

模拟集成
运算放大器 和 电源稳压器

上海科学技术情报研究所

73.155
115

模 拟 集 成

运 算 放 大 器 和 电 源 稳 压 器

31520/56

上海数学研究所

内 容 提 要

本书选编了一九七三年全国线性集成电路质量分析和产品标准修订会议上交流的我国模拟集成电路的最新研制水平文章十二篇。内容包括运算放大器和电源稳压器两个部分，文章对国内模拟集成电路当前存在的共同关心的问题作了详尽地探讨。作者是大专院校、电路专业厂、工程应用单位的教学、工艺、工程人员。本书对我国半导体和各条战线上的广大工农兵和革命知识分子有参考价值。

模拟集成运算放大器和电源稳压器

上海科学技术情报研究所编

*

上海科学技术情报研究所出版

新华书店上海发行所发行

上海商务印刷厂印刷

*

开本: 787×1092 1/16 印张: 10 字数: 250,000

1975年1月第1版 1975年1月第1次印刷

印数: 1—7,700

代号: 151634·221 定价: 1.25 元

(只限国内发行)

前 言

随着电子工业的发展,模拟集成电路(线性集成电路及非线性集成电路)在各个领域越来越多地被采用,并且已显示出其发展的广阔前景,因此在大力发展数字集成电路的同时还必须十分注意发展模拟集成电路,这对我国的国防、工业、农业等各项社会主义建设事业,对发展尖端科学技术是必不可少的和具有重要意义的。

为促进线性集成电路的发展,四机部于一九七三年四月至五月在国营八三三一厂召开了全国线性集成电路的质量分析和产品标准修订会议,并在会后到会代表进行了广泛的技术交流活动。交流了模拟集成电路品种的发展,质量的提高,取得了积极的成果。

会议决定将这次技术交流的内容汇编成《模拟集成运算放大器和电源稳压器》一书,并委托上海科学技术情报研究所出版。

全国线性集成电路质量分析和产品标准

修订会议领导小组

1973年6月

目 录

1. FC3 集成中增益运算放大器的设计 国营八三三一厂 技术组 (1)
2. 5G23 中增益运算放大器 上海元件五厂 特性应用组 (16)
3. 低温淀积及其在运算放大器工艺中的应用 国营八七八厂 柳兴木 (29)
4. 8FC1 稳定性可靠性探讨 常州半导体厂 孙和璧 (34)
5. 通用运算放大器 BG 303 的设计分析 北京无线电器件厂 易明铄 (43)
6. 集成运算放大器的温度漂移与衬底自恒温技术
..... 北京无线电器件厂 易明铄 (50)
7. X 54 低功耗集成运算放大器简介
..... 中国人民解放军成字一二八部队 三〇二组 (71)
8. 用 pn 结隔离工艺试制线性集成电路的探讨
..... 复旦大学物理系 吴宪平 (执笔) (79)
9. 集成运算放大器 5G 922 的频率特性分析
..... 上海师范大学物理系 半导体元件组 (92)
10. 集成运算放大器综述 北京航空学院 周宁华 (105)
11. 集成电路的功率管设计考虑 浙江大学无线电系 叶 铭 陈 健 (141)
12. 横向 pn 晶体管 南开大学物理系 半导体厂 (152)

FC3 集成中增益运算放大器的设计

国营八三三一厂 技术组

一、引言

1973 年年初, 本厂职工在批林整风的推动下, 短时间内完成了 FC3 的试制任务, 并投入批量生产。该产品经用户使用反映性能良好, 达到了设计指标。现将对该产品的电路设计及分析要点介绍如下:

FC3 是典型的集成中增益运算放大器。在中增益运算放大器中, 它是一种具有代表性的通用产品。其电参数和特性指标与国外 $\mu A 709$ 相当。它的特点是:

- (1) 最高电压增益 $> 5.5 \times 10^4$ 倍;
- (2) 最大输入阻抗 > 250 千欧;
- (3) 最大输出幅度 $> \pm 13$ 伏;
- (4) 最大同相输入电压 ± 10 伏;
- (5) 最小输入失调电压 < 2 毫伏;
- (6) 最小功耗 < 70 毫瓦。

因此, 它可以广泛应用于直流放大器, 模拟运算器(加法器、减法器、乘法器、除法器、微分器、积分器等), 电压比较器, 稳压电源, 测量放大器, 伺服放大器, 多谐振荡器, 程序控制计时器等电路中。

二、电路原理分析

FC3 电路如图 1 所示。FC3 是由二级差分放大电路(输入级和中间级)、乙类互补输出电路和稳定偏置电路构成的。为了提高电路的性能, 对同相输入、温度变化和电源电压变化都分别加了稳压电路。现分别作如下分析:

1. 输入级

如图 1 所示, T_1 、 T_2 构成差分输入级, T_{10} 、 T_{11} 是它的恒流偏置电路。由于输入级的集电极电流很小(仅 20 微安), 所以保证了整个放大器的输入阻抗较高, 基极电流较小。采用 T_{10} 、 T_{11} 恒流源偏置的输入级具有下面两个突出的优点:

(1) 恒流源的电流随温度的变化可以在很大程度上补偿 T_1 、 T_2 的发射极电阻 r_e 随温度的变化。这就可以保证输入级的增益在环境温度变化时变化很小, 可以做到在整个工作温度范围内输入级的增益仅变化百分之几。

(2) 因为 T_{10} 、 T_{11} 的发射极电流 I_{e10} 和 I_{e11} 之间存在对数关系:

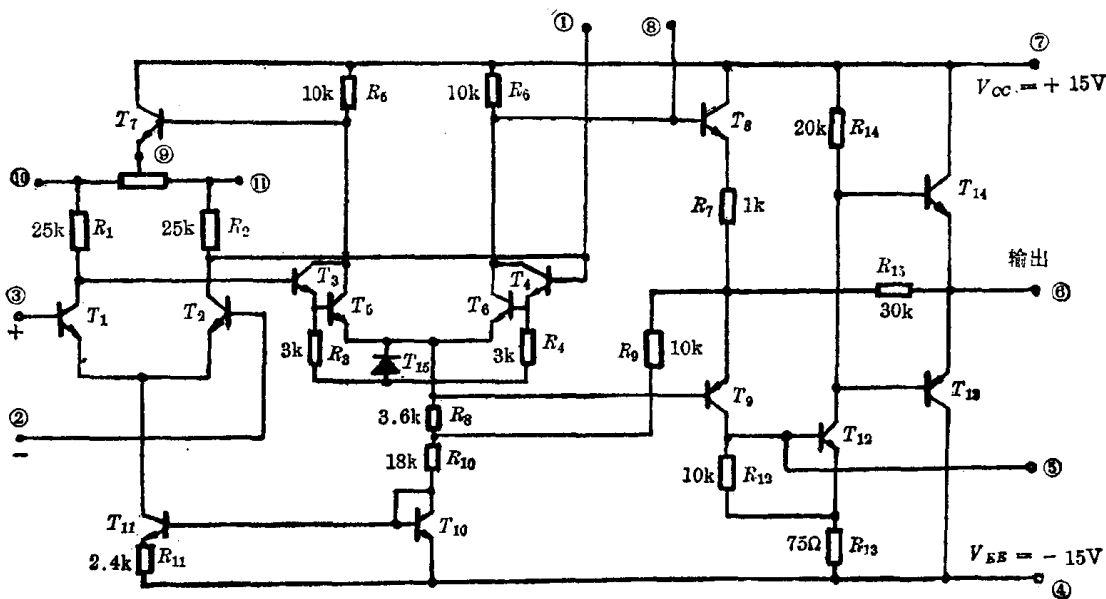


图1 FC3 电路图

$$I_{e11} = \frac{KT}{R_{11}q} \ln \frac{I_{e10}}{I_{e11}}$$

所以, I_{e11} 随电源电压的变化很小。譬如, 当电源电压从 ± 9 伏变到 ± 15 伏时, 输入级的集电极电流仅变化 3 微安。即是说, 在很宽的电源电压范围内, 输入级的特性变化不大。也即 FC3 对电源电压的适应性很强。

2. 中间级

中间级是由 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 组成复合差分级。在这复合差分级中, 由于加接了 R_3 、 R_4 和 T_{15} , 因此被称为改进型的复合差分级。本级接成达林顿形式, 输入阻抗很大, 因而对输入级的负载效应很小。

改进型复合差分级的优点是可以使本级的工作状态对反向漏电流的温度变化不敏感。

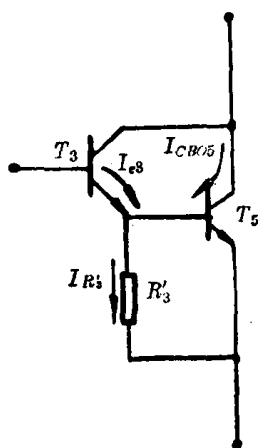


图 2

如图 2 所示, 对于 T_3 、 T_5 所组成的复合差分级的左半, 为了给 T_5 提供反向漏电流的通路, 通常可在 T_5 的发射结上跨接一个电阻, 且所需的电阻 R'_3 数值很大。这是因为当温度升高时, 三极管本征激发加强, T_5 的反向漏电流 I_{CB05} 增大。从图 2 可看出, I_{CB05} 和 I_{e3} 方向相反。如果没有电阻 R'_3 , 则 I_{CB05} 的增大, 势必使 I_{e3} 减小。而 I_{e3} 是控制 T_5 的发射极电流的, 现在 I_{CB05} 使 I_{e3} 减小, 也即由于 I_{CB05} 的存在, 可以使 T_3 对 T_5 的控制作用减弱, 甚至不起作用。

这种情况在高温或空载时更加严重。在高温时, I_{CB05} 很大; 而在空载或轻载时, I_{e3} 很小。为了在高温、空载或轻载时 T_5 不致失控, 就要在 T_5 的基极上加接电阻 R'_3 给 I_{CB05} 以通路, 使 I_{CB05} 不影响 T_3 对 T_5 的控制。

现在我们来看看当 R'_3 引入后温度变化的影响。

图 2 中流过 R'_3 的电流 I_{R3} 的大小是由 T_5 的发射结电压及 R'_3 值来决定的。当温度升

高时,由于发射结具有负的温度系数,而扩散电阻 R'_3 具有正的温度系数,这就使得发射结电压减小,而 R'_3 值反而增加,这就造成通过 R'_3 的漏泄电流变小。而低温时变大。这正好与高温时希望通过漏泄电流大,低温时希望小的实际需要相反。

为了解决这个矛盾,采用了图3的改进形式。此时电流是借 T_5 、 T_{15} 的前向压降之差来建立的,这就不仅可以使电阻 R'_3 减小一个数量级,而且由于 T_5 、 T_{15} 、 R_3 组成象输入级一样的偏置恒流源。因为

$$I_{e15} = \frac{2KT}{qR_3} \ln \frac{2I_{e5}}{I_{e15}}$$

所以 I_{e15} 具有正的温度系数。这样,它就和 I_{CB05} 随温度变化的规律一样了。

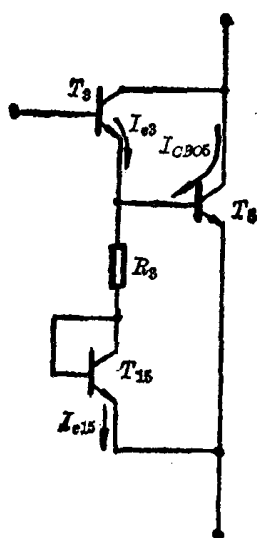


图 3

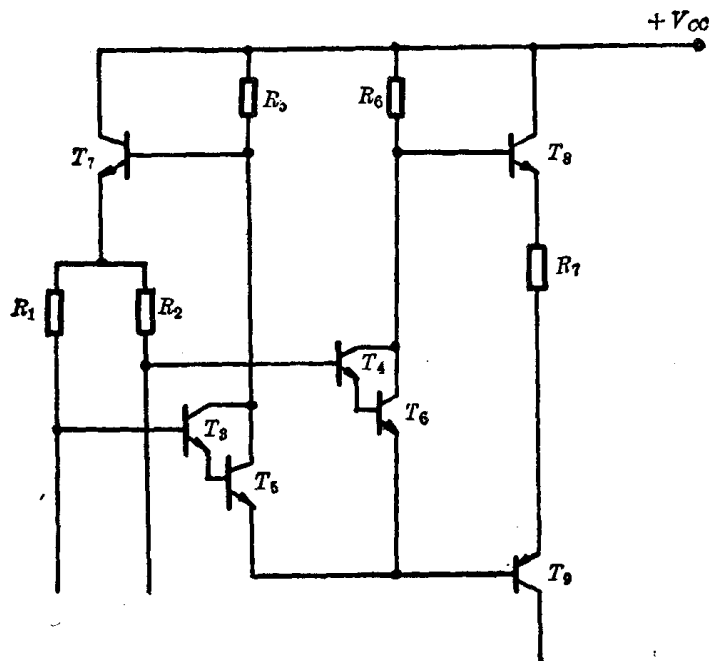


图 4

在中间级中, T_3 、 T_5 通过 T_7 和 R_2 到 T_4 、 T_6 的基极起一单位增益的倒相作用。这和 FC1 低增益运算放大器相似。这里, T_7 与 R_2 的作用和 FC1 中的 R_1 的作用是相当的, 是用来实现负反馈, 而由 T_4 、 T_6 进行放大。可以证明, T_6 集电极的信号并不是输入信号 V_i 的 $K_1 K_2$ 倍, 所以并没有完全将双端输入变为单端输出。而最后完成将双端信号变为单端输出的是横向管 T_9 。

由图4可知,从 T_4 、 T_6 的集电极输出的信号通过 T_8 的跟随和 R_7 的电平位移, 加到 T_9 的发射极。而 T_5 、 T_6 管的发射信号加到 T_9 的基极, 在 T_9 的基极、发射极之间进行迭加。迭加后的信号为:

$$V_{o0} = -K_1 K_2 V_i$$

其中 K_1 、 K_2 分别为输入级和中间级的增益。 T_9 的集电极输出已是单端信号了, 最后完成了双端输入单端输出的任务。

通过后面的计算可知, 中间级是 FC3 总增益的主要提供者。

同时, T_8 、 T_9 、 R_7 还构成了电平位移电路, 从而保证了电路当输入为零时, 输出电平也为零。 T_9 是横向 pnp 管, 其 β 值在 0.5~5 之间, 电路均能正常工作。但由于横向管的截止

频率低,使电路的频响受到一定的影响。

3. 输出级

T_{13} 、 T_{14} 组成乙类互补射极输出级,它们将分别提供正负极性的输出电流。且不受静态偏置电平的限制。由于当输入电压为零时,输出电压也为零, T_{13} 、 T_{14} 中没有一个发射结是正向偏置。所以事实上乙类互补射极输出级是没有静态电流的。它们只有单方向的动态电流,这就使得乙类互补射极输出级功耗小,效率高。

但是若仅用 T_{13} 、 T_{14} 的互补射极跟随器作输出级,就会出现由一管的正偏置转到另一管的正偏置过程中的死区。这死区由三极管的 V_{BE} 决定,约在 $+0.5$ 伏 ~-0.5 伏,此时没有一个晶体管导通,故也就没有输出电流。这就是所谓交替失真,如图 5 所示。

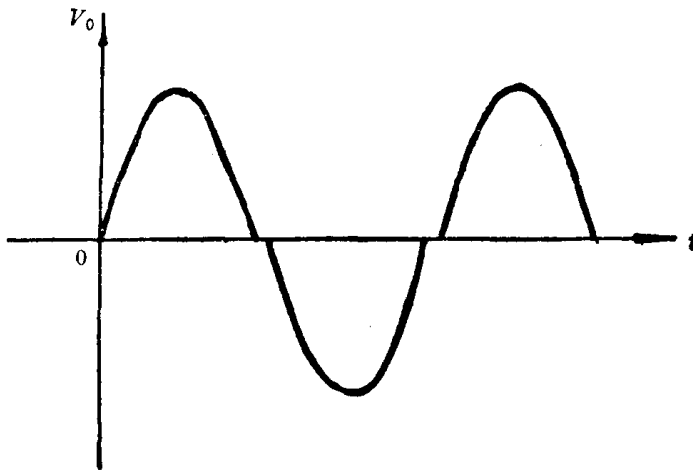


图 5 交替失真

若我们在输出端到中间级施加负反馈,可以将这失真减小到最小限度。如我们可以把 T_9 基极以后的电路看成是一个“内部”的运算放大器。 R_7 是输入电阻, R_{15} 是反馈电阻。当共射放大器 T_{12} 的增益足够大时,则末级的增益约等于:

$$\frac{R_{15}}{R_7} = \frac{30 \text{ 千欧}}{1 \text{ 千欧}} = 30$$

这种负反馈减低了输入信号渡越输出级关闭的电压范围所需的时间,这就达到了把输出级的交替失真减

到最小的目的。同时也稳定了输出级的增益。

T_{13} 的集电极接电路的最低电位(负电源),故可以使用纵向 pnp 管结构。但考虑到成品率和工艺的灵活性,我们将 T_{13} 专门设计成纵向和横向 pnp 管并用的版图结构。

4. 静态工作电流的计算

1. 假设:

- (1) FC3 处于静态平衡状态,故 $V_o=0$;
- (2) 忽略 nnp 管的 I_b ;
- (3) $V_{cc}=+15$ 伏, $V_{EE}=-15$ 伏;
- (4) $T_a=300^\circ\text{K}$;
- (5) 各管的 $V_{BE}=0.7$ 伏;
- (6) pnp 管的 $\beta=3$, nnp 管的 $\beta=50$ 。

2. 考虑到输出级是乙类互补射极输出器,当 $V_o=0$ 时, T_{13} 、 T_{14} 时通时断,故可以认为 $V_{BE13}=V_{BE14}=0$,则

$$I_{R14} = \frac{V_{cc}}{R_{14}} = \frac{15 \text{ 伏}}{20 \text{ 千欧}} = 750 \text{ 微安}$$

3. $I_{c13}=I_{R14}=750$ 微安

$$I_{e12} \doteq I_{e14} = 750 \text{ 微安}$$

$$4. I_{R12} = \frac{V_{BE12}}{R_{12}} = \frac{0.7 \text{ 伏}}{10 \text{ 千欧}} = 70 \text{ 微安}$$

$$5. I_{c9} \doteq I_{R12} = 70 \text{ 微安}$$

$$I_{B6} = \frac{I_{c9}}{\beta_9} = \frac{70}{3} \doteq 23.3 \text{ 微安}$$

$$I_{e9} = I_{c9} + I_{B9} = 93.3 \text{ 微安}$$

$$6. I_{R13} = I_{e12} + I_{R12} = 750 + 70 = 820 \text{ 微安}$$

由图 6、图 7、图 8 可以整理出下列方程组:

$$I_{R9}R_9 - (2I_{e6} + I_{e15} + I_{b9})R_8 = 0.7 \quad (1)$$

$$I_{R9} + 2I_{e6} + I_{e15} + I_{b9} = I_{e10} \quad (2)$$

$$I_{R9} + I_{R15} + I_{e9} = I_{R7} \quad (3)$$

$$I_{R1} = \frac{KT}{2qR_{11}} \ln \frac{I_{e10}}{I_{e11}} \quad (4)$$

$$I_{e11} = 2I_{R1} \quad (5)$$

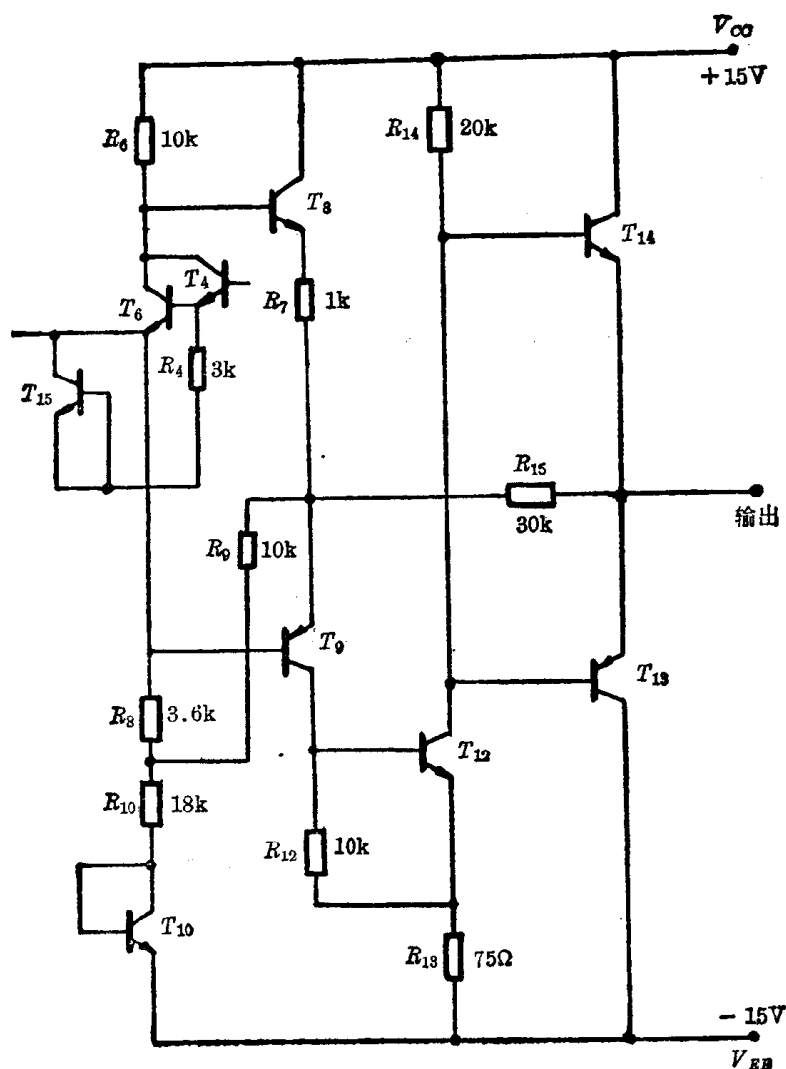


图 6

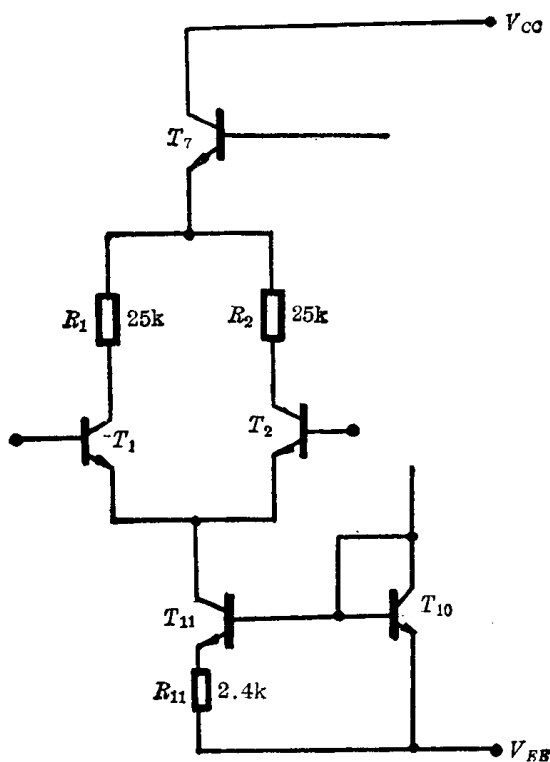


图 7

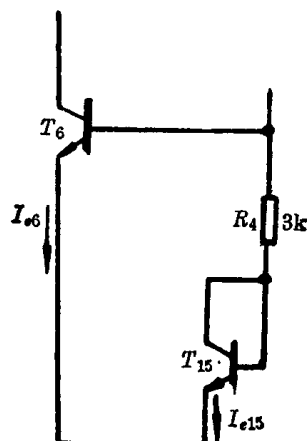


图 8

$$I_{e15} = \frac{2KT}{qR_{13}} \ln \frac{I_{e5}}{I_{e15}} \quad (6)$$

$$I_{R9}R_9 + I_{e10}R_{10} - I_{R15}R_{15} = 15 - 0.7 \quad (7)$$

$$(I_{e15} + 2I_{e6})\left(\frac{R_6}{2} + R_8\right) + I_{R2}R_2 + I_{b9}R_8 + I_{R10}R_{10} = 30 - (4 \times 0.7) \quad (8)$$

$$\frac{1}{2}(I_{e15} + 2I_{e6})R_6 + I_{R7}R_7 + I_{R15}R_{15} = 15 - 0.7 \quad (9)$$

解此联立方程组, 可得下列结果:

$$\begin{aligned} I_{e10} &= 1.14 \text{ 毫安} \\ I_{R15} &= 321 \text{ 微安} \\ I_{R9} &= 353 \text{ 微安} \\ I_{R7} &= 767.3 \text{ 微安} \\ I_{e15} &= 65.9 \text{ 微安} \\ I_{e6} &= 316.1 \text{ 微安} \\ I_{e4} &= 39.3 \text{ 微安} \\ I_{e11} &= 40.8 \text{ 微安} \\ I_{R1} &= I_{R2} = 20 \text{ 微安} \end{aligned}$$

5. 各级增益的计算

1. 输入级增益 K_{v1}

$$K_{v1} = \frac{R_{i1}}{r_{e1}}$$

$$r_{e1} = r_{e2} = \frac{KT}{qI_{R1}} = 1.42 \text{ 千欧}$$

$$R_{L1} = \frac{R_1 R_{i2}}{R_1 + R_{i2}}$$

$$R_i = \beta \left(r_{e4} + \frac{R_4 \cdot \beta r_{e6}}{R_4 + \beta r_{e6}} \right)$$

代入数据, 计算可得:

$$R_i = 127 \text{ 千欧} \quad R_1 = 25 \text{ 千欧}$$

$$R_{L1} = 20.9 \text{ 千欧}$$

所以

$$K_{V1} = \frac{20.9}{1.42} = 14.7$$

2. 中间级增益 K_{V2}

$$K_{V2} = \frac{R_{L2}}{r_{e6}}$$

$$r_{e6} = \frac{KT}{qI_{e6}} = 96 \text{ 欧姆}$$

$$R_{L2} = \frac{R_6 R_{i3}}{R_6 + R_{i3}}$$

$$R_{i3} = \beta(r_{e8} + R_7) = 52 \text{ 千欧}$$

$$R_{L2} = 8.4 \text{ 千欧}$$

所以

$$K_{V2} = \frac{8.4 \text{ 千欧}}{96 \text{ 欧姆}} = 87.5$$

3. 输出级增益 K_{V3}

$$K_{V3} = \frac{R_{15}}{R_7} = \frac{30}{1} = 30$$

所以 FC3 的总增益为:

$$K_V + K_{V1} \cdot K_{V2} \cdot K_{V3} = 14.7 \times 87.5 \times 30 = 38,800 (\text{倍})$$

三、设计要点

上面我们对 FC3 电路作了简要的分析。从上面的分析可知, 要做好 FC3 电路必须抓住三个关键。这三个关键问题是三极管的耐压要求、*pnp* 管的设计及制造小电流大 β 的晶体管。

首先是三极管的耐压。这个问题对于介质隔离来说, 比较容易解决。我们知道, *p-n* 结的雪崩击穿电压是同电阻率有关的, 且取决于高电阻率一边的杂质浓度。从电路中可以分析出, FC3 要求管子的 *C-E* 击穿电压必须大于 25 伏。因此, 我们选取了电阻率为 2~3 欧姆-厘米的 *n* 型单晶。在硼扩散结深为 3 微米时, 其单结可以保证达到 110 伏, 而 *C-E* 间可达 80 伏。

下面我们着重对 *pnp* 管及小电流工作问题进行讨论。

1. *pnp* 管的设计

(1) 横向 *pnp* T_9 管的设计

T_9 是一个横向 *pnp* 晶体管。图 9 是其实际尺寸。发射区是 51×51 微米的正方形, 集

电区为包围发射区的环形。发射区与集电区之间的间距为 12 微米。

根据理论计算, T_9 的基极电位为 9.05 伏, 发射极电位为 0.75 伏, 集电极电位为 -14.24 伏。这样, T_9 的 BV_{CBO} 应大于 24 伏, BV_{ceo} 也应大于 24 伏。

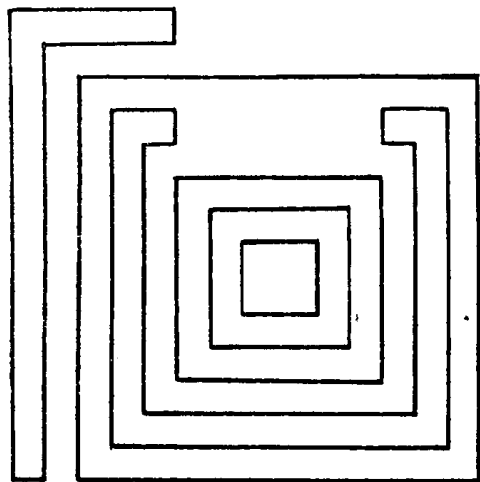


图9 T_9 横向 pnp 管

那么在什么条件下才能满足发射区和集电区之间不穿通呢?

我们知道, 横向 pnp 管当基区-集电区之间在反偏情况下集电结的势垒区扩展到发射区时, 就会使发射区-集电结之间发生穿通。其穿通电压可用下式表示:

$$V_T = \frac{qNW^2}{2\epsilon\epsilon_0}$$

V_T 与 W^2 成正比。其中 N 为单晶层的杂质浓度。当电阻率为 $\rho = 3$ 欧姆-厘米时, $N = 1.8 \times 10^{15}$ 个/厘米²; W 为基区宽度; ϵ 为硅介电常数, $\epsilon = 12$; ϵ_0

为真空介电常数, $\epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-14}$ 法拉/厘米; q 为电子电荷, $q = 1.6 \times 10^{-19}$ 库伦; V_T 为穿通电压。

当要求 $BV_{CBO} = 24$ 伏下不穿通, 则由前式:

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0 V_T}{qN}} = \sqrt{\frac{2 \times 12 \times 8.85 \times 10^{-14} \times 24}{1.6 \times 10^{-19} \times 1.8 \times 10^{15}}} = 4.12 \times 10^{-4} (\text{厘米}) = 4.12 (\text{微米})$$

由于发射区和集电区在进行硼扩散时, 会有横向扩散。对于 $\langle 111 \rangle$ 面, 杂质的扩散是各向同性的。设硼扩散的结深为 3 微米, 则集电区和发射区之间的间距 d 应为:

$$d > 2 \times 3 (\text{微米}) + 4.12 (\text{微米}) = 10.12 \text{ 微米}$$

在 FC3 的设计中, 取集电区和发射区之间的间距为 12 微米, 当然是能够满足击穿电压的要求, 同时又不致使 pnp 的 β 值太小。

根据电路分析及模拟结果, FC3 中的 T_9 管 β 大于 0.5 时, 电路就能正常工作。下面计算一下 T_9 的 β 值。

根据 pnp 晶体管理论, 对横向 pnp 管电流放大系数可以用下式来表示:

$$\beta = \frac{A_x}{A_x + A_y} \cdot \frac{\rho_{nx}}{\rho_{py}}$$

其中: A_x 为发射区的横向截面积; A_y 为发射区的纵向截面积; ρ_{nx} 为横向基区 (n 型单晶层) 的薄层电阻率, 其值为 $\frac{\rho_n}{d}$; ρ_n 为单晶层电阻率; d 为基区宽度; ρ_{py} 为发射区的薄层电阻率。

据图 9 所示的尺寸, 发射区边长 $L_e = 51$ 微米, 发射区的结深 $x_{je} = 3$ 微米, 基区宽度为:

$$d = (12 - 2 \times 3) \text{ 微米} = 6 \times 10^{-4} \text{ 厘米}$$

单晶层电阻率 $\rho_n = 3$ 欧姆-厘米, 所以

$$\rho_{nx} = \frac{\rho_n}{d} = \frac{3}{6 \times 10^{-4}} = 5 \times 10^3 \text{ 欧姆/}\square$$

$$A_x = 4L_e \cdot x_{je} = 4 \times 51 \times 3 = 612 \text{ 微米}^2$$

$$A_y = L_e^2 = 51^2 = 2,600 \text{ 微米}^2$$

$$\rho_{ppv} = 130 \text{ 欧姆}/\square$$

代入上式可求出 β 。

$$\beta = \frac{612}{612 + 2600} \times \frac{5 \times 10^3}{130} = 7.3$$

此值完全满足电路提出的要求。

(2) T_{13} 的设计

T_{13} 是末级输出晶体管，当动态输出时，输出端的输出幅度可达到 ± 10 伏以上，这样 T_{13} 要承受较高的电压，比如说 BV_{ceo} 大于 25 伏。此管在 $p-n$ 结隔离工艺中可做成衬底 pnv 。而我们是采用介质隔离，考虑到工艺的灵活性，将它设计成横向和纵向两用的 pnv 管。如图 10 所示。

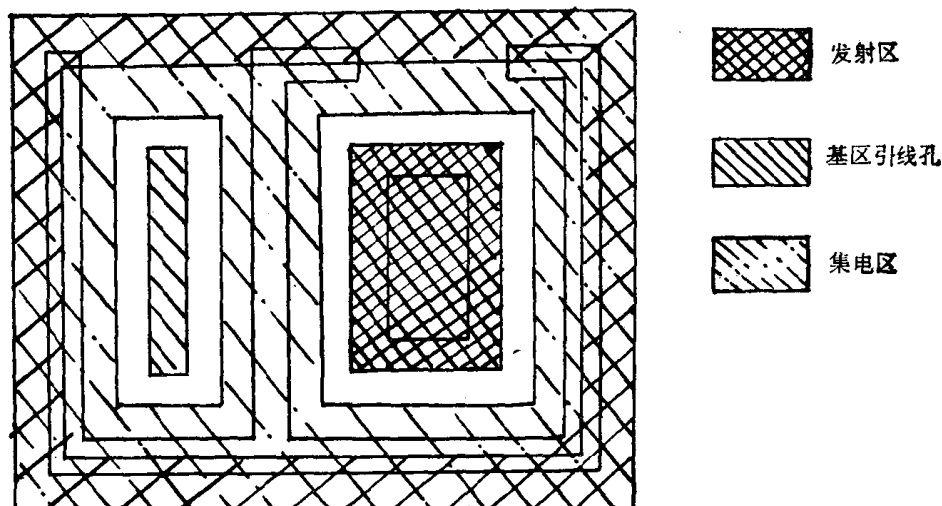


图 10 具有横向效应的纵向 pnv 管

从电路要求来看，对 T_{13} 的 β 要求并不太高。因为输出级采用了负反馈，减轻或消除了交替失真。当采用纵向工艺时， β 除了纵向部分外，尚有横向部分的贡献。下面分别来计算纵向和横向的 β 值。

先考虑纵向部分。此时忽略其他因素对 β 的影响，只考虑基区传输系数的影响。则

$$\beta = \frac{2L_{PB}^2}{W_y^2}$$

这里， L_{PB} 是基区空穴扩散长度，令其为 20 微米。 W_y 应该是单晶层厚度减去发射区结深和集电区埋层 (p 型) 的推移。

单晶层厚度取为 25 微米，埋层结深 3 微米，考虑工艺过程中几次高温氧化扩散对埋层的推移：

隔离氧化： $T=1, 180^\circ\text{C}$ ， $t=80$ 分；

外延多晶： $T=1, 130^\circ\text{C}$ ， $t=210$ 分；

基区氧化： $T=1, 180^\circ\text{C}$ ， $t=80$ 分；

基区扩散： $T=1, 200^\circ\text{C}$ ， $t=35$ 分。

因为

$$x_j = 5.4\sqrt{Dt} \quad (D \text{ 为硼扩散系数})$$

因此,可计算出总的推移为:

$$x_j = 7.63 \text{ 微米}$$

则

$$W_y = 25 - 3 - 3 - 7.63 = 11.37 \text{ 微米}$$

故

$$\beta_{yz} = 2 \times \frac{20^2}{11.37} = 6.48$$

上面是假定单晶层厚度为 25 微米的计算结果。当单晶厚度为 18 微米时, $\beta_{yz} = 42$; 20 微米时, 为 17.4。

再来计算横向部分:

$$\beta_{xz} = \frac{A_z}{A_x + A_y} \cdot \frac{\rho_{sna}}{\rho_{sny}}$$

根据图 10 所示的尺寸,可算得:

$$\beta_{xz} = 4.87$$

结论:当单晶层为 25 微米时,

$$\beta = \beta_{yz} + \beta_{xz} = 6.48 + 4.87 = 11.35$$

当单晶层为 18 微米时,

$$\beta = 42 + 4.87 = 47$$

显然,若 T_{13} 采用纵向工艺,只要单晶层取成 25 微米厚, β 保证可以大于 10, 足够满足电路要求。在工艺上,为了防止 C-E 穿通,一般要求单晶层大于 20 微米。

2. 小电流大 β 的考虑

在 FC3 中,输入级的集电极工作电流仅 20 微安。在这样小的电流下,要达到一定的放大倍数,是受到一般常用工艺的限制的。三极管在小电流工作时 β 严重下降的原因一般认为有两个。一个是体内势垒复合,一个是表面复合。体内和表面的复合中心愈多, β 下降愈厉害。

在考虑体内复合时,复合电流为:

$$I_{re} = A_e \frac{KT}{qE} \cdot \frac{qn_i}{\tau_0} e^{qv/2KT}$$

其中 A_e 为截面积, n_i 为材料的本征载流子浓度, E 、 τ_0 分别为势垒区的平均电场强度及流子寿命。当体内存在复合中心时,使载流子寿命 τ_0 降低,因而使复合损失的电流 I_{re} 增大。到达集电区收集的载流子减少,从而使 β 下降。

当考虑表面复合时,表面复合电流与发射极电流之间的关系表示为:

$$\frac{I_0}{I_e} = \frac{SA_0W_b}{A_eD_{nb}}$$

式中 S 、 A_0 分别为表面复合速度及有效面积, A_e 为发射区有效面积, W_b 为基区厚度, D_{nb} 为电子扩散系数。

可以看出在一定发射区面积及图形尺寸下,当表面复合速度愈大时, I_0/I_e 愈大,即发射极电流损失愈大。

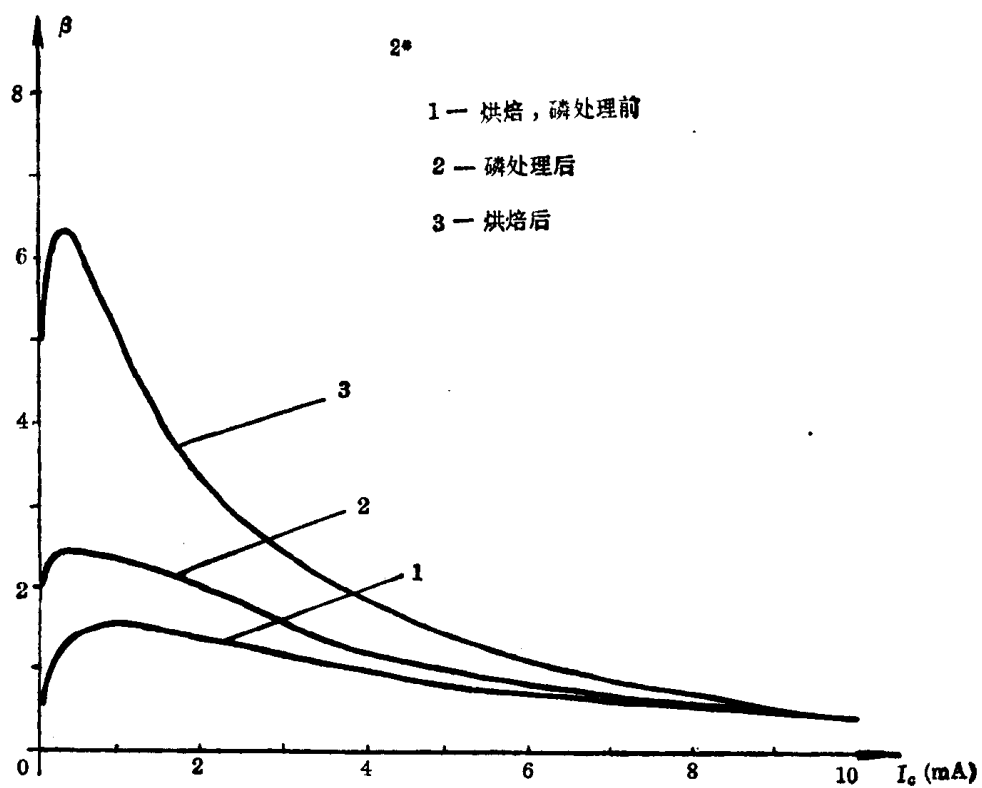


图 11 *pnp* 2*管烘焙前后电流-放大倍数曲线

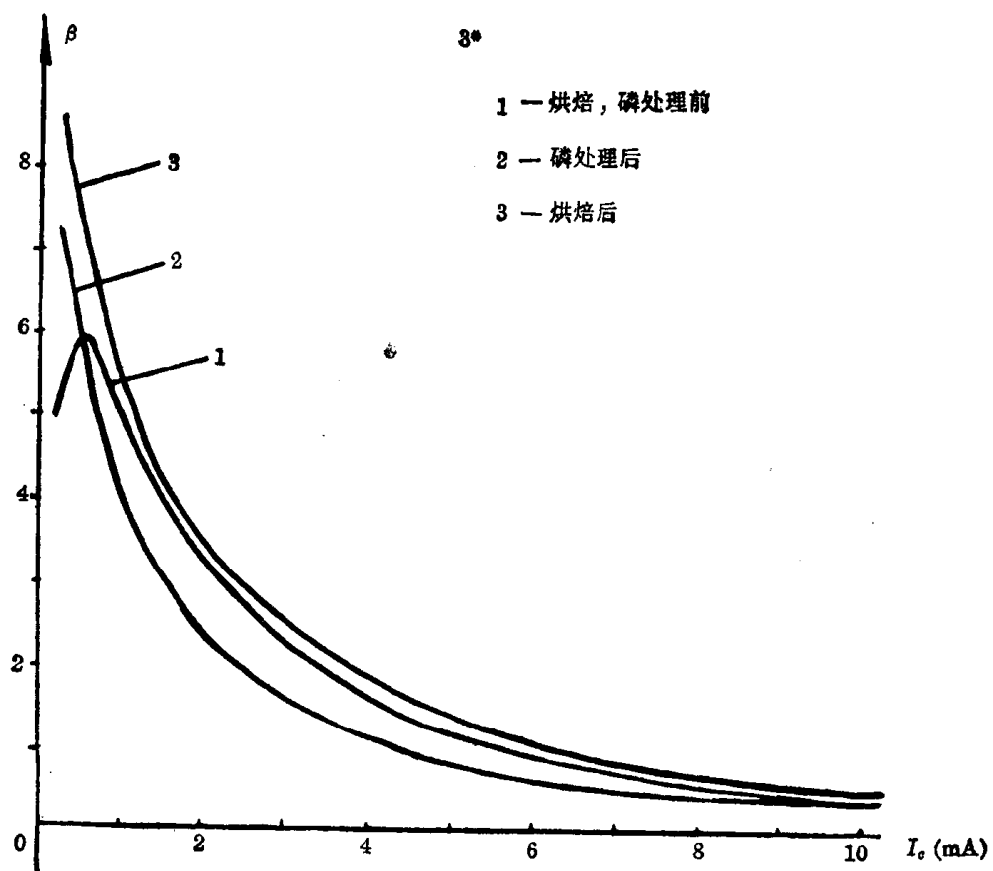


图 12 横向 *pnp* 3*管烘焙前后电流-放大倍数曲线

一般认为,工艺过程中缺陷的引入及材料本身的缺陷是引起体内复合的原因。因此,在工艺过程中必须尽量避免。全扩散是起复合中心降低寿命作用,因此,在小电流要求时,不宜采用。

表面复合的产生一般是由于钠离子或氢离子等离子过剩引起的。为了减少表面复合,必须严格工艺卫生,防止有害杂质离子的沾污。

但是,工艺上的沾污,是难于完全避免的。对工艺过程中的沾污可用磷气氛处理及氮氢烘焙加以改善。这个改善表面复合的工艺很有实际意义。它不仅对于小电流 npn 的 β 提高有利,而且对 pnp 管的 β 的提高也很有好处。

磷气氛处理的机理,可以认为经磷处理后,在硅表面形成磷硅玻璃。这磷硅玻璃能俘获有害的正离子杂质。

而氮氢烘焙的作用原理可以解释如下。一般认为,在二氧化硅-硅界面,由于硅内晶格排列受到周期性的中断,这就造成二氧化硅-硅界面的表面原子存在着没有填充的轨道。这轨道处于缺少电子的状态,能够俘获发射极发射的电子,从而起着复合中心的作用。通过氮氢烘焙后, H^+ 离子进入二氧化硅-硅界面,填补了这轨道。这就大大减少了到达二氧化硅-硅表面的电子被俘获的机会,从而提高了 β 值。

我们在工艺中采用了磷处理及氮氢烘焙。只要工艺适当,无论 npn 或 pnp 的小电流 β 值都可以成倍增长。图 11、图 12 中的两曲线是两个同样尺寸的 pnp 横向管在同样工艺条件下的变化曲线。其中初始 β 值较大的一个,可以认为是初始表面状态较好的管子。

从图中可以看出,无论原来表面状态较好或较差的 pnp 管,经磷处理后,改善了表面状态,小电流下的 β 值都有一定的提高。再加氮氢烘焙的推波逐浪, β 值提高更大。

三、FC3 的主要特性

FC3 主要参数的典型值如下:

输入失调电压 $V_{os} \leq 2$ 毫伏;

输入失调电流 $I_{os} \leq 100$ 毫微安;

输入基极电流 $I_b \leq 0.7$ 微安;

开环电压增益 $K_v \geq 3 \times 10^4$;

最大输出幅度 $V_{PP} \geq \pm 12$ 伏;

共模抑制比 $CMRR \geq 80$ 分贝;

静态功耗 $P \leq 150$ 毫瓦;

输入阻抗 250 千欧;

输出阻抗 ≤ 200 欧姆;

电源电压灵敏度 25 微伏/伏;

失调电压温度系数 5 微伏/ $^{\circ}C$;

同相输入电压 ± 10 伏。

从上面参数可看出,FC3 基本上达到了中增益运算放大器的要求。

FC3 主要参数特性曲线如图 13 至图 22 所示: