

线性固体电路

(二)

北京无线电器件厂

1971.2.

毛 主 席 语 录

要认真总结经验。

中国人民有志气，有能力，一定要在不远的将来，赶上和超过世界先进水平。

第三节 差分放大器 BG 301 产品介绍

§1. 差分放大器 BG301 概述

差分放大器 BG 301 是一项通用性较强的产品。它可以用作直流放大器、交流放大器、振荡器、积分器、有源校正网络、稳压电源……等等。BG 301 的封装与 BG 302 相同，它的电路图及版图分别如图 3—1 及图 3—2 所示。

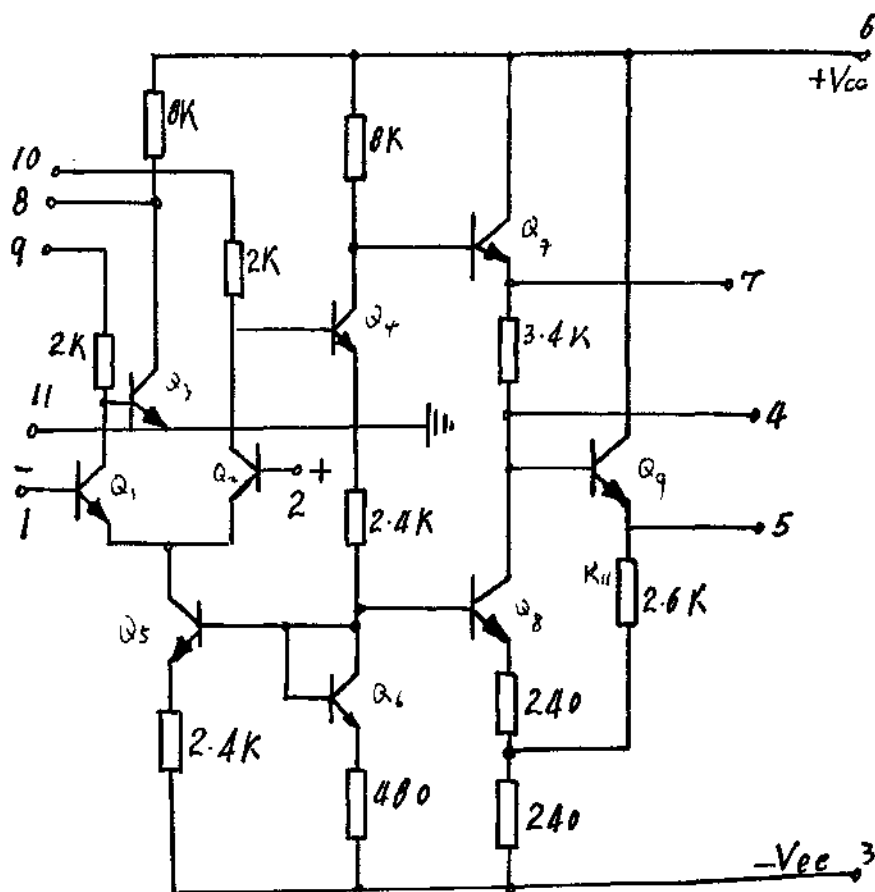
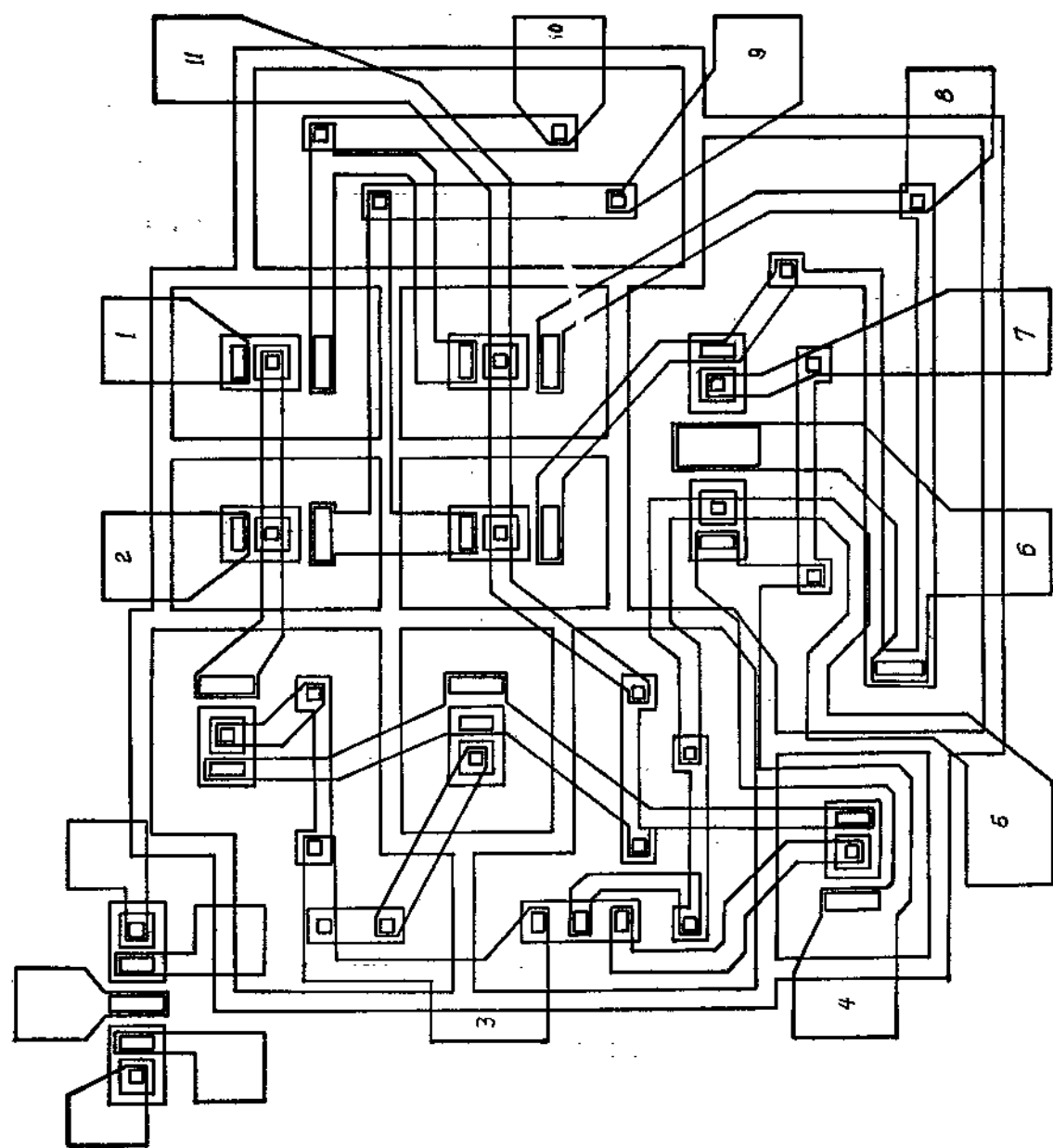


图 3—1 BG 301 电路图

图 3—2 BG 301 版图



电路由差分对 Q_1, Q_2 及恒流源 Q_5 构成输入级, Q_6 是温度补偿二极管。 Q_3 及 Q_4 为第二级放大, 其中 Q_3 作为倒相器, 实现由平衡对称输出到单端输出的转换。射级输出器 Q_7 及恒流源 Q_8 与 3.4 K 的电阻组成电平移动级, 以获得另输出电平。 Q_9 为输出级, 2.6K 电阻与 Q_9 的射极电阻之中心抽头连接, 形成正反馈, 获得约 6 分贝的增益。引出端子共 11 个。

1, 2——同相及反相输入端;

5——输出端;

6, 3——正、负电源端子;

4, 7——频率补偿端;

11——接地端;

8, 9, 10, 为调另端子, 供外接电位器 (1K 以下为宜) 调另之用, 此即第一节中图 1—4 所示的调另方法。若用别的方法调另, 则应将 8, 9, 10 三端短接。

BG301 的典型参数如下所示。

BG 301 参数表:

参 数 名 称	符 号	测 试 条 件	典 型 值	单 位
输入失调电压	V_{OS}	$R_b = 50 \Omega$	2	mV
输入失调电流	I_{OS}	$R_b = 2 K$	0.3	μA
输入基极电流	I_{ib}	$R_b = 100 K$	4	μA
开环电压增益	K_V	$f = 1 KC$ 空载	2600	倍
共模抑制比	$CMRR$	$f = 1 KC \quad V_i = 0.5 V$	86	db
共模电压范围			+0.8, -4.3	V
输入阻抗	R_i	$f = 1 KC$	20	$K\Omega$
输出阻抗	R_o	$f = 1 KC$	100	Ω
最大输出电压	V_{PP}	$f = 1 KC$ 空载	± 5	V
开环增益带宽	f_B	-3db, $R_b = 50 \Omega$	300	KC
输入噪声电压	V_N	$R_b = 470 \Omega$	6	μV
正电源灵敏度	$\Delta V_{OS} / \Delta V_{CC}$		50	$\mu V / V$
负电源灵敏度	$\Delta V_{OS} / \Delta V_{EE}$		100	$\mu V / V$
温度漂移	$\Delta V_{OS} / \Delta T$		5	$\mu V / ^\circ C$
热阻		自由散热	200	$^\circ C / 瓦$
电源电压	V_{CC}, V_{EE}		+12, -6	V
电源电流	I_{CC}, I_{EE}	空载	5	mA

§2. BG 301 的电路分析与版图设计

1. 第一、二级偏置电流的计算:

第一、二级的电流如图 3—3 所标示。忽略各晶体管的基极电流，可以写出下列方程：

$$(1) V_{BE} + I_{C8}(R_6 + R_7) = -V_{EE},$$

$$(2) V_{BE} + R_1 I_{C1} + R_3(I_{C1} + I_{C3} + I_{C5}) = V_{CC},$$

$$(3) I_{C6} R_6 = I_{C5} R_5$$

在平衡条件下， $I_{C1} = I_{C2}$ ， $I_{C3} = I_{C4}$ 。这样，由上述方程可解出各晶体管的电流。

$$(4) I_{C1} = I_{C3} = I_{C5}/2 = -\frac{R_6}{2R_5} \left(\frac{V_{EE} + V_{BE}}{R_6 + R_7} \right)$$

$$(5) I_{C3} = I_{C4} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_3} + \left(1 + \frac{R_1}{2R_3} \right) \frac{R_6}{R_5} \left(\frac{V_{EE} + V_{BE}}{R_6 + R_7} \right),$$

$$(6) I_{C6} = -\frac{V_{EE} + V_{BE}}{R_6 + R_7}$$

2. 共模输入电压范围

共模正向界限：由图 3—3 可知，因端子 11 接地，故输入级 Q_1 和 Q_2 的集电极电压 V_{C1} ， V_{C2} 等于 Q_3 ， Q_4 之 $E-B$ 结的前向压降 V_{BE} 。当输入端子 1 或 2 的电压超过 V_{C1} 或 V_{C2} 时，晶体管 Q_1 或 Q_2 的 $C-B$ 结将处于正向偏置，即进入饱和区。因此， V_{C1} ， V_{C2} 就构成共模输入电压范围的正向界限。其数值大致等于 V_{BE} 。

共模负向界限：由图 3—3 得到恒流源 Q_5 的基极电压 V_{B5} ，

$$(7) V_{B5} = -\frac{R_7}{R_6 + R_7} (V_{EE} + V_{BE}),$$

当输入端子的电压低于 V_{B5} 时， Q_5 进入饱和区，即 Q_5 的恒流源状态被破坏，这就构成共模输入电压范围的负向界限。在实际运用中，输入端子的电平不应超过共模电压范围。

3. 输出级的计算：

输出级的输入电平为 V_{C4} ，由图 3—3 得 V_{C4} ，

$$(8) V_{C4} = V_{CC} - R_4 I_{C4} \\ = V_{BE} - \left(R_4 + \frac{R_1}{2} \right) \frac{R_6}{R_5} - \frac{V_{EE} + V_{BE}}{R_6 + R_7}$$

令输出级(图 3—4)的输出电平为 V_O 。(在设计中，在平衡条件下，使 $V_O = 0$)，那么对于输出级可以列出下列方程组，

$$(9) V_{C4} - 2V_{BE} - R_8 I_{C8} = V_O,$$

$$(10) V_{EE} + R_{10}(I_{C8} + I_{C9}) + I_{C8} R_9 + V_{EB} = V_{B5},$$

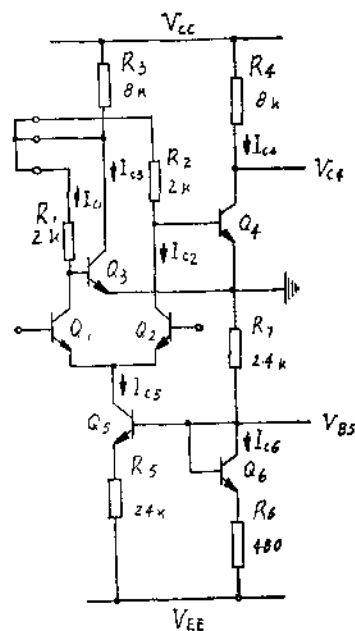


图 3—3

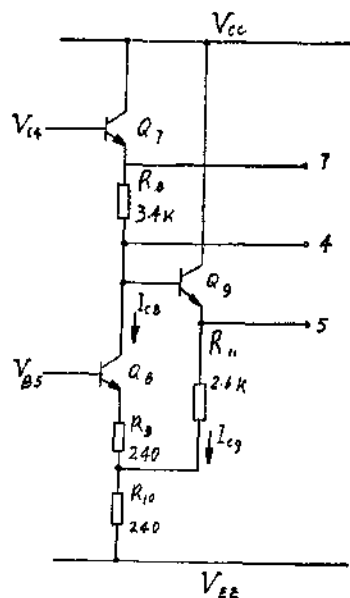


图 3-4

$$(11) V_{EE} + R_{10} (I_{C8} + I_{C9}) + I_{C9} R_{11} = V_O,$$

由方程(9), (10), (11)解出,

$$(12) I_{C8} = \frac{(R_{10} + R_{11}) V_{B5} - R_{10} V_{C4} - R_{11} V_{EE} + (R_{10} - R_{11}) V_{BE}}{R_{10} R_{11} + R_{10} R_9 + R_9 R_{11} - R_{10} R_8}.$$

$$(13) I_{C9} = \frac{(R_{10} + R_9) (V_{EE} + V_{BE} - V_{B5}) + (R_9 + R_{10}) (V_{C4} - V_{EE} - 2V_{BE})}{R_{10} R_{11} + R_{10} R_9 + R_9 R_{11} - R_{10} R_8}$$

$$(14) V_O = \frac{(R_{10} R_{11} + R_{10} R_9 + R_9 R_{11}) (V_{C4} - 2V_{BE}) - R_8 (R_{10} + R_{11}) (V_{B5} - V_{BE}) + R_{11} R_8 V_{EE}}{R_{10} R_{11} + R_{10} R_9 + R_9 R_{11} - R_{10} R_8}$$

取 $V_{BE} = 0.7V$, 并将图 3-3 及图 3-4 中各电路元件的数值代入上述诸方程, 计算各级晶体管的工作电流为(当 $V_{CC} = 12V$, $V_{EE} = -6V$)

$$I_{C1} = I_{C2} = -\frac{1}{2} I_{C5} = 0.184mA,$$

$$I_{C3} = I_{C4} = 1.0mA,$$

$$I_{C6} = 1.84mA,$$

$$I_{C7} = I_{C8} = 1.0mA$$

$$I_{C9} = 1.8mA,$$

正负电源的总电流为:

$$I_{CC} = 2I_{C1} + 2I_{C3} + I_{C7} + I_{C9} = 5.17mA,$$

$$I_{EE} = I_{C5} + I_{C6} + I_{C8} + I_{C9} = 5.01 \text{mA},$$

4. 开环增益的计算:

①第一级的增益 K_1

第一级晶体管 Q_1, Q_2 的工作电流较小, 基极电阻 r_b 的影响可以忽略; 负载电阻 $R_1 R_2$ 也不大, 集电结电阻 r_c 亦可不计入。由第一节的公式(34), 近似有

$$(15) K_1 = R_{C1} / r_{e1}$$

其中, r_e 是发射结电阻, R_{C1} 是等效负载电阻, 即 R_2 与 Q_4 的输入阻抗 R_{i4} 的并联, 而

$$(16) R_{i4} = r_{b4} + \beta_4 r_{e4} \frac{1 + R_4 / r_{c4}}{1 + \beta_4 R_4 / r_{c4}}$$

这里, r_{b4}, β_4, r_{e4} 为晶体管 Q_4 的相应参数。这样,

$$(17) K_1 = K_{10} k_1,$$

其中,

$$(18) K_{10} = R_2 / r_{e1},$$

$$(19) k_1 = \frac{r_{b4} + \beta_4 r_{e4} \frac{1 + R_4 / r_{c4}}{1 + \beta_4 R_4 / r_{c4}}}{R_2 + r_{b4} + \beta_4 r_{e4} \frac{1 + R_4 / r_{c4}}{1 + \beta_4 R_4 / r_{c4}}}$$

不同集电结电阻 r_{c4} 条件下, k_1 与 β_4 的关系如图3—5所示, 图中取 $r_{b4} = 100\Omega$, $r_{e4} = 25\Omega$ 。

②第二级的增益 K_2

第二级放大管 Q_4 的负载基本上就是 R_4 , 因为 Q_7 为一射级输出级, 其输入阻抗足够高。故

$$(20) K_2 = \frac{R_4}{r_{e4} + r_{b4} / \beta_4 + m(r_{e4} + r_{b4})}$$

式中, $m = R_4 / r_{c4}$ 。令 $K_{20} = R_4 / r_{e4}$, 则

$$(21) K_2 = K_{20} \cdot k_2,$$

$$(22) k_2 = \frac{1}{1 + r_{b4} / \beta_4 r_{e4} + m(1 + \frac{r_{b4}}{r_{e4}})}$$

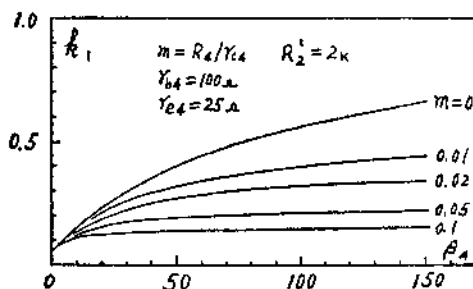


图 3—5

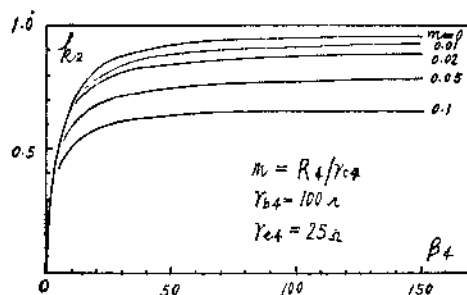


图 3—6

图 3—6 给出 k_2 随 β_4 的变化。

③第三级（输出级）的增益 K_3

输出级的增益是由 R_{11} 通过 Q_8 的正反馈而获得。就方程 (14) 对 V_{C4} 微分，并将 V_{BE} 当作常数，求得第三级的增益为，

$$(23) K_{30} = \frac{\partial V_O}{\partial V_{C4}} = \frac{1}{1 - \frac{R_8/R_{11}}{1 + \frac{R_9}{R_{10}} + \frac{R_9}{R_{11}}}}$$

代入电路图 3—1 中元件的具体数值后， $K_{30} = 2.78$ 。 K_{30} 是第三级增益的理论极限值，因为把 V_{BE} 当作了常数来处理，这意味着晶体管的输入阻抗等于零。考虑到 Q_8 的输入阻抗 R_{i8} ，在 (23) 式中应以 $(R_{i8} + R_9)$ 代替 R_9 ，这样 K_3 为

$$(24) K_3 = \frac{1}{1 - \frac{R_8/R_{11}}{1 + \frac{R_9 + R_{i8}}{R_{10}} + \frac{R_9 + R_{i8}}{R_{11}}}}$$

$$(25) R_{i8} = r_{e8} + (R_8 + r_{be}) / \beta_8$$

取 $r_{be} = 100\Omega$ ， $r_{e8} = 25\Omega$ ， $\beta_8 = 40$ ， $R_8 = 480\Omega$ ，则 $K_3 \approx 2.3$ 。

总开环增益

$$K_v = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 = K_{10} \cdot K_{20} \cdot K_3 \cdot k_1 k_2$$

代入电路元件的具体数值，在室温条件下，

$$K_v = 1100 \times k_1 k_2$$

图 3—7 给出 BG 301 的开环增益 K_v 与晶体管电流放大系数 β 的理论曲线。曲线表明，当 β 较低时，它对增益的影响很显著；当 β 较高时，集电结阻抗 r_c 则成为决定 K_v 大小的主要矛盾方面。作为数值例，设 $r_{c4} = 400K$ 。（ $m = 0.2$ ）， $\beta = 50$ ，则 $K_v = 2500$ 。

5. 失调电压的计算

在第一、二级平衡的条件下，第二级的输出电平 V_{C4} 异于零（按方程 (8) 计算， $V_{C4} \approx 4V$ ）。为达到零输入时零输出的目的，在输出级的设计中，使恒流源 Q_8 的电流 I_{C8} 在 R_8 上产生的压降（电平移动）大体上等于 V_{C4} 从而使输出端子的电平接近于零。实际生产过程中，各种

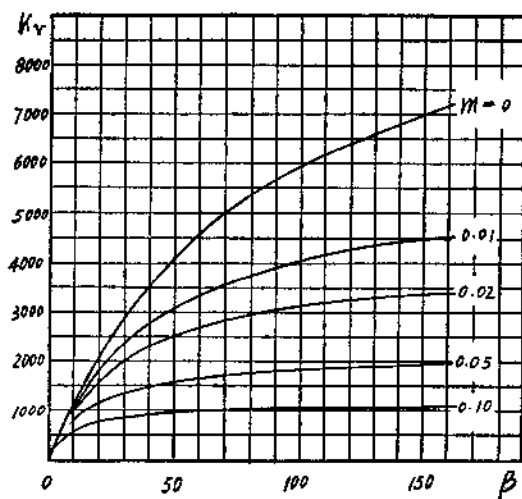


图 3—7 K_v 与 β 的关系曲线

$r_b = 100\Omega$ ， $r_{e4} = 25\Omega$ ， $r_{e1} = 130\Omega$ ， $m = R_4/r_{c4}$

随机因素造成的元件及器件参数偏差,将在一定程度上破坏电路的平衡条件,以致 V_{C4} 偏离其平衡值。这样在另输入时,仍有一定的输出电平,称为输出失调电压。输出失调电压除以电路本身的放大系数,折算到输入端,称为输入失调电压。电路中各元件的偏差对失调电压产生的影响大小不同,第一级贡献最大,第二级次之,输出级及偏置部分较小。

第一级引入的(输入)失调电压可用第一节中公式(53)计算。在室温条件下, Q_1Q_2 之 β 若有10%的相对误差,产生约2.5mV的失调; R_1 与 R_2 的相对误差引起的效果相同*,而发射结正向压降 V_{BE} 的分散产生的失调则直接等于 V_{BE1} 与 V_{BE2} 之差。

第二级引入的失调也可以用公式(53)计算,不过,需除以第一级的增益 K_1 ,折算到第一级的输入端。 K_1 的典型值为4,因此, R_3 与 R_4 出现10%的误差,引入约0.6mV的失调。

第三级造成的失调主要由 R_8 和 R_{11} 引起,这可以通过方程(14)计算。结果指出, R_8 及 R_{11} 的偏差 ΔR_8 及 ΔR_{11} 为10%时,各自引入约0.3mV及0.28mV的失调。

另外, R_5 的偏离引起 I_{C4} 的改变(方程(5))。例如, R_5 改变10%, I_{C4} 减少约0.43mA,导致 V_{C4} 增高 $\Delta V_{C4} \approx 350\text{mV}$ 。而 $K_1 \cdot K_2$ 的典型值为1100,因此, R_5 改变10%引入的失调为0.32mV。

失调电压的各个分量的绝对值及符号是随机的。总的失调为各分量的代数和。

6. 关于版图设计

单块集成电路是在同一块硅片上作出一个电路所需的全部元件及器件(各元件及器件在电气上相互绝缘),然后用金属化互连引线按电路要求把各元件连结起来。由已给的电路图设计单块集成电路生产的掩模版图,一般遵循下列程序:

- ① 根据电路性能的要求和工艺条件的限制设计各元件器件的几何尺寸;
- ② 按电路元件的动态电位划分必需的隔离区;
- ③ 选择金属化互连引线的走线方案;
- ④ 根据走线方案和电路性能的需要排列元件及器件的位置;
- ⑤ 布线。

上述程序不是严格固定的。并且,对一个较复杂的电路这一过程并非一次完成,而是需要若干次反复。比方说,通过布线发现走线方案不合理,则需修改走线方案,从而重新调整布图。

上述程序仅是掩模版图设计的基本步骤。而在设计过程中,尚有若干准则应予以充分重视。

* 用分立元件作模拟实验,在常温下 R_1 与 R_2 相对差10%,产生约3mV的失调电压,与理论值大体相符。

- ① 在制版与光刻精度所能保证的最小间距限度内, 尽量减少图形总面积;
- ② 尽量避免互连交叉。因为在单层布线的条件下, 互连交叉只能借助于扩散电阻实现“下交叉”。这样不仅引入了寄生元件, 又额外增加了图形面积;
- ③ 走线与布线时应尽量减少寄生耦合的影响;
- ④ 排布元件时, 需考虑到耗散功率的分布情况;
- ⑤ 视具体电路的需要, 照顾元件的对称及热耦合;
- ⑥ 合理分布键合点, 并距离互连线适当的距离;
- ⑦ 电路元件的设计必须满足工艺条件的相容性。

依具体电路矛盾方面的不同, 上述各项的重要性也各不相同。今以 BG 301 版图的设计为例加以说明。失调电压是 BG 301 版图设计考虑中的突出因素。上节关于失调电压的分析指出, 保证元件的对称性, 尤其是第一级的对称性, 对减少失调极为重要。因此, 在图 3—2 中采取了以下措施。① 电阻 R_1 及 R_2 彼此平行靠近, 光刻时掩模在任意方向的偏离所造成的误差对二者都相同, 扩散不均匀性及随机起伏引入的相对误差亦大为降低; ② 在尺寸的设计上, 电阻条宽 40μ , 对于这样足够的宽度, 制版及光刻产生的相对误差较小; ③ 晶体管 Q_1 及 Q_2 也相互平行靠近, 这样即降低了参数的分散性, 又使二者的热耦合良好, 改善了失调电压的温漂。对第二级的元件安排也作了类似的处理。图 3—28 是从数批产品中抽样取得的失调电压 V_{os} 的统计分布。不难看出, 它接近于正态分布, 而且中心在零点。这充分证明失调电压 V_{os} 是一个纯粹的随机变量, 电路及版图设计中没有引入定向偏差; 另一方面, 60% 以上的样品 $V_{os} < 1.5 \text{ mV}$, 这表明对称元件的参数相对起伏绝大多数不超过 5%。可以认为掩模的设计考虑获得了预期的效果。为进一步减小失调, 要求在工艺过程中进行更精心的操作, 以保证光刻图形整齐, 避免边缘凹凸、毛刺等缺陷的出现; 并进一步改善扩散的均匀性。

在 BG301 版图的总体安排上, 使输入级远离耗散功率密度大的元件 Q_9 。另外, 电阻的隔离区作了适当的“多余”划分, 将接正电源及接负电源的电阻分别隔离, 且隔离区内 n 型衬底浮空, 这样就减轻了电阻所承受的反向电压 (因为浮空衬底电位等于该隔离区内电阻的最高电位)。

关于电阻的设计, 硼扩散的薄层电阻取为 $300\Omega/\square$; 而电阻接头的形式主要采用了两

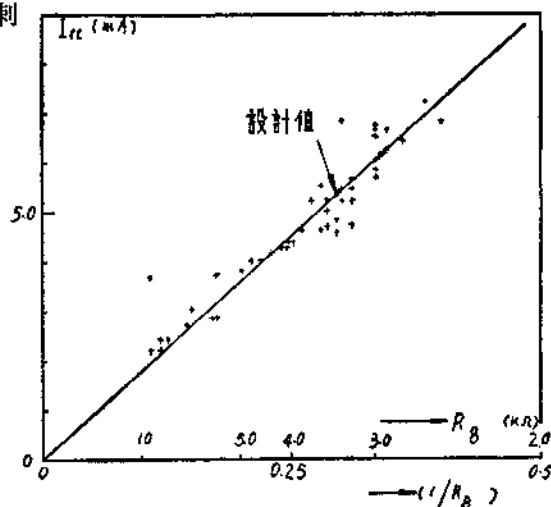


图 3—8

种, 其修正系数分别为 2×0.1 及 2×0.5 。由于硼扩散的薄层电阻的分散性, 导致各个样品中电阻的同向偏差, 从而功耗电流亦将按比例变化。图 3—8 给出若干样品的电阻 R_s 与总的功耗电流 I_{cc} 的实测分布, 结果正确的表明, 实测值的平均直线准确地通过设计值。

§3. BG 301 的特性参数

1. 静态转移特性 (放大特性)

测试电路如图 3—9 所示。图 3—10 为不同负载下的典型转移特性曲线。不难发现, BG 301 的负向负载能力很差。其原因在于 BG 301 的负向输出是靠晶体管 Q_9 的截止来获得, 因此, 当存在负载电阻 R_L 时, R_L 与 R_{11} 构成负电源 V_{EE} 的一个分压器, 这样, 即便 Q_9 完全截止, R_{11} 上仍将有电流流过, 而输出电压只不过是 R_L 与 R_{11} 对负电源的一个分压值。扩展负载能力的办法是在输出端加射极跟随器, 图 3—11 即是一例。

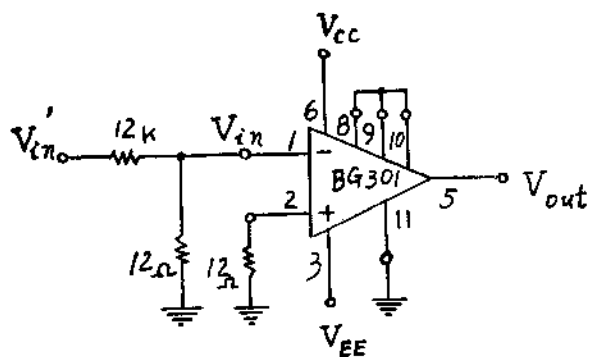


图 3—9
静态转移特性测试电路

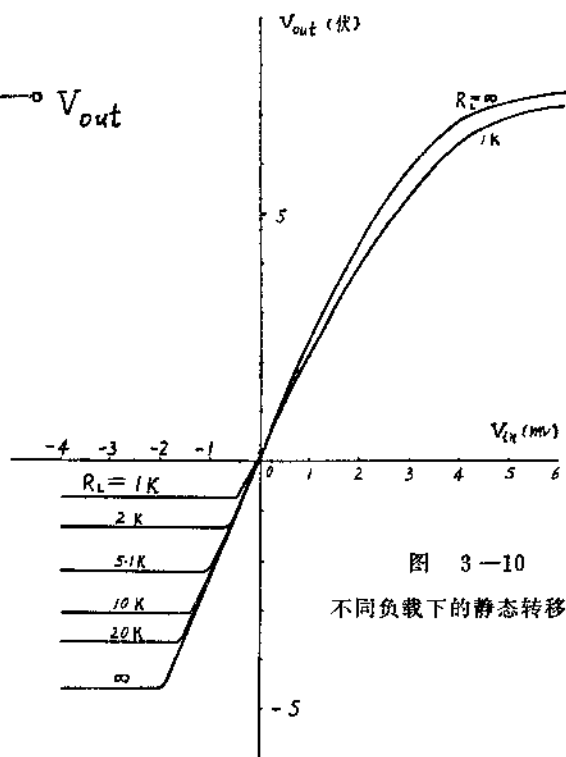


图 3—10
不同负载下的静态转移特性

2. 开环增益 G_{OL} 的频率特性、闭环频率补偿

图 3—12 为开环增益 G_{OL} 的典型频率特性及其测试电路。各个产品之间频率特性有量的差异, 图 3—13 是若干样管的频带宽度与其功耗电流的关系。

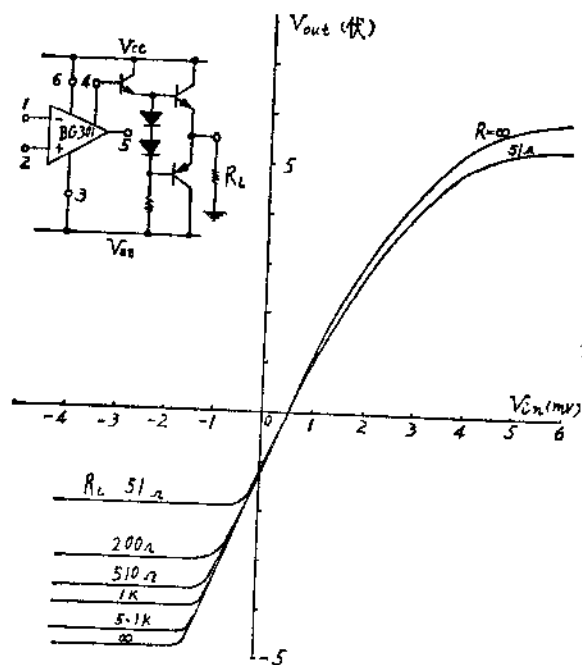
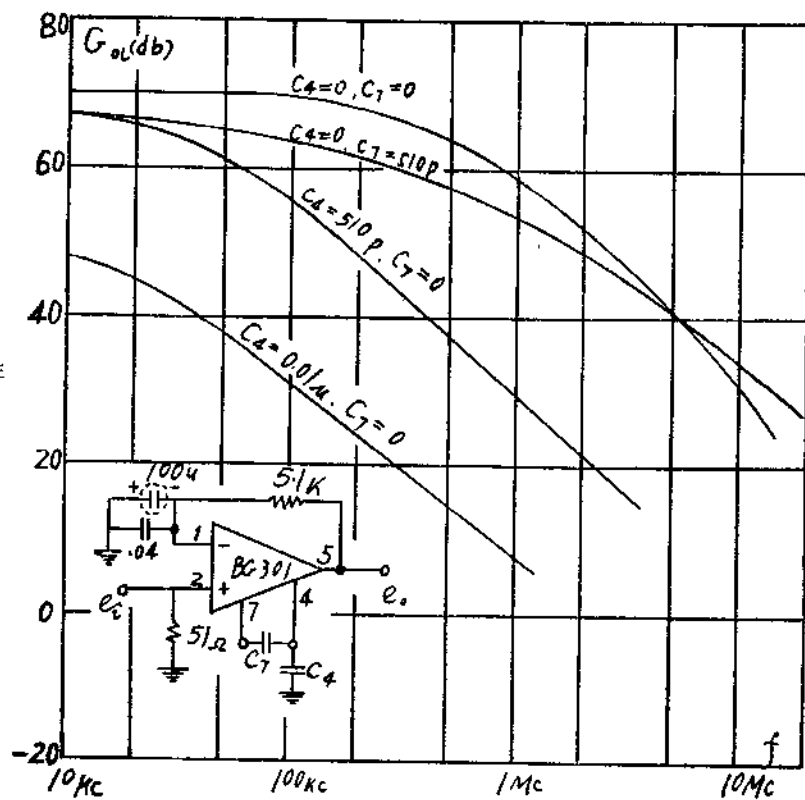


图 3-11
负载能力的扩展

图 3-12
开环增益的频率特性



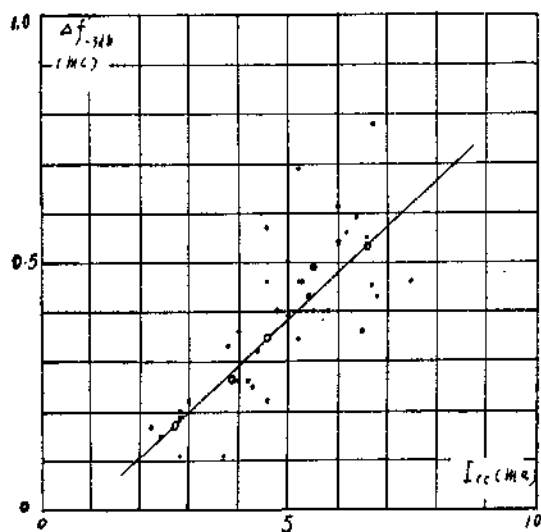


图 3-13
开环增益 G_{OL} 的带宽 Δf
与功耗电流 I_{CC} 的关系

在BG301的实用电路中，闭环运用的场合很多。由于内部相移的存在，因此，外加的负反馈回路对某些频率而言可能成为正反馈，从而产生振荡。反馈深度增加，愈易产生振荡。为使电路稳定，需进行补偿，以消除振荡。图3-14及图3-15是不同闭环增益时的两种频率补偿方法。

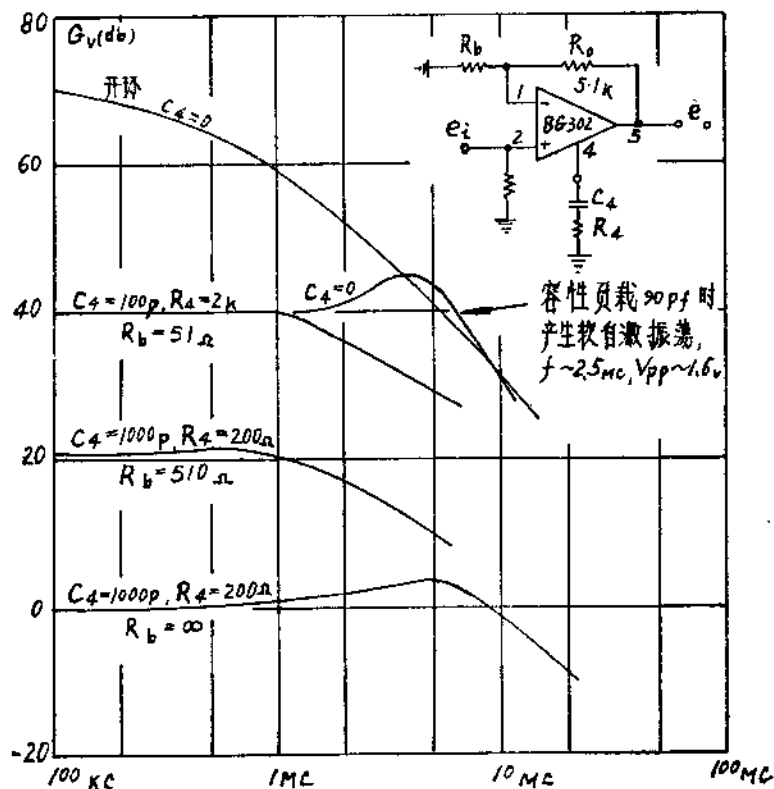


图 3-14
频率补偿方法 I

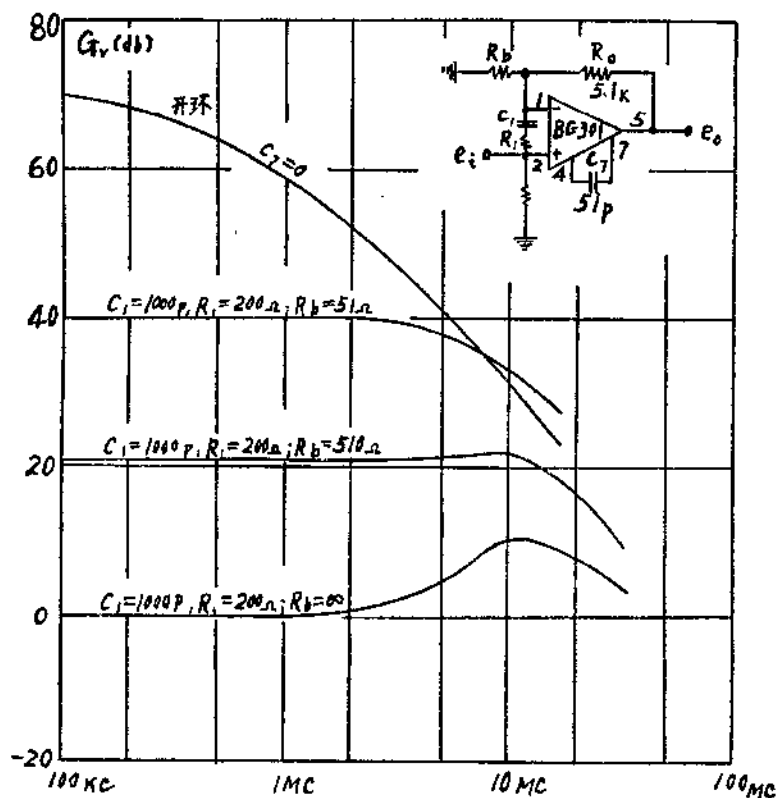


图 3-15 频率补偿方法 II

3. 共模特性

BG 301 的静态共模转移特性如图 3-16 所示。共模电压的负向界限为 4.4V，与公式 (3-7) 的计算结果一致；正向界限约 0.8V，如 § 2.2 中所述，大致等于晶体管 $E-B$ 结的前向压降。图 3-17 为共模抑制比的频率特性。亦如第二节中公式 (2-16) 所指示的规律，在较高频率范围内， $CMRR$ 以倍频程 6db（即十倍频 20db）的速度下降。

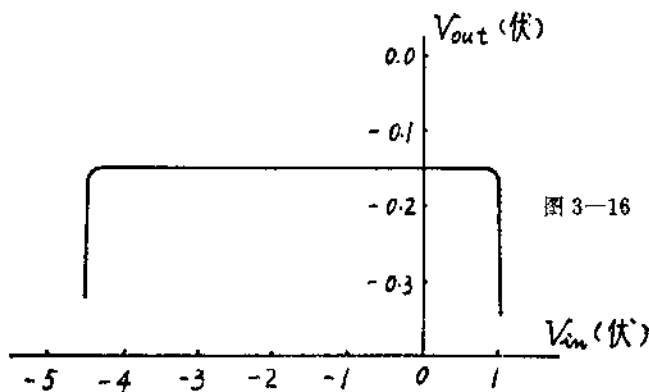


图 3-16 静态共模转移特性

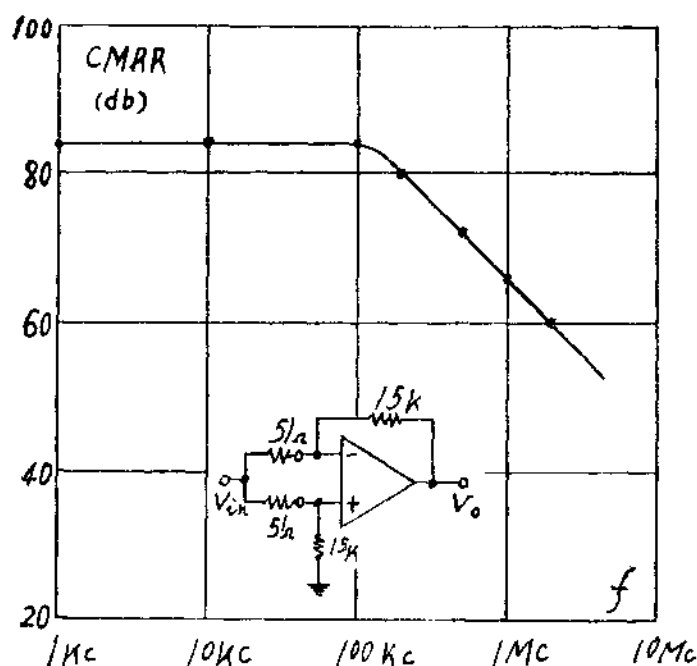


图 3-17 共模抑制比的频率特性

4. 输入阻抗

输入阻抗的测量方法如图 3-18 所示。首先测量 R_b 被短路时的开环增益 $G_{OL}(0)$ ，然后测接入 R_b 后的开环增益 $G_{OL}(R_b)$ ，则

$$(25) R_i = 2R_b \frac{G_{OL}(R_b)}{G_{OL}(0) - G_{OL}(R_b)}$$

图 3-19 是输入阻抗 R_i 与输入基极偏流 I_{ib} 的实测结果（在室温）。从图 3-19 得到如下实验关系：

$$(26) R_i \approx \frac{80}{I_{ib}(\mu A)} \quad (K\Omega)$$

BG 301 输入偏流的典型数值为 $4\mu A$ ， R_i 典型值为 $20K$ 。在需要提高输入阻抗时，可在输入端加一级射极跟随器，如图 (3-20) 所示。作用射极跟随器的晶体管应当采用失调电压小，小电流 β 高的差分对晶体管（例如用 BG 304）。

作为一个实际例子，图 3-21 给出一个 BG 301 样品以及加射极跟随器后该样品的失调电压随 R_b 的变化。对于曲线 a，输入电流 I_{ib} 为 $3.2\mu A$ ，而对于曲线 b， I_{ib} 降低到 $0.13\mu A$ ，输

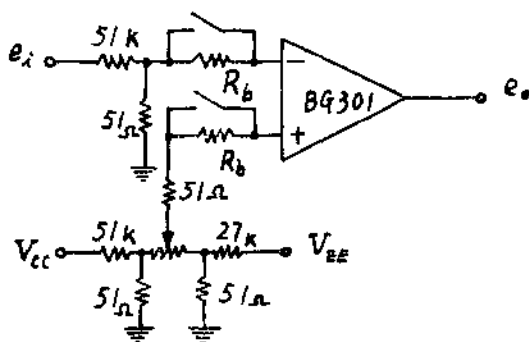


图 3-18 R_i 的测量方法

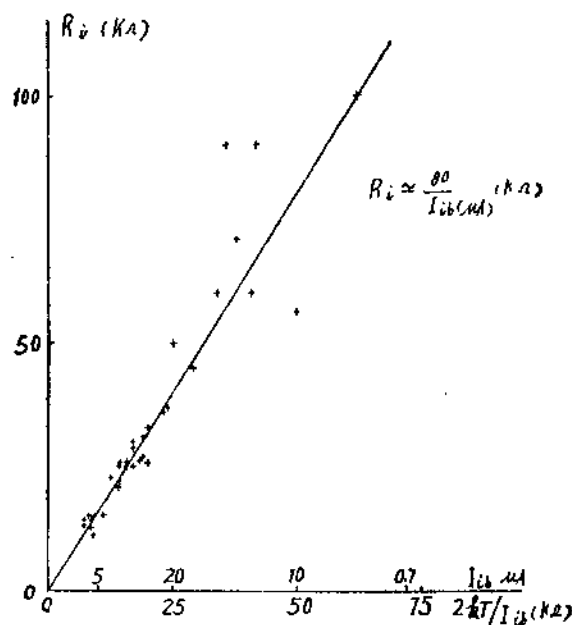


图 3-19 输入阻抗 R_i 与输入偏置电流 I_{ib}

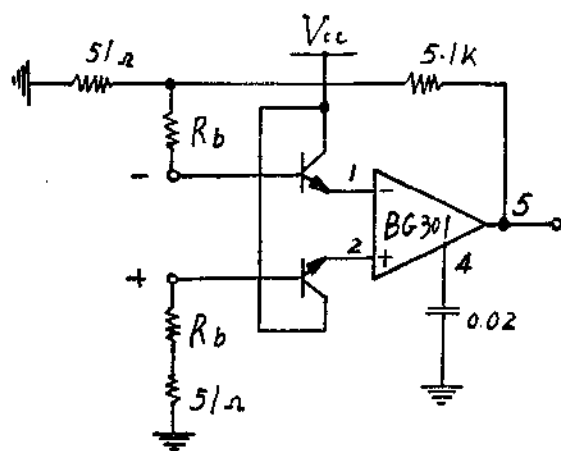


图 3-20 提高输入阻抗的方法：输入端加射极跟随器

入阻抗也相应提高一个数量级以上。

5. 温度漂移

就一个直流放大器而论，原则上讲，失调电压本身并不具有重要意义，它可以通过“调另”的方法予以解决。但是，失调电压的温度漂移之对于直流放大器的影响，则如同内部噪

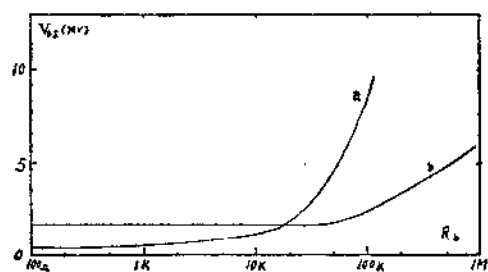


图 3-21 失调电压 V_{os} 与信号源电阻 R_b 的关系。
a. BG 301, b. BG301加射极跟随器 (图3-20)