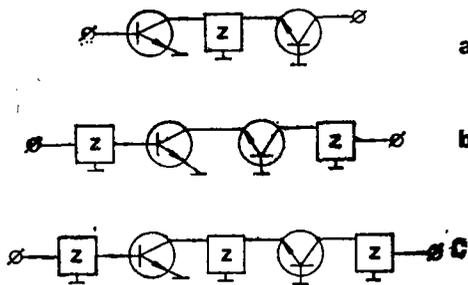
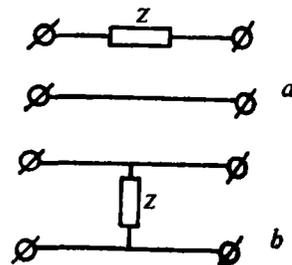


图 4



网络模式

图 5

2. 数学模型

对图 5 所示两种网络各自的 T 矩阵有

(1) 串联：

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z'}{2} & \frac{Z'}{2} \\ -\frac{Z'}{2} & 1 - \frac{Z'}{2} \end{bmatrix}$$

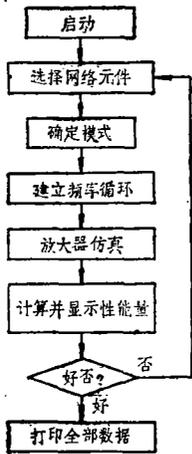


图 6 程序框图

其中, $Z' = \begin{cases} \frac{j\omega L}{R_0} \\ \frac{1}{R_0 j\omega c} \\ \frac{R}{R_0} \end{cases}$

(2) 并联:

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y'}{2} & -\frac{Y'}{2} \\ \frac{Y'}{2} & 1 - \frac{Y'}{2} \end{bmatrix}$$

其中, $Y' = \begin{cases} \frac{R_0}{j\omega L} \\ R_0 j\omega c \\ \frac{R_0}{R} \end{cases}$

对晶体管:

测出其工作状态下 $[S]_e$ 后.

$$[S]_e \rightarrow [T]_e$$

$$[S]_e \rightarrow [Y]_{不定} \rightarrow [Y]_b \rightarrow [T]_b$$

放大器:

模式 a: $[T]_A = [T]_e \cdot [T] \cdot [T]_b$

b: $[T]_A = [T] \cdot [T]_e \cdot [T]_b \cdot [T]$

c: $[T]_A = [T] \cdot [T]_e \cdot [T] \cdot [T]_b \cdot [T]$

以后, 由 $[T]_A \rightarrow [S]_A$. 由 $[S]_A$ 导出性能量.

程序框图见图 6.

程序中, 模式的选择为图 4 所示 a, b, c 三种任选. 网络选择为图 5 所示 a, b 两种并可任选 R, L, C 元件. 每当确定一种方式和元件后, 屏幕显示此网络条件下电路的主要性能, 以供分析.

三、结果分析

各种模式的串并联网络中, 以图 4 c 中之并联网络对 K 和 G_1 的影响最为明显. 仿真证明, 对共 b 输入端, 仅靠并联电阻以图既消除负阻效应又满足增益要求是不行的. 表 5 所列数据就是单纯并一只 200Ω 电阻时, 放大器的性能量. 在 $200MHz$ 频率下, $K < 1$, 显然这一点是该放大器的峰值频率. 这是在没有任何假设条件下的频率特性, 所以是可信的, 且这一峰值主要取决于共 b 输入感抗和各种电容的谐振. 因此, 只要降低这一电感的 Q 值,

表 5 仅并联 200Ω 时放大器 S 参数 ($V_c=24V$ $I_c=4mA$)

$f(Mz)$	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	Gt
50	$+0.685 < -18.1$	$+0.015 < +86.8$	$+7.184 < -173.3$	$+0.561 < -16.0$	51.6
100	$+0.639 < -39.7$	$+0.029 < +76.2$	$+6.983 < +155.4$	$+0.517 < -26.5$	48.8
150	$+0.499 < -52.6$	$+0.037 < +72.3$	$+6.032 < +142.1$	$+0.455 < -42.1$	36.4
200	$+0.466 < -79.8$	$+0.051 < +70.2$	$+6.306 < +130.7$	$+0.444 < -59.4$	39.8
250	$+0.430 < -94.3$	$+0.058 < +69.0$	$+5.474 < +117.4$	$+0.442 < -65.3$	30.0

性 能						
$f(Mz)$	A	K	Gm	U	Zin	$Zout$
50	52.278	1.482	182.834	0.1156	$+203.230 < -38.7$	$+156.292 < -24.2$
100	49.352	1.026	193.112	0.1529	$+118.592 < -54.0$	$+126.630 < -32.2$
150	36.802	1.288	76.695	0.0861	$+84.947 < -46.5$	$+94.088 < -37.6$
200	40.161	0.947	/	/	$+59.673 < -49.2$	$+74.367 < -43.6$
250	30.330	1.010	82.410	0.0918	$+47.323 < -46.5$	$+68.828 < -45.0$

或用某一容抗抵消它，就会降低这个峰值。

然而，仅靠降低并联电阻值达到降 Q 的目的，从而使峰值下降，这样电路增益损失很大。而仅靠寻找合适的电容来抵消感抗，也是相当困难的。所以，只有同时采用，互相取长，从而获得稳定且较平坦的幅频特性。

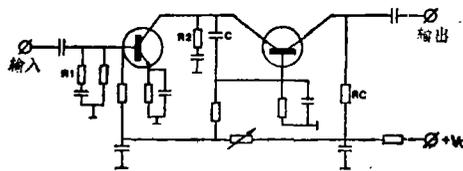


图 7 设计和实现电路

图 7 为依照上述设计思想设计的电路，它是由计算机仿真确定的。参数和性能见表 6。

表 6 设计放大器 S 参数 ($V_c=24V$ $I_c=4mA$)

$f(Mz)$	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	Gt
50	$+0.262 < -20.1$	$+0.000 < +174.7$	$+4.119 < -174.8$	$+0.295 < -3.1$	17.0
100	$+0.275 < -43.1$	$+0.000 < -176.1$	$+4.335 < +155.2$	$+0.299 < -4.8$	18.8

续上表

150	+0.221<-60.1	+0.001<+151.6	+4.071<+143.0	+0.306<-9.9	16.6
200	+0.226<-80.0	+0.001<+153.7	+4.726<+135.6	+0.314<-13.3	22.3
250	+0.250<-97.1	+0.001<-179.7	+4.418<+121.0	+0.334<-14.5	19.5

性能

$f(Mz)$	A	K	G_m	U	Z_{in}	Z_{out}
50	17.112	911.142	22.200	0.0000	+82.332<-11.0	+91.815<-2.0
100	18.948	434.912	23.697	0.0001	+73.997<-22.1	+92.350<-3.2
150	16.712	194.144	18.912	0.0002	+61.837<-21.9	+92.990<-6.6
200	22.480	122.695	26.012	0.0003	+53.880<-25.1	+93.581<-9.1
250	19.689	84.986	23.411	0.0005	+47.152<-27.9	+97.145<-10.7

四、实 现

电路如图7所示, R_1, R_2, C, R_c 是并联进去的网络。由于这些元件的介入, 使得置端禁区消失, 电路本身获得固有稳定。表7列出这个电路实例的 S 参数及导出的性能量。和表6参数比较, 性能是较接近的。

表7 实现放大器 S 参数 ($V_c=24V$ $I_c=4mA$)

$f(Mz)$	S_{11}	S_{12}	S_{21}	S_{22}	G_t
50	+0.259<-43.0	+0.001<+150.0	+3.960<+176.0	+0.347<-12.0	15.7
100	+0.166<-56.0	+0.001<+131.0	+3.582<+131.0	+0.323<-7.0	12.8
150	+0.112<-89.0	+0.003<-112.0	+3.114<+105.0	+0.283<-6.0	9.7
200	+0.078<-116.0	+0.001<+165.0	+2.809<+85.0	+0.285<-11.0	7.9
250	+0.059<-170.0	+0.004<+136.0	+2.647<+62.0	+0.286<-8.0	7.0

性能

$f(Mz)$	A	K	G_m	U	Z_{in}	Z_{out}
50	15.859	77.148	19.131	0.0006	+72.439<-20.7	+100.856<-9.3

100	12.961	162.851	14.722	0.0002	+60.031<-15.8	+97.084<-5.0
150	9.787	50.756	10.679	0.0003	+50.193<-12.8	+89.090<-3.7
200	7.977	289.405	8.850	0.0000	+46.723<-8.0	+88.592<-6.7
250	7.092	45.197	7.651	0.0002	+44.472<-1.2	+89.363<-4.9

下面对实施工艺做些必要的说明。

从表 6 看, $K \gg 1$ 。应该说, 实现是不会有困难的, 但实际并非完全如此。工艺稍有疏忽, 如晶体管腿稍长, 电容引线稍长, 或电源滤波不够彻底等均会引起电路不稳定。但这和一般所说的电路自激是有本质区别的。

当设计电路的时候, K 就小于 1, 则不恰当的置端或其它影响均会造成电路自激。在这里, 置端的选取起决定作用。往往工艺非常严格也不会使电路稳定。而当设计的电路已满足 $K > 1$, 则能够使电路不稳定的因素就仅取决于分布干扰, 寄生反馈, 电源退耦等等这些工艺问题了。为此, 我们不妨把因工艺措施而引起的自激称作工艺自激, 而把由于 $K < 1$ 而存在潜在不稳定所引起的自激称作本征自激。

各种电路对于工艺自激的敏感度是大不相同的。一般单级深负反馈放大器对此较为迟钝, 因此比较容易实现。而共 e 共 b 放大器因没有深度负反馈而对此较为敏感。由表 7 可以看出, 在不同的频率下, K 值有较大的跳动。但因设计确保了 $K \gg 1$ 这个固有稳定的条件, 所以只要保证一定的工艺精度, 电路就可以满足设计的要求。可见, 在高频电路中, 在确保消除本征自激的前提下, 杜绝工艺自激是至关重要的。由表 7 还可以看出, 实现精度对高频增益的影响也是很大的。

表 7 中所列单向优值均满足 $U \ll 0.03$ 。可见, 电路的隔度是非常好的。这是这种电路的最大特点。

五、结 论

共 e 共 b 放大器在高频增益, 特别是在隔离度上, 与其它放大器相比, 确有相当的优势。但仅靠定性分析设计是很难得到确定的结果的。许多特性必须在给出定量结果后才可确定, 实现也才可能有明确目标。同时, 对于包括供电系统在内的电路实施工艺, 都必须严格控制, 由此才可能实现电路的无调试生产。

参 考 文 献

- [1] Ralph S, Cavson, High-Frequency Amplifiers, Wiley-Interscience, New York, 1975.
- [2] 华有年等, 高频宽带放大器的优化设计, 北京工业大学学报, 1981, 4。
- [3] 周世惕等, 小信号下晶体管频率特性的完整表达, 北京工业大学学报, 1983, 1。
- [4] 周洪直等, 甚高频宽带功率放大器的仿真设计, 北京工业大学学报, 1983, 1。