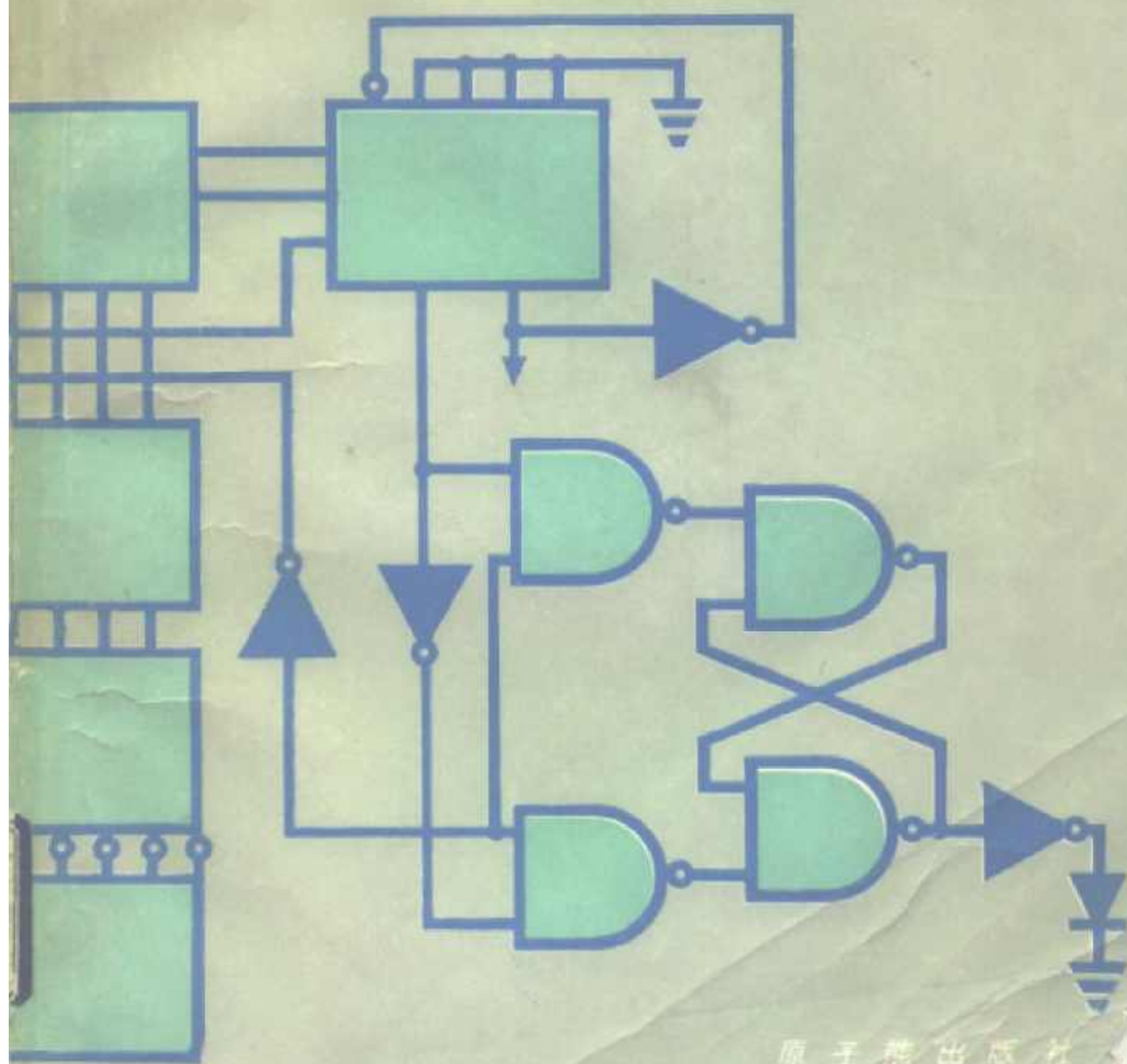


JICHENG-DIANLU
DAOLUN XITI JIEDA

集成电路导论习题解答

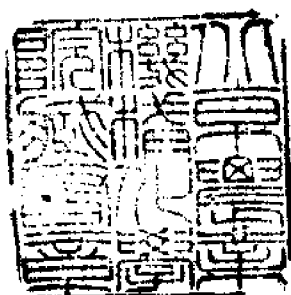
汪嘉永 贡锦华 顾云云 编



原子能出版社

集成电路导论习题解答

汪嘉永 贡锦华 顾云云 编

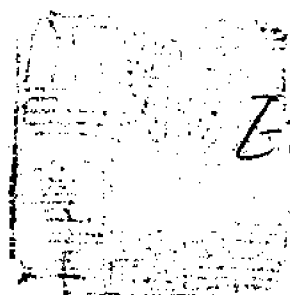


原子能出版社

内 容 简 介

本书汇集并解答了《集成电路导论》一书的全部练习和习题，共412题(其中数字集成电路部分239题，线性集成电路部分137题，数字和线性集成电路综合题36题)。各道题均有详细的解题过程(说明解题的依据、方法和步骤)并给出了准确的结果，有的还列出了几种解法。

本书可供从事电子技术工作的教学、科研、生产人员参考。



Eto 1/36 16

集成电路导论习题解答

汪嘉永 贡锦华 顾云云 编

责任编辑 袁祖伟

原子能出版社出版

(北京2108信箱)

八九九二〇部队印刷厂印刷

新华书店北京发行所发行·新华书店经售

☆

开本787×1092 1/16 ·印张 21 ·字数420千字

1985年9月第一版·1985年9月第一次印刷

印数1—8800 ·统一书号: 15175·596

定价: 3.40元

序 言

《集成电路导论》一书已由徐俊荣教授等翻译出版。该书内容精练，书后附有大量的练习和习题，采用该书作为教材，可以达到精讲多练的目的。

为了满足教学上的需要，我们对《集成电路导论》一书中全部练习和习题共 412 题（其中数字集成电路部分 239 题，线性集成电路部分 137 题，数字和线性集成电路综合题 36 题）作了解答，曾在校内试用并与兄弟院校交流。经过三年来的教学实践，最近我们又进行了修改、补充、整理，编成了这本习题解答。我们希望这本书能对读者有一定的启发，并为从事电子技术方面工作的同志在阅读《集成电路导论》一书时提供一本有用的参考书。

本书中各道题均有详细的解题过程（说明解题的依据、方法和步骤），有的还列出了几种解法，以帮助读者加深对问题的理解并开阔思路。由于分析问题的出发点和近似条件不同，所以有些问题的解答不可能是唯一的，本书的解答只能起到抛砖引玉的作用。

在本书的编写过程中，我们得到了我校电子学教研室同志的支持并得到了浙江大学邓汉馨教授的帮助，清华大学范天民、谭采云同志帮助审校了部分习题解答，在此谨表示衷心的感谢。

由于我们业务水平和实践经验的限制，本书中一定会有不妥之处，诚恳地希望读者指正。

编者 1982年9月于上海交通大学

目 录

第一章	器件模型及反相器分析.....	1
第二章	基本逻辑设计.....	31
第三章	逻辑门电路.....	55
第四章	组合逻辑设计.....	97
第五章	锁存器和触发器	139
第六章	计数器和寄存器	158
第七章	小信号放大器	193
第八章	差动放大器	231
第九章	电阻反馈及频率补偿	272
第十章	数字和线性集成电路的应用	305

第一章 器件模型及反相器分析

练习

E1.1 设已知两只不同的二极管(编号为1和2),它们正向偏置数据如下:

$$V_{D(on)1} = 0.7V \quad \text{在 } 10mA \text{ 时}$$

$$V_{D(on)2} = 0.6V \quad \text{在 } 0.1mA \text{ 时}$$

如果两个管子组成一个串联电路,并通过1mA的电流(正向偏置),则两管电压降之和为若干?

解 当通过1mA电流时,各管的电压降,按(1.6d)¹⁾式分别为,

$$V_1 = V'_{1(I'_1=10mA)} + 0.061g \frac{I_1}{I'_1}$$

$$= 0.7 + 0.061g \frac{1}{10} = 0.64V$$

$$V_2 = V'_{2(I'_2=0.1mA)} + 0.061g \frac{I_2}{I'_2}$$

$$= 0.6 + 0.061g \frac{1}{0.1} = 0.66V$$

两管电压降之和,

$$V = V_1 + V_2 = 0.64 + 0.66 = 1.3V$$

E1.2 有一个由二极管与1kΩ电阻串联组成的电路,当电路加上1.66V电压时,二极管通过1mA的正向电流。如果要使二极管正向电流降至0.1mA,则电路所加电压应改为若干?

解 根据题意画出电路,如图E1.2所示, $R = 1k\Omega$ 。

当 $I' = 1mA$ 时,

$$\begin{aligned} V'_{D(on)} &= V_{CC} - I'R \\ &= 1.66 - 1 \times 1 = 0.66V \end{aligned}$$

当 $I'' = 0.1mA$ 时,由(1.6d)式得:

$$\begin{aligned} V^*_{D(on)} &= V'_{D(on)} + 0.061g \frac{I''}{I'} \\ &= 0.66 + 0.061g \frac{0.1}{1} = 0.6V \end{aligned}$$

所以,电路所加电压为:

$$\begin{aligned} V^*_{CC} &= V^*_{D(on)} + I'' \times R = 0.6 + 0.1 \times 1 \\ &= 0.7V \end{aligned}$$

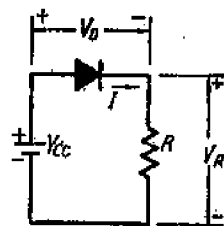


图 E1.2

1) 《集成电路导论》(徐俊荣等译,原子能出版社)一书中的相应公式序号,全书同。——编者

E1.3 在图1.12⁽¹⁾中, 取 $V_{CC}=1.2\text{V}$ 和 $R=2.0\text{k}\Omega$, 要求解电流 I 及电压 V_D 。采用图1.6的二极管特性。(a)用图解法求解。(b)用二极管模型求解。分别取(1) $V_{D(\text{on})}=0\text{V}$;

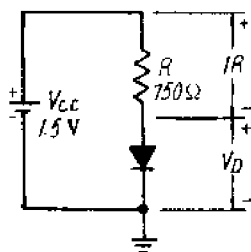


图 1.12a

(2) $V_{D(\text{on})}=0.7\text{V}$; (3) $V_{D(\text{on})}=0.6\text{V}$ 。

解 (a)用图解法: 作负载线, 其直线方程为:

$$V = V_{CC} - IR$$

确定直线上的两个特殊点:

$$A\text{点: } V=0\text{V} \quad I = \frac{V_{CC}}{R} = \frac{1.2}{2} = 0.6\text{mA}$$

$$B\text{点: } V=V_{CC}=1.2\text{V} \quad I=0\text{mA}$$

连接A、B两点即为负载线, 如图1.6上的直线。

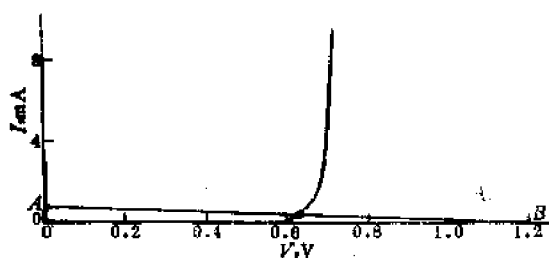


图 1.6

负载线与二极管正向特性曲线的交点即为其解。

$$\therefore V_D = 0.63\text{V} \quad I = 0.25\text{mA}$$

(b)用模型法求解: 画出含有二极管模型的等值电路 (如图E1.3所示)。

$$(1) V_{D(\text{on})}=0\text{V} \quad I = \frac{V_{CC}}{R} = \frac{1.2}{2} = 0.6\text{mA}$$

$$(2) V_{D(\text{on})}=0.7\text{V} \quad I = \frac{V_{CC} - V_{D(\text{on})}}{R} \\ = \frac{1.2 - 0.7}{2} = 0.25\text{mA}$$

$$(3) V_{D(\text{on})}=0.6\text{V} \quad I = \frac{V_{CC} - V_{D(\text{on})}}{R} \\ = \frac{1.2 - 0.6}{2} = 0.3\text{mA}$$

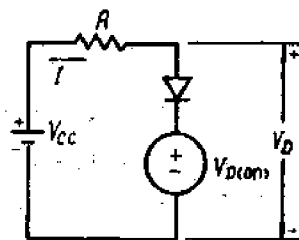


图 E1.3

E1.4 在图1.13中, 已知 $I_B=0.1\text{mA}$, $I_C=6\text{mA}$, $V_{CE}=3.5\text{V}$ 和 $V_{BE}=0.7\text{V}$ 。试用基尔霍夫电压定律确定 V_C 和 V_A 。注意题中晶体管各端点的工作条件为已知。

解 根据基尔霍夫电压定律列出方程:

$$V_A = I_C R_C + V_{CE} \\ = 6 \times 0.25 + 3.5 = 5\text{V}$$

1) 《集成电路导论》一书中的相应插图序号, 略称为教材图××, 全书同。——编者

$$V_G = I_B R_B + V_{BE} \\ = 0.1 \times 0.63 + 0.7 = 0.763 \text{ V}$$

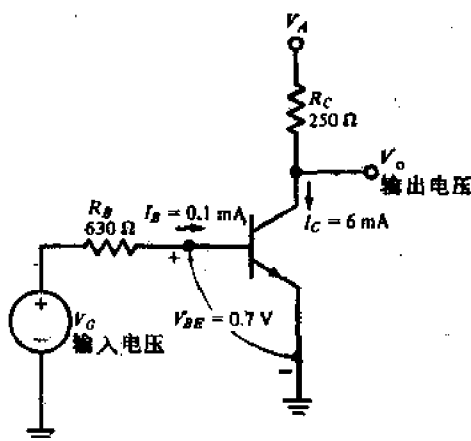


图 1.13

E1.5 在图1.23b中, 试确定 $I_C = 20 \text{ mA}$ 和 $I_C = 40 \text{ mA}$ 时的集电极饱和电压, 取 $I_C/I_B = 40$ 。

解 由题知 $\beta_F = I_C/I_B = 40$, $I_C = 20 \text{ mA}$ 时,

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{20}{40} = 0.5 \text{ mA}$$

由图1.23b的曲线可查得:

$$V_{CE(sat)} = 0.23 \text{ V}$$

$I_C = 40 \text{ mA}$ 时,

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{40}{40} = 1 \text{ mA}$$

由图1.23b的曲线可查得:

$$V_{CE(sat)} = 0.245 \text{ V}$$

E1.6 已知一个n-p-n硅晶体管采用

图1.18的模型, 其参数如下: $\alpha_F = 0.98$, $\alpha_R = 0.0125$ 。

(a) 若 $V_{BC} = -1 \text{ V}$ 及 $I_B = 0.1 \text{ mA}$, 试问晶体管处于什么工作区? I_C 及 I_E 为若干? 在这些条件下, 试估计 V_{BE} 的数值为多少? 根据这个估计值, V_{CE} 应是多少?

(b) 若 $V_{BE} = -1 \text{ V}$ 及 $I_B = 0.79 \text{ mA}$, 试问晶体管处于什么工作区? I_C 及 I_E 为若干? V_{BC} 的估计值为多少?

解 (a) 由给定条件, 可确定晶体管工作在正常状态放大区, 因为:

(1) $I_B > 0$, 所以 V_{BE} 等于或大于二极管 D_E 的门限电压。

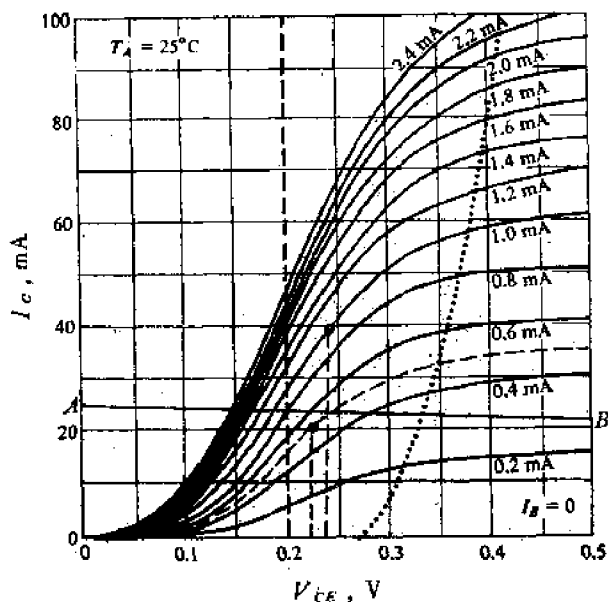


图 1.23b

(2) $V_{BC} = -1V$, 小于二极管 D_C 的门限电压。

此时三极管的模型可简化成如图 E1.6a 和 E1.6b 所示。

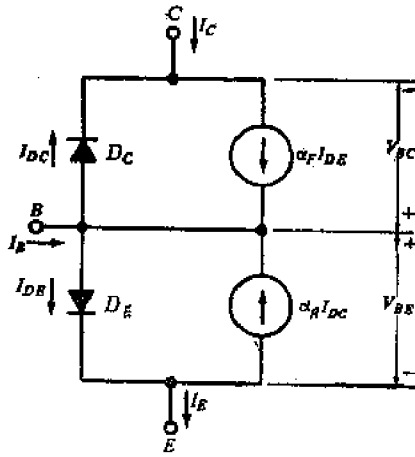


图 1.18

按(1.14)式:

$$I_C = \alpha_F I_{DE} = \alpha_F \frac{I_B}{1 - \alpha_F}$$

$$= 0.98 \times \frac{0.1}{1 - 0.98} = 4.9 \text{ mA}$$

$$I_E = I_{DE} = \frac{I_B}{1 - \alpha_F} = \frac{0.1}{1 - 0.98} = 5 \text{ mA}$$

由图 E1.6b:

$$V_{BE} = V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_{BE} - V_{BC} = 0.7 - (-1) = 1.7 \text{ V}$$

(b) 由给定条件, 可确定晶体管工作在反接状态

放大区, 因为:

(1) $V_{BE} = -1V < V_{BE(on)}$

(2) $I_B > 0$, 只有 $V_{BC} \geq V_{BC(on)}$, 才可能产生 I_{BO} 。

此时三极管的模型可简化成如图 E1.6c 所示。

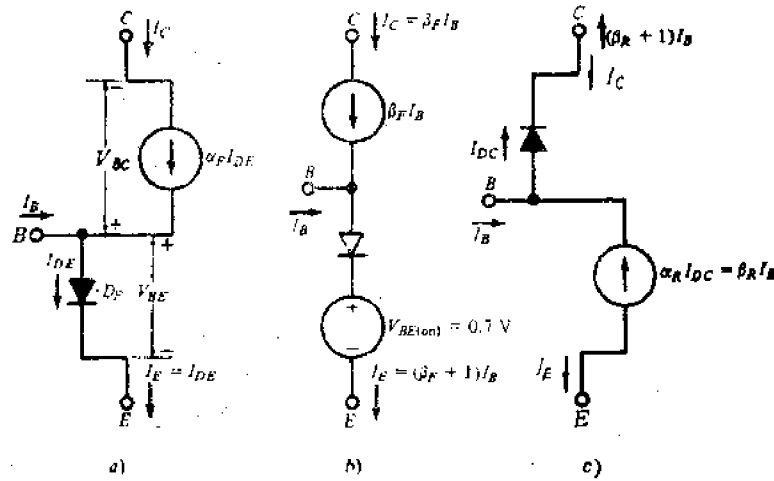


图 E1.6

按(1.18)式:

$$I_E = -\frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R} I_B = -\beta_R I_B$$

$$= -\frac{0.0125}{1 - 0.0125} \approx -0.01 \text{ mA}$$

由图 E1.6c:

$$I_C = -(\beta_R + 1) I_B = -\beta_R I_B - I_B = I_E - I_B$$

$$= -0.01 - 0.79 = -0.8 \text{ mA}$$

I_C 和 I_E 均为负值,说明电流的实际方向与规定方向(I_E 流出, I_C 流入)相反。此时:

$$V_{BC} \geq V_{BC(sat)} \approx 0.7V$$

E1.7 已知图1.1反相器电路中 $V_1=5V$, $R_1=200\Omega$, $R_4 \rightarrow \infty$ 。如欲使集电极饱和电压为0.2V, 试用图解法在图1.23的集电极 V/I 特性曲线上确定所需的基极电流。

采用本书中的简单模型,再用解析法计

算输出电压为0.2V时的 $I_{B(sos)}$ 。取 $\beta_F=60$ 。

解 (1)图解法: 因为 $R_4 \rightarrow \infty$, 所以电源 V_2 不起作用。此时

$$V_{CE} = V_1 - I_C R_2$$

由此方程作负载线, 求出其上两个点:

A点: $V_{CE} = 0V$,

$$I_C = \frac{V_1}{R_2} = \frac{5}{0.2} = 25mA$$

B点: $V_{CE} = 0.5V$

$$I_C = \frac{V_1 - V_{CE}}{R_2} = \frac{5 - 0.5}{0.2} = 22.5mA$$

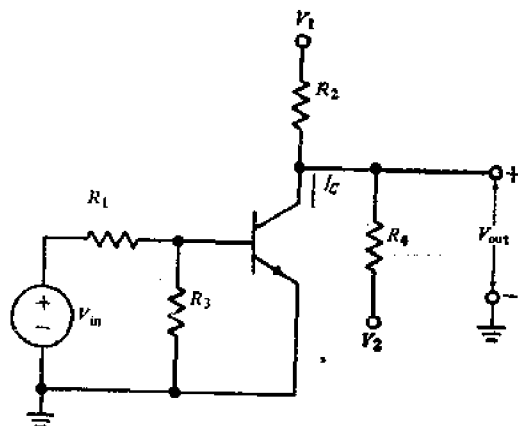


图 1.1

连接AB两点, 得负载线。

又过 $V_{CE}=0.2V$ 作一条垂直线, 与负载线的交点所决定的电压、电流值, 也就是晶体管上的电压、电流值。由图1.23b (参见E1.5中插图) 可得, 过此点的晶体管特性曲线所对应的 I_B 为0.8mA。

(2)模型分析法: 画出包含晶体管饱和区模型的等值电路 (如图E1.7所示)。由图得,

$$I_{C(sat)} = \frac{V_1 - V_{CE(sat)}}{R_2} = \frac{5 - 0.2}{0.2} = 24mA$$

$$I_{B(sos)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_F} = \frac{24}{60} = 0.4mA$$

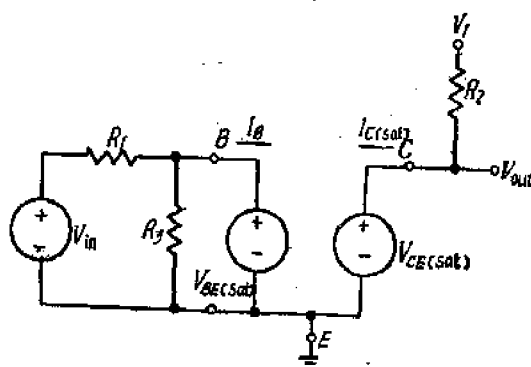


图 E1.7

E1.8 用诺顿定理确定图 1.28b 的输出电路在 $I_C = 10\text{mA}$ 时的 V_{out} 。

解 将图 1.28b 化成诺顿等效电路 (如图 E1.8 所示)。其中:

$$I = \frac{V_A}{R_C} = \frac{5}{0.25} = 20\text{mA}$$

$$R_C = 250\Omega$$

$\therefore$

$$I_{RC} = I - I_C = 20 - 10 = 10\text{mA}$$

$$V_{out} = V_{YY'} = I_{RC} \times R_C = 10 \times 0.25 = 2.5\text{V}$$

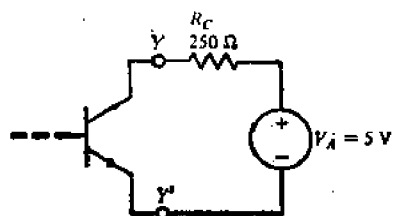


图 1.28b

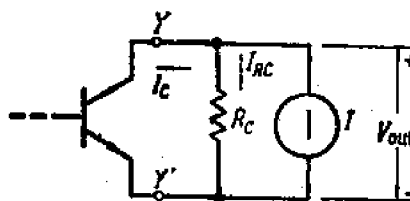


图 E1.8

E1.9 用解析法和 1.5.2 节模型的参数值, 确定图 1.29a 电路的传输特性上的转换点坐标, 取 $R_B = 10\text{k}\Omega$, $R_C = 1\text{k}\Omega$ 。

解 把图 1.29a 的电路用含有晶体管模型的等值电路来代替, 如图 E1.9a 为晶体管在放大区的等值图, 图 E1.9b 为晶体管在饱和区的等值图。

由 1.5.2 节, 模型的参数值为:

$\beta_F = 60$, $V_{BE} = V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 和 $V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$ 。

(1) $0\text{V} \leq V_G \leq V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, $\therefore I_B = 0$, $I_C = 0$, 晶体管截止, $V_{out} = V_A = 5\text{V}$ 。

(2) $V_{G(EOC)} = V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, 此时为截止边缘, $I_B = 0$, $I_C = 0$, $V_{out} = V_A = 5\text{V}$ 。

所以 EOC¹⁾ 点坐标为: $V_{G(EOC)} = 0.7\text{V}$, $V_{out} = 5\text{V}$ 。

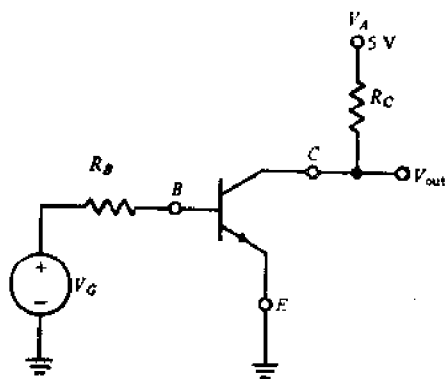


图 1.29a

1) EOC (edge of cutoff) 用来表示电路传输特性上的转换点, 是指截止边缘。——编者

(3) $0.7\text{V} < V_G < V_{G(\text{EOS})}$ 晶体管工作在正常状态放大区, 根据图 E1.9a 得,

$$I_B = \frac{V_G - V_{BE(\text{on})}}{R_B}$$

$$\begin{aligned} V_{\text{out}} &= V_A - I_C R_C = V_A - \beta_F (V_G - V_{BE(\text{on})}) \frac{R_C}{R_B} \\ &= \left(V_A + \beta_F V_{BE(\text{on})} \frac{R_C}{R_B} \right) - \beta_F \frac{R_C}{R_B} V_G \\ &= \left(5 + 60 \times 0.7 \times \frac{1}{10} \right) - 60 \frac{1}{10} V_G \\ &= (9.2 - 6V_G) \text{V} \end{aligned}$$

所以, V_{out} 随 V_G 的增加线性下降。

(4) $V_G = V_{G(\text{EOS})}$, 晶体管处于饱和边缘, $V_{\text{out}} = V_{CE(\text{sat})} = 0.2\text{V}$, 根据图 E1.9b 得,

$$I_{B(\text{EOS})} = \frac{V_A - V_{CE(\text{sat})}}{\beta_F \times R_C} = \frac{5 - 0.2}{60 \times 1} = 0.08\text{mA}$$

$$\begin{aligned} V_{G(\text{EOS})} &= I_{B(\text{EOS})} R_B + V_{BE(\text{sat})} \\ &= 0.08 \times 10 + 0.7 = 1.5\text{V} \end{aligned}$$

所以 EOS 点坐标为: $V_{G(\text{EOS})} = 1.5\text{V}, V_{\text{out}} = 0.2\text{V}$ 。

(5) $V_G > V_{G(\text{EOS})}$, 晶体管进入饱和区, $V_{\text{out}} = 0.2\text{V}$, 作传输特性如图 E1.9c 所示。

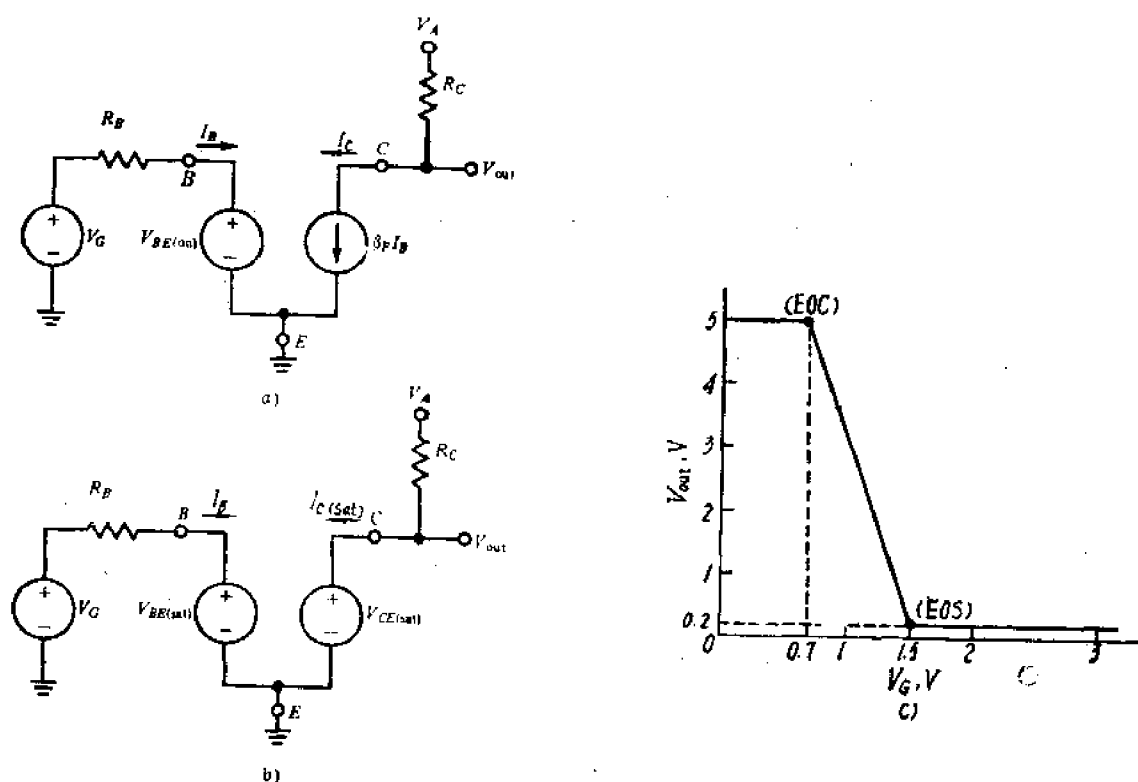


图 E1.9

1) EOS (edge of saturation) 是指饱和边缘。——编者

E1.10 对于图 E1.10 的改进了的射极跟随器, 如 V_{out} 为 $1.22V$, 试求 V_{in} 值。设 $\beta_F=60$, $V_{BE(on)}=0.7V$, $V_{D(on)}=0.7V$ 。

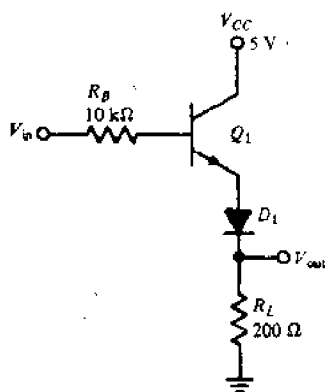


图 E1.10

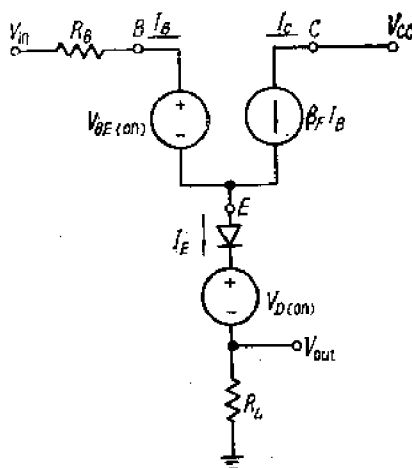


图 E1.10a

解 画出该电路含有晶体管放大区模型的等值电路, 如图E1.10a所示。

$$\begin{aligned} V_{CE} &= V_{CC} - (V_{D(on)} + V_{out}) \\ &= 5 - (0.7 + 1.22) = 3.08V \end{aligned}$$

故晶体管工作在放大区。

由图得: $I_E = \frac{V_{out}}{R_L} = \frac{1.22}{0.2} = 6.1mA$

$$I_B = \frac{I_E}{1 + \beta_F} = \frac{6.1}{1 + 60} = 0.1mA$$

由图得: $V_{in} = I_B R_B + V_{BE(on)} + V_{D(on)} + V_{out}$
 $= 0.1 \times 10 + 0.7 + 0.7 + 1.22 = 3.62V$

E1.11 应用图1.36b的MOS场效应管特性, 确定图1.38中改进电路的 V_{out} (取 $V_{DD}=6V$, $R_L=2k\Omega$)。设(a) $V_{in}=5V$; (b) $V_{in}=1.5V$ 。

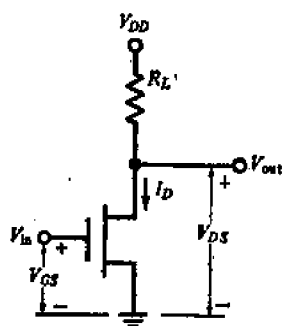


图 1.38

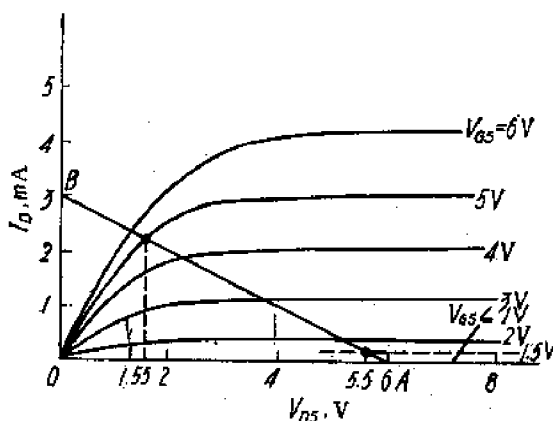


图 1.36b

解 由图1.38列出输出回路的电压方程:

$$V_{DS} = V_{DD} - I_D R_L = 6 - 2I_D$$

根据上式, 在漏极特性曲线上作负载线。确定其上两个点:

A点: $V_{DS} = V_{DD} = 6V$ $I_D = 0$

B点: $V_{DS} = 0V$ $I_D = \frac{V_{DD}}{R_L} = \frac{6}{2} = 3mA$

连接A、B两点即得负载线。

(a) 当 $V_{in} = V_{GS} = 5V$ 时, 对应于 $V_{GS} = 5V$ 的漏极特性与负载线的交点即为电路之解, $\therefore V_{out} = V_{DS} = 1.55V$ 。

(b) 当 $V_{in} = V_{GS} = 1.5V$ 时, 假定 $V_{GS} = 1.5V$ 的漏极特性介于 $V_{GS} = 2V$ 和横轴 ($V_{GS} = 1V$) 之中间, 如虚线所示, 其与负载线的交点即为解, $\therefore V_{out} = V_{DS} = 5.5V$ 。

习 题

P1.1 生产厂的普通二极管数据表上没有 I_S 的数据, 而只给出二极管在给定电流下的正向电压。设二极管符合(1.3)式的关系。

(a) 如果在 $27^\circ C$ 下通过 $1mA$ 正向电流时二极管的压降为 $720mV$, 求 I_S 的数值。

(b) 若在 $27^\circ C$ 下通过 $0.1\mu A$ 正向电流, 求此二极管的正向电压降。

解 (a) $27^\circ C$ 对应于绝对温度 $300K$, 此时的热电压 V_T 约为 $26mV$ 。由(1.3)式:

$$I = I_S e^{V/V_T} = I_S 10^{V/2.3V_T}$$

$$1 \times 10^{-3} = I_S 10^{720 \times 10^{-3} / 2.3 \times 26 \times 10^{-3}} = I_S 10^{12}$$

$$\therefore I_S = 1 \times 10^{-15} A$$

(b) 在 $27^\circ C$ 时, 由(1.5b)式得:

$$V = (60mV) \log \frac{1 \times 10^{-7}}{1 \times 10^{-15}} = 60 \log 10^8 = 480mV$$

***P1.2** 已知一个二极管符合(1.3)式的关系, 在 $27^\circ C (300K)$ 时 $I_S = 10^{-14} A$, 而且温度每升高 $1^\circ C$ I_S 增加 17% , 试求:

(a) 在 $27^\circ C$ 、 $1mA$ 时的 V_D 。

(b) 在 $28^\circ C$ 时的 I_S 。

(c) $28^\circ C$ 、 $1mA$ 时的 V_D (提示: 用 $27^\circ C$ 时的 V_D 再加一个修正量来表示)。

(d) V_D 的温度系数 (即在 $27^\circ C$ 、 $1mA$ 时的 $\Delta V_D / \Delta T$)。

解 (a) 由(1.3)式: $\ln \frac{I}{I_S} = \frac{V_D}{V_T}$, $300K$ 时的热电压 $V_T \approx 26mV$,

$$\text{则 } V_D = V_T \ln 10 \log \frac{I}{I_S} = 26 \times 2.3 \log \frac{10^{-3}}{10^{-14}} = 660mV$$

(b) $I_{S(28^\circ C)} = I_{S(27^\circ C)} (1 + 17\%) = 1.17 \times 10^{-14} A$

(c) $28^\circ C$ 时的 V_T :

$$V_{T(28^\circ C)} = \frac{kT}{q} = \frac{k \times 301}{q} = V_{T(27^\circ C)} \times \frac{301}{300} = 26 \times \frac{301}{300} mV$$

$$V_{D(28^\circ C)} = V_{T(28^\circ C)} \times 2.3 \log \frac{I}{I_{S(28^\circ C)}}$$

$$\begin{aligned}
 &= 26 \times \frac{301}{300} \times 2.3 \log \frac{10^{-3}}{1.17 \times 10^{-11}} \\
 &= 26 \times 2.3 \left(1 + \frac{1}{300} \right) (\log 10^{11} - \log 1.17) \\
 &= 60 \log 10^{11} - 60 \log 1.17 + \frac{60}{300} \log 10^{11} - \frac{60}{300} \log 1.17 \\
 &= 660 \text{mV} - 1.9 \text{mV}
 \end{aligned}$$

2.

$$V_{D(28^\circ\text{C})} = V_{D(27^\circ\text{C})} - 1.9 \text{mV}$$

$$(d) \frac{\Delta V_D}{\Delta T} = \frac{V_{D(28^\circ\text{C})} - V_{D(27^\circ\text{C})}}{28^\circ\text{C} - 27^\circ\text{C}} = \frac{V_{D(27^\circ\text{C})} - 1.9 - V_{D(27^\circ\text{C})}}{1^\circ\text{C}} = -1.9 \text{mV}/^\circ\text{C}$$

P1.3 在图 P1.3 电路中求 $V_{in}=4\text{V}$ 时的二极管电流, 二极管采用如下的模型:

- (a) 理想二极管。
- (b) 理想二极管与 $V_{D(on)}=0.7\text{V}$ 串联。
- (c) V_{in} 从 0V 变到 4V , 重做(b)。画出 $I-V_{in}$ 关系曲线, 表示出转换点及斜率。

解 (a) 利用二极管模型画出等效电路, 如图 P1.3a 所示。

$$I_D = \frac{V_{in}}{R} = \frac{4}{0.45} = 8.89 \text{mA}$$

(b) 利用二极管模型画出等效电路, 如图 P1.3b 所示。

$$I_D = \frac{V_{in} - V_{D(on)}}{R} = \frac{4 - 0.7}{0.45} = 7.33 \text{mA}$$

(c) 当 $V_{in} \leq 0.7\text{V}$ 时, $I_D = 0$

$$\text{当 } V_{in} > 0.7\text{V 时, } I_D = \frac{V_{in} - V_{D(on)}}{R} = \frac{V_{in} - 0.7}{0.45}$$

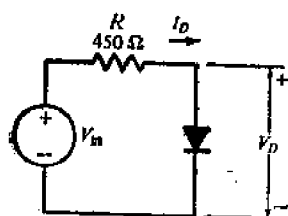


图 P1.3

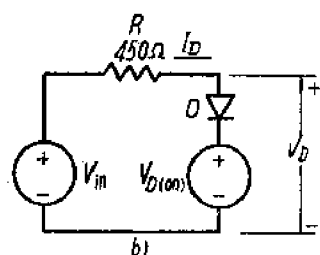
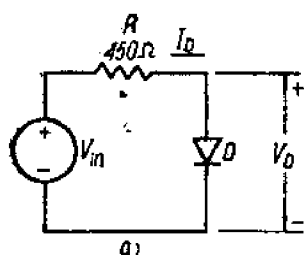
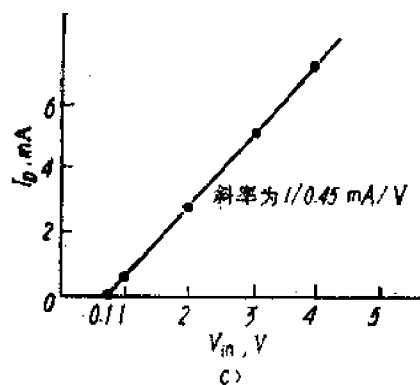


图 P1.3



$V_{in}(\text{V})$	0.7	1	2	3	4
$I_D(\text{mA})$	0	0.667	2.89	5.11	7.33

I_2 随 V_{in} 线性增加, 斜率为 $\frac{1}{R} = \frac{1}{0.45} \text{mA/V}$ 作 $I-V_{in}$ 关系曲线如图 P1.3c 所示。转换点为 $(0.7 \text{V}, 0 \text{mA})$ 。

P1.4 (a) 对图 P1.4 的二极管门电路, 当 V_{in} 从 0V 变到 5V 时, 求 I_1 和 I_2 与 V_{in} 的关系并作图。所有二极管都用 $V_{D(on)} = 0.7 \text{V}$ 的模型。标出所有的转换点和斜率。

(b) 当 V_{in} 正好等于 1.4V 时, 确定 I_1 和 I_2 的数值。

解 (a) 利用二极管模型画出等效电路, 如图 P1.4a 所示。

当 $0 \leq V_{in} < 1.4 \text{V}$ 时, D_1 导通, $V_p = 0.7 + V_{in} < 2.1 \text{V}$

$\therefore D_2, D_3, D_4$ 不导通, $I_2 = 0$

$$I_1 = \frac{5 - 0.7 - V_{in}}{2} = \frac{4.3 \text{mA}}{2} - \frac{V_{in}}{2} \text{mA}$$

(斜率为 $-\frac{1}{2} \text{mA/V}$)

$$V_{in} = 0 \quad I_1 = \frac{4.3}{2} = 2.15 \text{mA}$$

当 $5 \text{V} \geq V_{in} > 1.4 \text{V}$ 时, D_2, D_3, D_4 导通, D_1 不导通, $I_1 = 0$

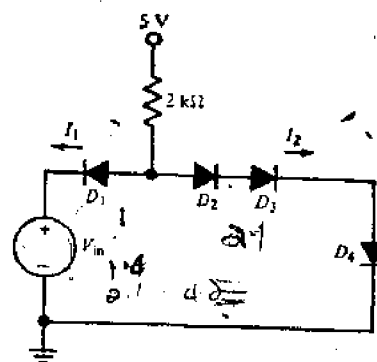
$$V_p = 3 \times V_{D(on)} = 3 \times 0.7 = 2.1 \text{V}$$

$$I_2 = \frac{5 - V_p}{2} = \frac{5 - 2.1}{2} = 1.45 \text{mA}$$

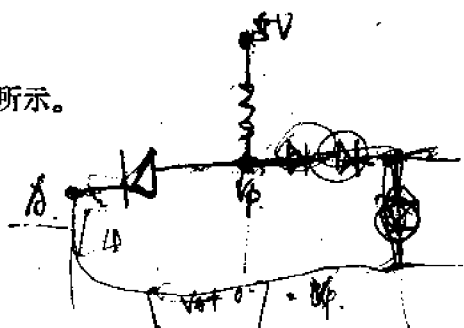
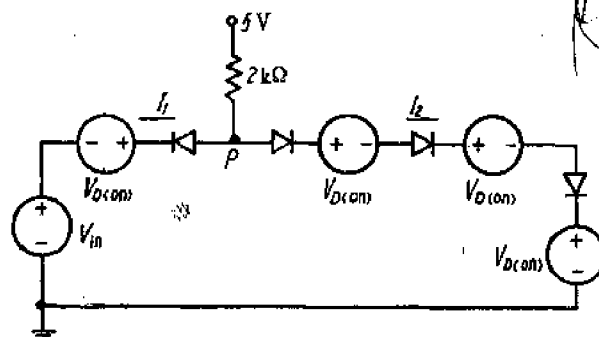
根据上述计算, 作出 $I-V_{in}$ 关系曲线, 如图 P1.4b 和 P1.4c 所示。

(b) $V_{in} = 1.4 \text{V}$ 时, 所有二极管都导通, $V_p = 2.1 \text{V}$

$$I_1 = I_2 = \frac{1}{2} \frac{5 - 2.1}{2} = 0.725 \text{mA}$$



* 图 P1.4



$$V_p - 2.1 = 0.07$$

$$V_p - 2.1 = V_i$$

$$V_A + 1.1 = V_p$$

$$V_p = \frac{5 - V_p}{2}$$

5

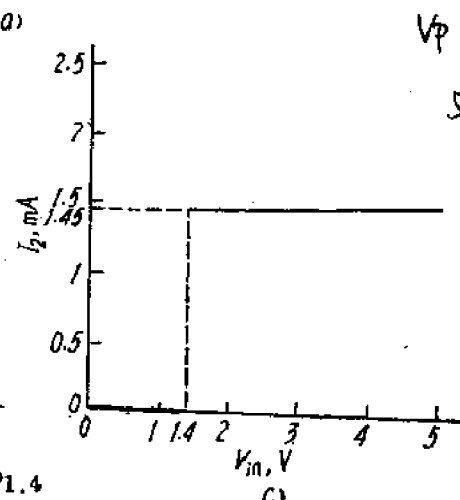
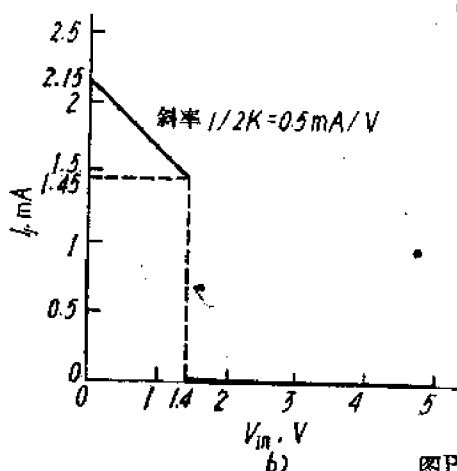
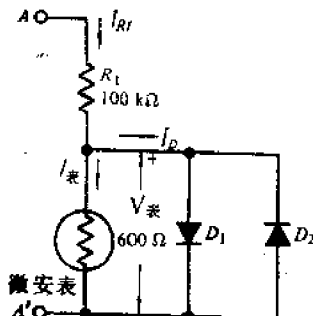


图 P1.4

P1.5 一个满标度为 $100\mu\text{A}$ 的微安表, 其直流电阻为 600Ω , 在图 P1.5 电路中, 与电阻 $R_1 = 100\text{k}\Omega$ 串联组成一个满标度为 10V 的电压表。如果偶然将一个 1000V 电压加在 AA' 端, 为使通过微安表的电流等于或小于其满度额定值的 10 倍, 应怎样考虑二极管 D_1 及 D_2 的规格 (即指电压为 V_D 时的电流 I_D)?



解 当 AA' 两端加 1000V 时,

$$I_{\text{表}} = 100 \times 10 = 1000\mu\text{A} = 1\text{mA}$$

$$V_{\text{表}} = R_{\text{表}} \times I_{\text{表}} = 0.6 \times 1 = 0.6\text{V}$$

$$I_{R_1} = \frac{V_{AA'} - V_{\text{表}}}{R_1} = \frac{1000 - 0.6}{100} \approx 10\text{mA}$$

$$I_D = I_{R_1} - I_{\text{表}} = 10 - 1 = 9\text{mA}$$

$\therefore$ 二极管 D_1 和 D_2 的参数:

正向导通电压 $V_D = V_{\text{表}} = 0.6\text{V}$

电压为 V_D 时 $I_D = 9\text{mA}$

图 P1.5

***P.16** 真空管万用表(VTVM)的欧姆表部分电路如图 P1.6 所示。

(a) 证明欧姆读数的表达式为

$$\Omega_x = \frac{V_x}{I_x} = \frac{R_M}{(1.5/V_x) - 1}$$

式中: V_x 为未知电阻两端的电压, R_M 为串联电阻。

(b) 利用(a)的结果, 取 $R_M = 10\text{k}\Omega$, 将正向偏置的二极管作为未知“电阻”, 设 $V_{D(\text{on})} = 0.7\text{V}$, 试求电阻值。

(c) 取 $R_M = 1\text{k}\Omega$, 重做(b)。

解 (a) 由电路知:

$$\begin{cases} I_x = \frac{1.5 - V_x}{R_M} & (1) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_x = \Omega_x I_x & (2) \end{cases}$$

合并(1)、(2)式:

$$\Omega_x = \frac{V_x}{I_x} = \frac{V_x R_M}{1.5 - V_x} = \frac{R_M}{(1.5/V_x) - 1}$$

(b) 画出含有二极管模型的等值电路, 如图 P1.6a 所示。

$$\begin{aligned} \Omega_x &= \frac{R_M}{(1.5/V_x) - 1} = \frac{10}{(1.5/0.7) - 1} \\ &= 8.75\text{k}\Omega \end{aligned}$$

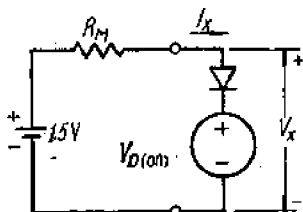


图 P1.6a

$$(c) \quad \Omega_x = \frac{R_M}{(1.5/V_x) - 1} = \frac{1}{(1.5/0.7) - 1} = 0.875\text{k}\Omega$$

由(b)和(c)可知, 用万用表测量非线性元件(二极管)的电阻, 当表的量程不同, 即表内阻不同时, 测量结果不同。

P1.7 在图 P1.7 电路中, 设 $V_{D(\text{on})} = 0.7\text{V}$, 试求下列情况下的二极管电流 I_D :

(a) $V_{CC} = 12\text{V}, I_1 = 1.25\text{mA}$ 。

(b) $V_{CC} = -6\text{V}, I_1 = -1.25\text{mA}$ 。

该题需用诺顿及戴维宁等效电路求解。

解 (a) 把电流源转换为电势源, 如图 P1.7a 所示, 其中

$$E_1 = I_1 R_2 = 1.25 \times 12 = 15\text{V}$$

利用戴维宁定理把图 P1.7a 转换成图 P1.7b, 其中

$$E = \frac{E_1 + V_{CC}}{R_1 + R_2} \times R_2 - E_1 = \frac{15 + 12}{12 + 6} \times 12 - 15 = 3\text{V}$$

$$R = R_1 // R_2 = \frac{12 \times 6}{12 + 6} = 4\text{k}\Omega$$

$$\text{则 } I_D = \frac{E - V_{D(\text{on})}}{R + R_3} = \frac{3 - 0.7}{4 + 1} = 0.46\text{mA}$$

(b) 把 V_{CC} 和 R_1 转换为等效的电流源, 如图 P1.7c 所示, 其中

$$I_{CC} = \frac{V_{CC}}{R_1} = \frac{-6}{6} = -1\text{mA}$$

I_{CC} 的假定正方向如图 P1.7c 所示。利用诺顿定理把图 P1.7c 转换成图 P1.7d, 其中

$$R = R_1 // R_2 = 4\text{k}\Omega$$

$$I = I_{CC} - I_1 = -1 - (-1.25) = 0.25\text{mA}$$

由图 P1.7d,

$$(I - I_D)R = I_D R_3 + V_{D(\text{on})}$$

$$I_D = \frac{IR - V_{D(\text{on})}}{R + R_3} = \frac{0.25 \times 4 - 0.7}{4 + 1} = 0.06\text{mA}$$

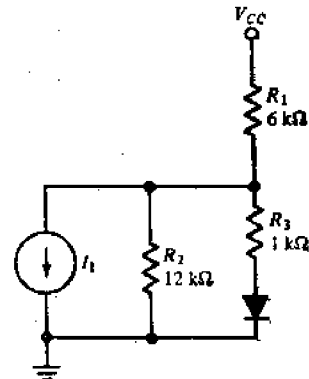


图 P1.7

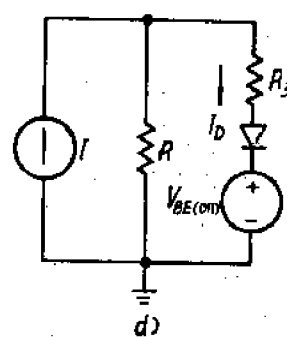
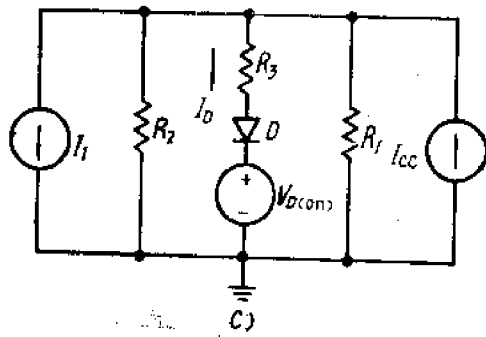
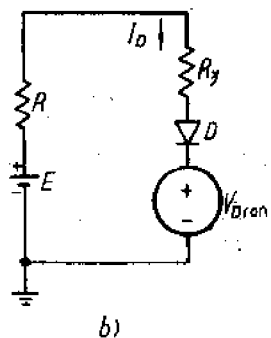
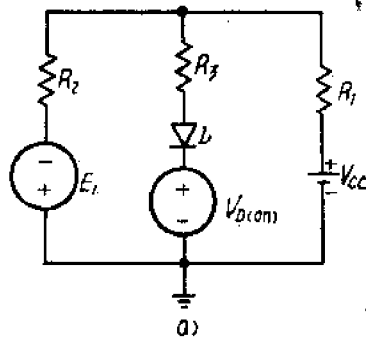


图 P1.7

•P1.8 已知结型二极管饱和电流的关系式如下:

$$I_s = C e^{-E_{go}/kT}$$

式中: C = 常数, 与二极管的制造工艺过程及尺寸有关。

$E_{go} = 1.2V$ (对于硅管)。

k 、 T 和 q 按(1.2)式定义。

(a) 试证明对于一个用恒定直流电流偏置的二极管, 将有

$$\frac{dV}{dT} = \frac{V - E_{go}}{T}$$

在示范实验 D1.4 中曾指出, 这个关系式可以作为电子温度计的基础。

(b) 利用这个关系式重新计算习题 P1.2d 的答案, 并将所得的结果与以前的结果作比较。

解 (a) 由(1.3b)式得:

$$V = \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_s}$$

$$\begin{aligned} \text{则} \quad \left. \frac{dV}{dT} \right|_{I=\text{常数}} &= \frac{k}{q} \ln \frac{I}{I_s} - \frac{kT}{q} \times \frac{I_s}{I} \times \frac{I}{I_s^2} \times \frac{dI_s}{dT} \\ &= \frac{V}{T} - \frac{kT}{q} \times \frac{1}{I_s} \times \frac{dI_s}{dT} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{又} \quad \frac{dI_s}{dT} &= \frac{d}{dT} (C e^{-E_{go}/kT}) \\ &= C e^{-E_{go}/kT} \left(-\frac{E_{go}q}{k} \right) \left(-\frac{1}{T^2} \right) = \frac{I_s E_{go} q}{kT^2} \end{aligned}$$

$$\Delta \quad \frac{dV}{dT} = \frac{V}{T} - \frac{E_{go}}{T} = \frac{V - E_{go}}{T}$$

(b) 已知题P1.2d 的条件为: $T = 300K$, $V = 660mV$,

$$\frac{dV}{dT} = \frac{V - E_{go}}{T} = \frac{0.66 - 1.2}{300} = -0.0018V/^{\circ}C = -1.8mV/^{\circ}C$$

题 P1.2d 的结果是 $27^{\circ}C$ 至 $28^{\circ}C$ 之间二极管端电压随温度变化速率的平均值, 而此题的结果

是 $27^{\circ}C$ 时二极管端电压随温度上升的变化率, $\left| \frac{\Delta V}{\Delta T} \right|$ 略大于 $\left| \frac{dV}{dT} \right|$ 。

d1.9 本题要用解析法或负载线法来确定晶体管的工作点。图P1.9a中的晶体管可以取下面三种状态之一: 放大、饱和或截止状态。采用图 P1.9b 及 c 的晶体管特性, 试求:

(a) β_F 、 $V_{BE(sat)}$ 、 $V_{BE(on)}$ 及 $V_{CE(sat)}$ 。然后再求图 P1.9a 中的 I_C 、 V_{RL} 及 I_L (提示: 应用戴维宁定理), 取基极电流为:

(b) $I_B = 0.1mA$ 。

(c) $I_B = 0.5mA$ 。

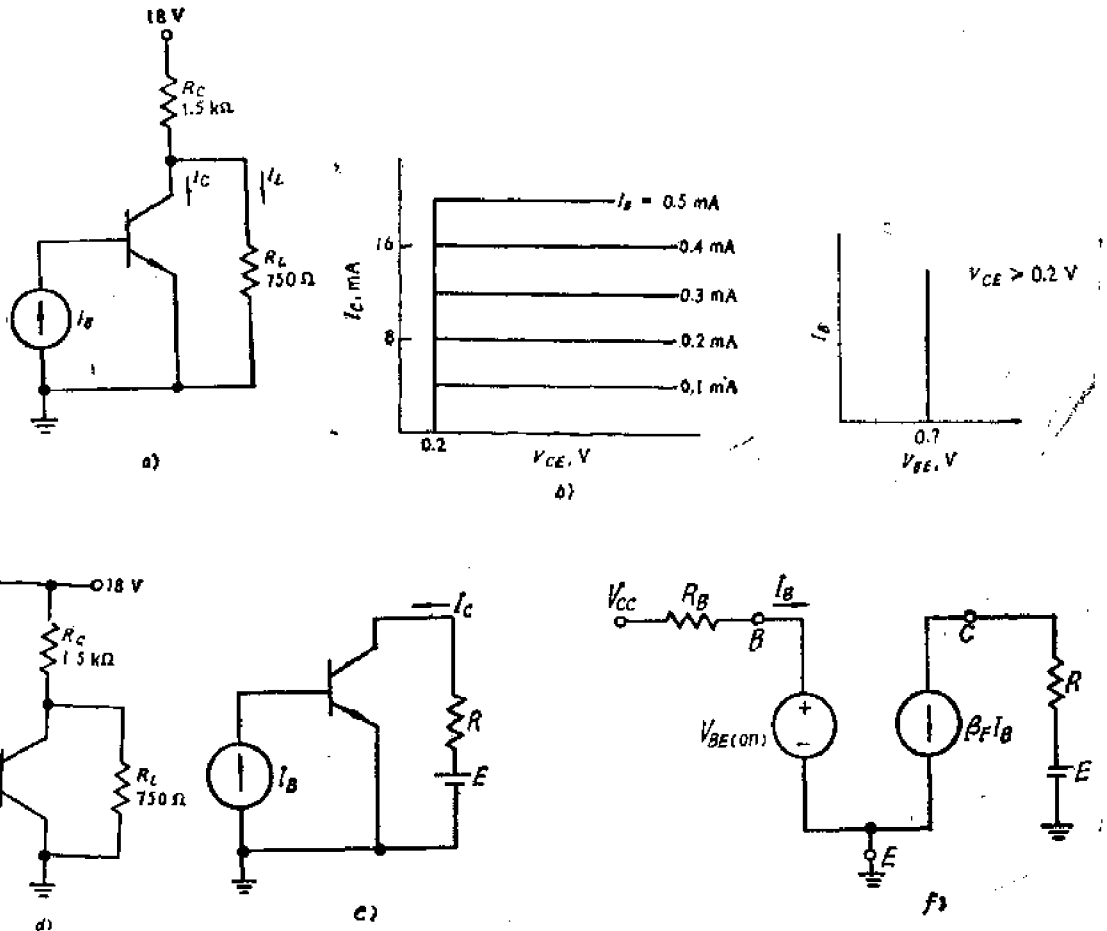
(d) $I_B = 0mA$ 。

(e) 在图 P1.9d 中, 如果使晶体管得到(b)至(d)中同样的工作电流, 试求三个不同的 R_B 值。

(f) 试求晶体管正好处于饱和边缘(EOS)时的 R_B 值。

解 (a) 从图 P1.9b 及 P1.9c 中可知:

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} = \frac{8}{0.2} = 40$$



图P1.9

$$V_{BE(on)} = V_{BE(sat)} = 0.7V$$

$$V_{CE(sat)} = 0.2V$$

(b) 利用戴维宁定理把电路 P1.9a 转换成如图 P1.9e 所示的等效电路。其中:

$$R = R_L // R_C = \frac{1.5 \times 0.75}{1.5 + 0.75} = 0.5k\Omega$$

$$E = \frac{V_{CC}}{R_L + R_C} \cdot R_L = \frac{18 \times 0.75}{1.5 + 0.75} = 6V$$

假设晶体管工作在放大区:

$$I_C = \beta_F I_B = 40 \times 0.1 = 4mA$$

$$V_{CE} = E - I_C R = 6 - 4 \times 0.5 = 4V > V_{CE(sat)}$$

2. 假设成立,

$$V_{RL} = V_{CE} = 4V$$

$$I_L = \frac{V_{RL}}{R_L} = \frac{4}{0.75} \approx 5.33mA$$

(c) 假设管子工作在放大区:

$$I_C = \beta_F I_B = 40 \times 0.5 = 20mA$$

$$V_{CE} = E - I_C R = 6 - 20 \times 0.5 = -4V$$

此结果不合理, 假设不成立, 则管子工作在饱和区。

$$I_{C(sat)} = \frac{E - V_{CE(sat)}}{R} = \frac{6 - 0.2}{0.5} = 11.6mA$$

$$V_{RL} = V_{CE(sat)} = 0.2V$$

$$I_L = \frac{V_{RL}}{R_L} = \frac{0.2}{0.75} = 0.267mA$$

(d) $I_B = 0mA$ 则晶体管工作在截止区。

$$I_C = \beta_F I_B = 0mA \text{ (忽略漏电流)}$$

$$V_{RL} = V_{CE} = E = 6V$$

$$I_L = \frac{V_{RL}}{R_L} = \frac{6}{0.75} = 8mA$$

(e) 画出图 P1.9d 的包含晶体管放大区模型的等效电路, 如图 P1.9f 所示。

由输入回路:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{I_B}$$

如: $I_B = 0.1mA$ $R_B = \frac{18 - 0.7}{0.1} = 173k\Omega$

$I_B = 0.5mA$ $R_B = \frac{18 - 0.7}{0.5} = 34.6k\Omega$

$I_B = 0mA$ $R_B \rightarrow \infty$ (基极回路开路)

(f) $I_{B(EOS)} = \frac{E - V_{CE(sat)}}{R \times \beta_F} = \frac{6 - 0.2}{0.5 \times 40} = 0.29mA$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{I_{B(EOS)}} = \frac{18 - 0.7}{0.29} = 59.7k\Omega$$

P1.10 本题对于电阻-晶体管-逻辑(RTL)反相器及 RTL 门的分析是有用的。(提示: 利用习题 P1.3 的结果。) 已知: $V_{BE(sat)} = V_{BE(on)} = 0.7V$, $V_{CE(sat)} = 0.2V$, $\beta_F = 20$ 。求图 P1.10a 中的:

(a) $V_{in(EOC)}$ 和 $V_{out(EOC)}$ 。

(b) $V_{in(EOS)}$ 及 $V_{out(EOS)}$ 。

(c) 作 $V_{out} - V_{in}$ 曲线 (取 V_{in} 为 0V 到 3V)。

(d) 采用图 P1.10b, 取 $V_{D(on)} = 0.7V$, 重复(a)到(c)。

(e) 对于图 P1.10c 电路, 利用(d)的结果, 作 $V_{out} - V_{in}$ 曲线, V_{in} 从 0V 变到 3V。

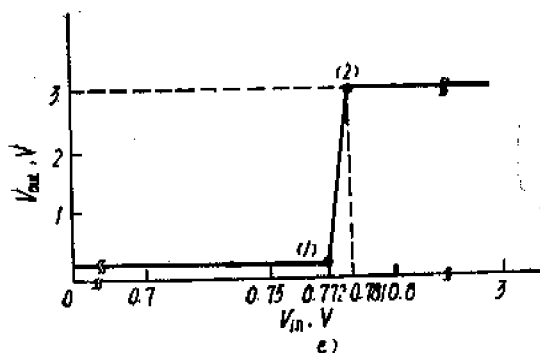
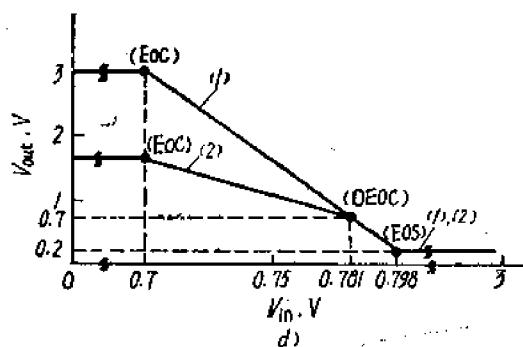
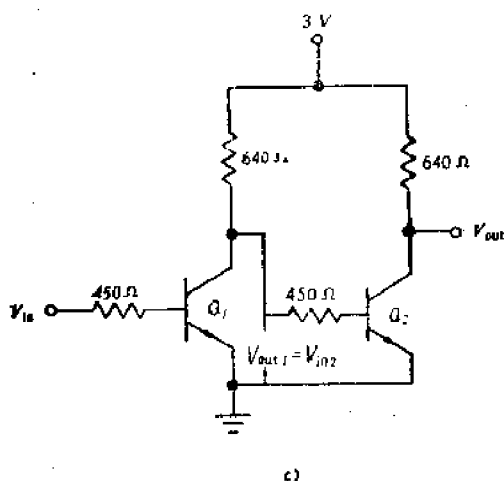
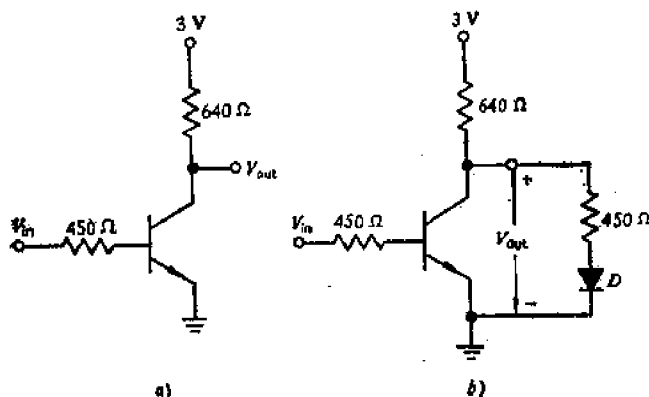


图 P1.10

$$(a) V_{in(EOC)} = V_{BE(on)} = 0.7V$$

$$V_{out(EOC)} = V_{CC} = 3V$$

$$(b) V_{out(EOS)} = V_{CE(sat)} = 0.2V$$

$$V_{in(EOS)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{\beta_F \times R_C} \times R_B + V_{BE(sat)}$$

$$= \frac{(3 - 0.2) \times 0.45}{20 \times 0.64} + 0.7$$

$$= 0.798V$$

(c) 作 $V_{out}-V_{in}$ 曲线, 如图 P1.10d 中曲线 (1)。

$$(d) V_{in(EOC)} = 0.7V$$

$$V_{out(EOC)} = \frac{V_{CC} - V_{D(on)}}{0.64 + 0.45} \times 0.45 + V_{D(on)}$$

$$= \frac{(3 - 0.7) \times 0.45}{0.64 + 0.45} + 0.7$$

$$= 1.65V$$

$$V_{in(EOS)} = 0.798V$$

$$V_{out(EOS)} = 0.2V$$

当 $V_{out} < V_{D(on)}$ 时, D 截止, 即相当于图 P1.10a 情况, 两者传输特性相同。 $V_{out} = V_{D(on)} = 0.7V$, D 在截止边缘。

此时

$$I_{C(DEOC)} = \frac{V_{CC} - V_{D(on)}}{R_C}$$

$$= \frac{3 - 0.7}{0.64} = 3.59mA$$

$$V_{in(DEOC)} = \frac{I_{C(DEOC)}}{\beta_F} R_B + V_{BE(on)}$$

$$= \frac{3.59}{20} \times 0.45 + 0.7$$

$$= 0.781V$$

$$V_{out(DEOC)} = 0.7V$$

传输特性在 EOC 点和 DEOC 点之间线性变化。作 $V_{out}-V_{in}$ 曲线如图

P1.10d中曲线(2)。

(e) 由图 P1.10c 知, $V_{out1}=V_{in2}$, Q_2 的传输特性如(c)中所求:

转折点 1, $V_{in2(EOC)}=0.7V$ $V_{out(EOC)}=3V$

转折点 2, $V_{in2(EOS)}=0.798V$ $V_{out(EOS)}=0.2V$

所以需求出 V_{out1} 分别为 0.7V 和 0.798V 时的 V_{in1} (即 V_{in})。 Q_1 的传输特性如(d)中所求:

当 $V_{out1}=0.7V$ 时 $V_{in1}=0.781V$

当 $V_{out1}=0.798V$ 时

$$I_{B2} = \frac{V_{in2} - V_{BE(on)}}{R_B} = \frac{0.798 - 0.7}{0.45} = 0.218mA$$

$$I_{RC1} = \frac{V_{CC} - V_{out1}}{R_{C1}} = \frac{3 - 0.798}{0.64} = 3.441mA$$

$$I_{C1} = I_{RC1} - I_{B2} = 3.441 - 0.218 = 3.223mA$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_F} = \frac{3.223}{20} = 0.1611mA$$

$$V_{in1} = I_{B1}R_{B1} + V_{BE(on)} = 0.1611 \times 0.45 + 0.7 = 0.772V$$

所以传输特性的转折点:

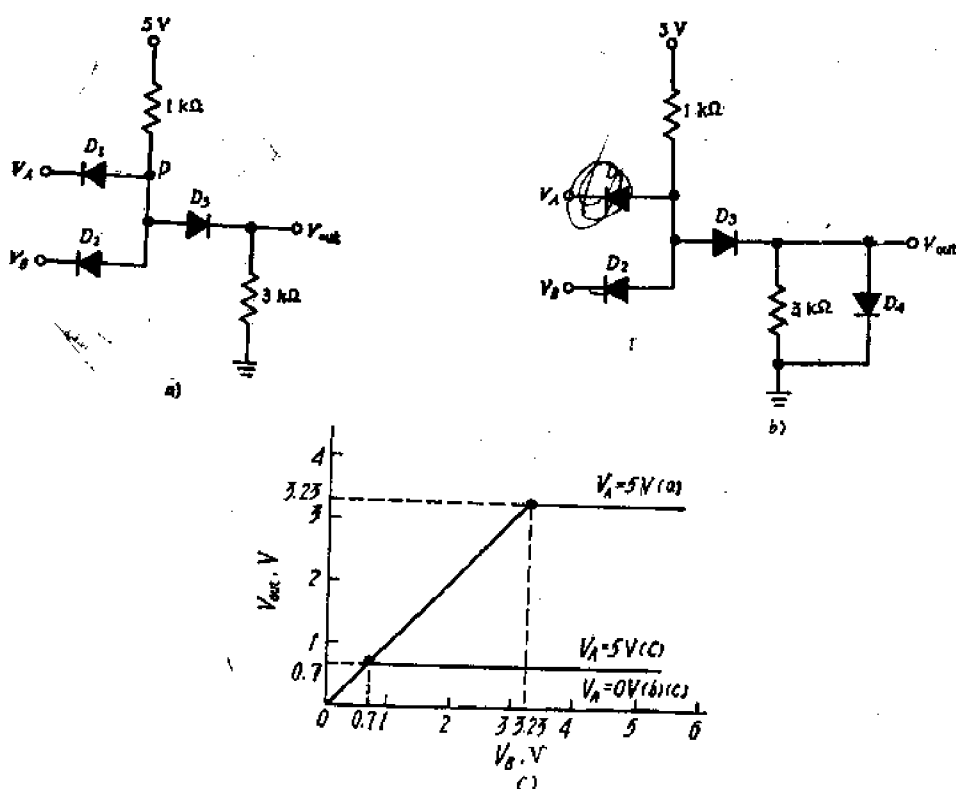


图 P1.11

1 点: $V_{in}=0.772V$ $V_{out}=0.2V$

2 点: $V_{in}=0.781V$ $V_{out}=3V$

图 P1.10c 电路的 $V_{out}-V_{in}$ 曲线如图 P1.10e 所示。

P1.11 本题涉及到二极管门及有关电路。取 $V_{D(on)} = 0.7V$ 。对图 P1.11a 电路作 $V_{out}-V_B$ 曲线。

- (a) 设 $V_A = 5V$, V_B 自 $0V$ 变到 $5V$ 。
- (b) 设 $V_A = 0V$, V_B 自 $0V$ 变到 $5V$ 。
- (c) 采用图 P1.11b 电路, 重复(a)及(b)。

解 (a) 当 $V_A = 5V$ 时, D_1 始终不导通, V_A 对电路不起作用。 V_B 由 $0V$ 开始增加, D_2, D_3 均可能导通, 此时

$$V_P = V_B + V_{D(on)} \quad V_{out} = V_P - V_{D(on)} = V_B$$

随着 V_B 的增加, 到转折点电压时, D_2 开始截止, 仅 D_3 导通, 此时的 V_B 为:

$$V_B = V_{out} = \frac{5 - 0.7}{1 + 3} \times 3 = 3.23V$$

$V_B > 3.23V$ 时, D_2 截止, V_{out} 维持在 $3.23V$ 。 $V_{out}-V_B$ 曲线如图 P1.11c 中曲线(a)所示。

(b) 当 $V_A = 0V$ 时, V_B 由 $0V$ 变到 $5V$, D_1 始终保持导通, V_P 维持在 $0.7V$, 则 V_{out} 总为 $0V$ 。 $V_{out}-V_B$ 曲线如图 P1.11c 中曲线(b)所示。

(c) 当 $V_A = 5V$ 时, D_1 始终不导通, V_A 对电路不起作用。

当 $0 \leq V_B \leq 0.7V$ 时, $V_{out} = V_B$ 。

当 $V_B > 0.7V$ 时, 由于 D_1 的钳位作用, $V_{out} = V_{D(on)} = 0.7V$ 。

此时, $V_P = 2V_{D(on)} = 2 \times 0.7 = 1.4V$, 所以 D_2 截止。

当 $V_A = 0V$ 时, 与(b)结果相同。 $V_{out}-V_B$ 曲线如图 P1.11c 中曲线(c)所示。

P1.12 对于图 P1.12 中的二极管门及晶体管反相器电路, 作 I_{in}, I_B, I_C 及 V_{out} 与 V_{in} 的关系曲线, V_{in} 从 $0V$ 变到 $5V$ 。利用习题 P1.4 的结果来确定 I_B 。取 $V_{D(on)} = 0.7V$, $V_{CE(sat)} = 0.2V$, $V_{BE(sat)} = V_{BE(on)} = 0.7V$, $\beta_F = 50$ 。

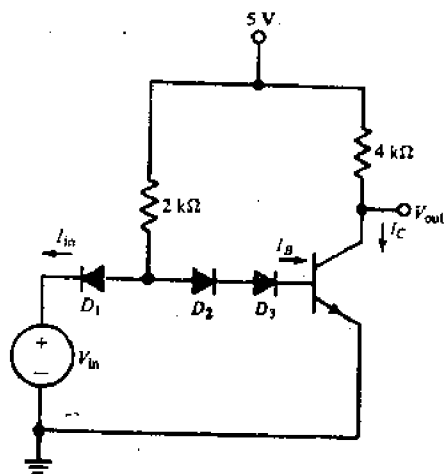


图 P1.12

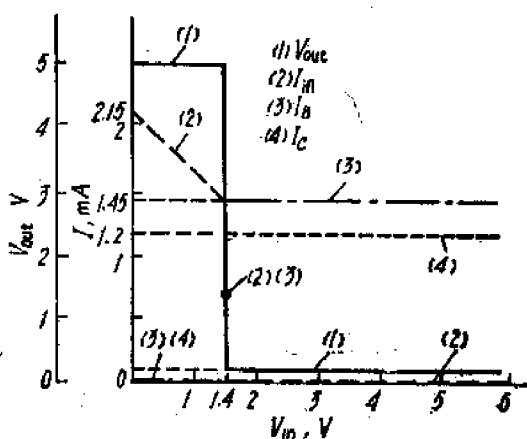


图 P1.12a

解 由题 P1.4 的结果可知,

当 $0 \leq V_{in} < 1.4V$ 时,

$$I_{in} = \frac{5 - V_{BE(on)} - V_{in}}{2} = \frac{5 - 0.7}{2} - \frac{V_{in}}{2} = 2.15 - 0.5V_{in}$$

I_{in} 随 V_{in} 增加而线性减小。

$$I_B = 0 \text{ mA}$$

$$I_C = \beta_F I_B = 0 \text{ mA}$$

当 $V_{in} = 0 \text{ V}$ 时, $V_{out} = 5 \text{ V}$

$$I_{in} = \frac{5 - 0.7}{2} = 2.15 \text{ mA}$$

当 $V_{in} = 1.4 \text{ V}$ 时,

$$I_{in} = I_B = \frac{1}{2} \frac{5 - 2.1}{2} = 0.725 \text{ mA}$$

当 $V_{in} > 1.4 \text{ V}$ 时,

$$I_{in} = 0 \text{ (} D_1 \text{ 截止)}$$

$$I_B = \frac{5 - 2.1}{2} = 1.45 \text{ mA (不随 } V_{in} \text{ 变化)}$$

假设三极管工作在饱和区, 则

$$I_{C(sat)} = \frac{5 - V_{CE(sat)}}{4} = \frac{5 - 0.2}{4} = 1.2 \text{ mA}$$

$$\beta_F I_B = 50 \times 1.45 = 72.5 \text{ mA} > I_{C(sat)}$$

∴ 假设成立,

$$V_{out} = 0.2 \text{ V}$$

作 I_{in} 、 I_B 、 I_C 及 V_{out} 与 V_{in} 的关系曲线如图 P1.12a 所示。

P1.13 将图 1.35 中的射极跟随器改成 $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ 及 $V_{CC} = 5 \text{ V}$ 。当输入电压从 0 V 变到 $V_{in(EOS)}$ 时, 作出 I_B 及 V_{out} 与 V_{in} 的关系曲线, 并清楚注明转换点的数据。取 $\beta_F = 50$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 及 $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$ 。

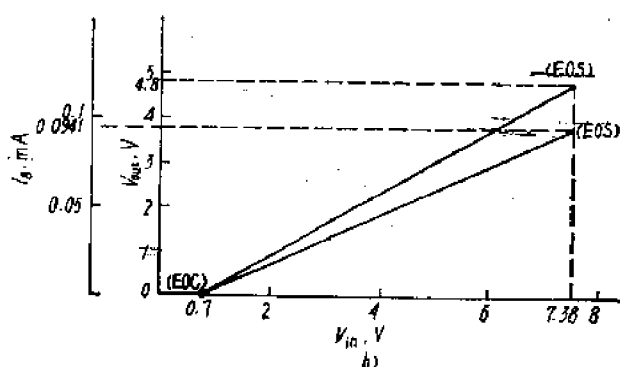
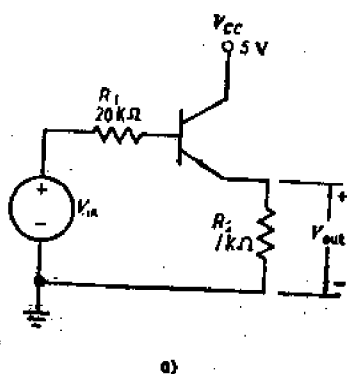


图 P1.13

解 将图 1.35 改成如图 P1.13a 所示的电路。

EOS 点: $V_{out(EOS)} = V_{CC} - V_{CE(sat)} = 5 - 0.2 = 4.8 \text{ V}$

$$I_{B(EOS)} = \frac{V_{out(EOS)}}{R_z(1+\beta_F)} = \frac{4.8}{1(1+50)} = 0.0941 \text{ mA}$$

$$V_{in(EOS)} = I_{B(EOS)} \times R_1 + V_{BE(sat)} + V_{out(EOS)} \\ = 0.0941 \times 20 + 0.7 + 4.8 = 7.38 \text{ V}$$

EOC 点: $V_{in(EOC)} = V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$

$$I_{B(EOC)} = 0$$

$$V_{out(EOC)} = 0 \text{ V}$$

在 EOC 点和 EOS 点之间:

$$I_B = \frac{V_{in} - V_{BE(on)}}{(1+\beta_F)R_z + R_1}$$

$$V_{out} = \frac{(V_{in} - V_{BE(on)})(1+\beta_F)}{(1+\beta_F)R_z + R_1} R_2$$

I_B 及 V_{out} 与 V_{in} 是线性关系。作 $I_B - V_{in}$, $V_{out} - V_{in}$ 关系曲线, 如图 P1.13b 所示。

P1.14 对于图 P1.14 反相器电路:

(a) 利用图 P1.9b 及 c 中的晶体管特性来确定

I_C 及 I_{RL} 。

(b) 如要使 Q_1 工作于饱和边缘(EOS), R_B 应取何值?

(c) 将一箭头向下的二极管与 R_L 串联, 二极管的 $V_{D(on)} = 0.7 \text{ V}$, 重复(a)。

解 (a) 由图 P1.9b 及 c 知:

$$\beta_F = 40, V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}, V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V},$$

利用戴维宁定理画出等效电路, 如图 P1.14a 所示。其中

$$R = R_L // R_C = \frac{0.4 \times 0.6}{0.4 + 0.6} = 0.24 \text{ k}\Omega$$

$$E = \frac{V_{CC} \cdot R_L}{R_L + R_C} = \frac{5 \times 0.6}{0.6 + 0.4} = 3 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{V_{in} - V_{BE(on)}}{R_B} = \frac{1 - 0.7}{2} = 0.15 \text{ mA}$$

$$I_C = \beta_F I_B = 40 \times 0.15 = 6 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = E - I_C R = 3 - 6 \times 0.24 = 1.56 \text{ V}$$

$$I_{RL} = \frac{V_{CE}}{R_L} = \frac{1.56}{0.6} = 2.6 \text{ mA}$$

$$(b) \quad I_{B(EOS)} = \frac{E - V_{CE(sat)}}{R \times \beta_F} = \frac{3 - 0.2}{0.24 \times 40} = 0.2916 \text{ mA}$$

$$R_B = \frac{V_{in} - V_{BE(on)}}{I_{B(EOS)}} = \frac{1 - 0.7}{0.2916} = 1.03 \text{ k}\Omega$$

(c) 负载电阻与二极管串联, 如图 P1.14b 所示。设 $V_{CE} > V_{D(on)}$, D 导通时, 利用戴维宁定理画出等效电路, 如图 P1.14c 所示。

$$\text{其中} \quad E = \frac{V_{CC} - V_{D(on)}}{R_L + R_C} \times R_L + V_{D(on)} = \frac{5 - 0.7}{0.4 + 0.6} \times 0.6 + 0.7 = 3.28 \text{ V}$$

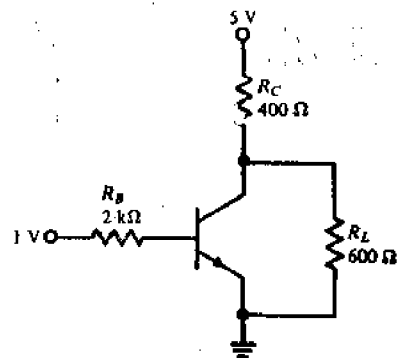


图 P1.14

$$R = R_C // R_L = 0.24 \text{ k}\Omega$$

由(a)得 $I_B = 0.15 \text{ mA}$

$$I_C = \beta_F I_B = 6 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = E - I_C R = 3.28 - 6 \times 0.24 = 1.84 \text{ V} > V_{D(on)}$$

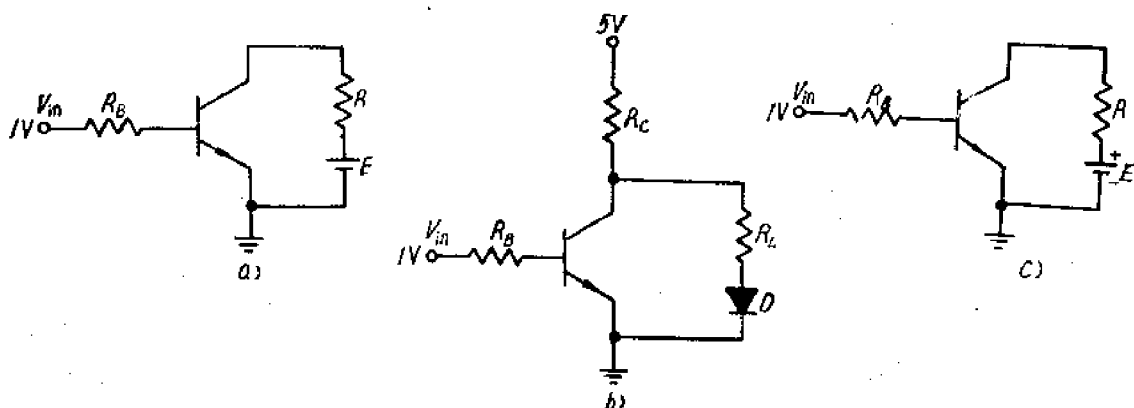


图 P1.14

▲ 假设成立,

$$I_{RL} = \frac{V_{CE} - V_{D(on)}}{R_L} = \frac{1.84 - 0.7}{0.6} = 1.9 \text{ mA}$$

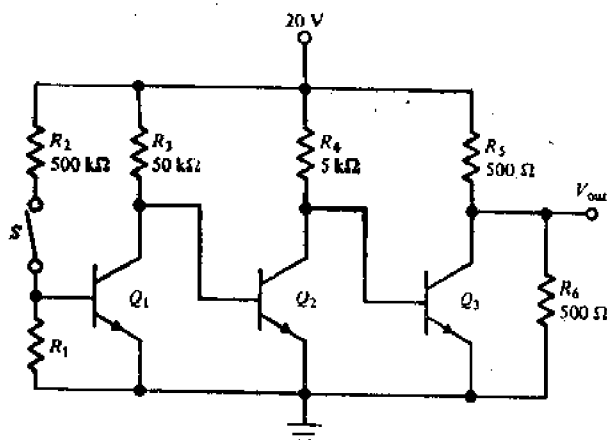


图 P1.15

P1.15 已知图 P1.15 电路中所有晶体管 (Q_1 、 Q_2 及 Q_3) 具有下列参数: $\beta_F = 20$, $V_{BE(on)} = V_{BE(sat)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$ 。

(a) 当 $R_1 = 500 \text{ k}\Omega$ 及开关 S 断开时, 确定 Q_1 、 Q_2 及 Q_3 的基极及集电极电流以及输出电压 V_{out} 。说明解题的步骤, 然后将结果结合(b)及(c)中的结果整理成表格。

(b) 当开关 S 闭合时, 重复(a)。

(c) 当开关 S 闭合而且 $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ 时, 重复(a)。

解 (a) Q_1 : $V_{BE1} = 0$, $I_{B1} = 0$, $I_{C1} = 0$, Q_1 截止。

$$Q_2: I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_3} = \frac{20 - 0.7}{50} = 0.386 \text{ mA}$$

$$I_{C2(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_4} = \frac{20 - 0.2}{5} = 3.96 \text{ mA}$$

$$\beta_F I_{B2} = 20 \times 0.386 = 7.72 \text{ mA} > I_{C2(sat)}$$

▲ Q_2 饱和,

$$V_{CE2} = V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$$

$$Q_3: V_{BE3} = V_{CE2} = 0.2 \text{ V} < V_{BE(on)}$$

$$I_{B3}=0, I_{C3}=0, Q_3 \text{ 截止。}$$

$$V_{out} = \frac{V_{CC} \times R_5}{R_5 + R_6} = \frac{20 \times 0.5}{0.5 + 0.5} = 10V$$

$$(b) \quad Q_1: \quad I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_2} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_1} = \frac{20 - 0.7}{0.5} - \frac{0.7}{0.5} = 0.0372mA$$

$$I_{C1(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3} = \frac{20 - 0.2}{50} = 0.396mA$$

$$\beta_F I_{B1} = 20 \times 0.0372 = 0.744mA > I_{C1(sat)}$$

$\therefore Q_1$ 饱和。

$$Q_2: \quad V_{BE2} = V_{CE1(sat)} = 0.2V < V_{BE(on)}, \quad I_{B2} = I_{C2} = 0, Q_2 \text{ 截止。}$$

$$Q_3: \quad I_{B3} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_4} = \frac{20 - 0.7}{5} = 3.86mA$$

$$I_{C3(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_5} - \frac{V_{CE(sat)}}{R_6} \\ = \frac{20 - 0.2}{0.5} - \frac{0.2}{0.5} = 39.2mA$$

$$\beta_F I_{B3} = 20 \times 3.86 = 77.2mA > I_{C3(sat)}$$

$\therefore Q_3$ 饱和。

$$V_{out} = 0.2V$$

$$(c) \quad Q_1: \quad I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_2} - \frac{V_{BE(on)}}{R_1} = \frac{20 - 0.7}{0.5} - \frac{0.7}{25} = 0.0106mA$$

$$\beta_F I_{B1} = 20 \times 0.0106 = 0.212mA$$

$$\text{由 (b)} \quad I_{C1(sat)} = 0.396mA > \beta_F I_{B1}$$

$\therefore Q_1$ 处于放大区。

$$V_{CE1} = V_{BE2(on)} = 0.7V$$

$$I_{C1} = \beta_F I_{B1} = 0.212mA$$

$$Q_2: \quad I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_3} - \beta_F I_{B1} = \frac{20 - 0.7}{50} - 20 \times 0.0106 = 0.174mA$$

$$\beta_F I_{B2} = 20 \times 0.174 = 3.48mA$$

$$\text{由 (a)} \quad I_{C2(sat)} = 3.96mA > \beta_F I_{B2}$$

$\therefore Q_2$ 处于放大区。

$$V_{CE2} = V_{BE3(on)} = 0.7V$$

$$I_{C2} = \beta_F I_{B2} = 3.48mA$$

$$Q_3: \quad I_{B3} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_4} - \beta_F I_{B2} = \frac{20 - 0.7}{5} - 20 \times 0.174 = 0.38mA$$

$$\beta_F I_{B3} = 20 \times 0.38 = 7.6mA$$

$$\text{由 (b)} \quad I_{C3(sat)} = 39.2mA > \beta_F I_{B3}$$

$\therefore Q_3$ 处于放大区。

$$I_{C3} = \beta_F I_{B3} = 7.6mA$$

$$V_{out} = V_{CC} - \left(I_{C3} + \frac{V_{out}}{R_s} \right) R_s$$

整理得 $V_{out} = \frac{V_{CC} - I_{C3} R_s}{1 + (R_s/R_s)} = \frac{20 - 7.6 \times 0.5}{1 + (0.5/0.5)} = 8.1V$ 。将(a)、(b)及(c)的结果整理成表:

S	$R_s(k\Omega)$	Q_1	$I_{B1}(mA)$	$I_{C1}(mA)$	Q_2	$I_{B2}(mA)$	$I_{C2}(mA)$	Q_3	$I_{B3}(mA)$	$I_{C3}(mA)$	$V_{out}(V)$
断开	500	截止	0	0	饱和	0.386	3.96	截止	0	0	10
闭合	500	饱和	0.0372	0.396	截止	0	0	饱和	3.86	39.2	0.2
闭合	25	放大	0.0106	0.212	放大	0.174	3.48	放大	0.38	7.6	8.1

P1.16 已知图 P1.16 电路中三个晶体管的 $\beta_F = 20$,

$V_{BE(on)} = V_{BE(sat)} = 0.7V$ 及 $V_{CE(sat)} = 0.2V$ 。

(a) 设 $R_E = 0$, 并且 Q_1 截止, Q_3 将处于什么工作区?

(b) 设 $R_E = 0$, 并且 Q_1 饱和, Q_3 的射极电流将是多少?

(c) 设 Q_1 处于这样的状态: 使在 $R_E = 0$ 时 Q_3 已经饱和。然后增加 R_E 直到 Q_3 正好达到饱和边缘为止。问需用多大的 R_E ? (提示: 取 Q_3 的射极电压作为变量。)

解 (a) Q_1 截止, 则

$$I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_{C1}} = \frac{5 - 0.7}{6} = 0.7167mA$$

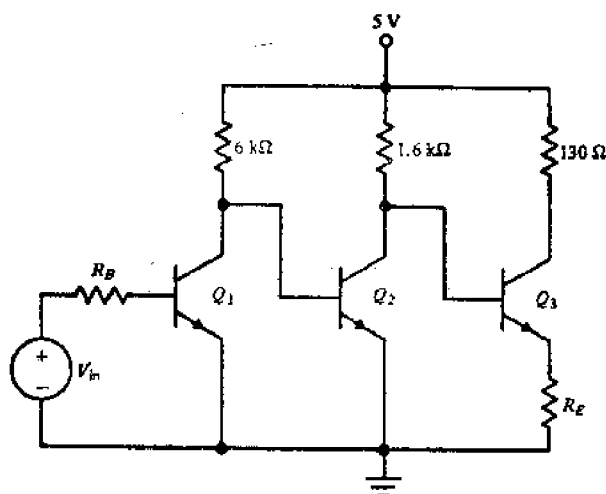


图 P1.16

$$I_{C2(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_{C2}} = \frac{5 - 0.2}{1.6} = 3mA$$

$$\beta_F I_{B2} = 20 \times 0.7167 = 14.33mA > I_{C2(sat)}$$

$\therefore Q_2$ 饱和,

$$V_{CE2} = V_{CE(sat)} = 0.2V$$

$$V_{BE3} = V_{CE2} < V_{BE(on)}$$

$\therefore Q_3$ 处于截止区。

(b) Q_1 饱和, 则

$$V_{CE1} = V_{CE(sat)} = 0.2V$$

$$V_{BE2} = V_{CE1} = 0.2V < V_{BE(on)}$$

$\therefore Q_2$ 截止。

$$I_{B3} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_{C2}} = \frac{5 - 0.7}{1.6} = 2.688mA$$

$$I_{C3(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_{C3}} = \frac{5 - 0.2}{0.13} = 36.92mA$$

$$\beta_F I_{B3} = 20 \times 2.688 = 53.96mA > I_{C3(sat)}$$

∴ Q_2 饱和, Q_1 的射极电流:

$$I_{E1} = I_{C1(sat)} + I_{E2} = 36.92 + 2.688 \approx 39.6 \text{ mA}$$

(c) 当 Q_2 饱和时, 由(b)知 Q_2 截止, Q_1 饱和。由 Q_1 的输入和输出回路, 分别列出回路电压方程:

$$V_{CC} - V_{BE1(sat)} = R_{C1} \times I_{B1(EOS)} + V_{E1} \quad (1)$$

$$V_{CC} - V_{CE1(sat)} = R_{C1} \times \beta_F \times I_{B1(EOS)} + V_{E1} \quad (2)$$

(2)式减去(1)式, 解得:

$$I_{B1(EOS)} = \frac{V_{BE1(sat)} - V_{CE1(sat)}}{\beta_F R_{C1} - R_{C2}} = \frac{0.7 - 0.2}{20 \times 0.13 - 1.6} = 0.5 \text{ mA}$$

代入(1)式, 解得:

$$V_{E1} = 5 - 0.7 - 1.6 \times 0.5 = 3.5 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{V_{E1}}{I_{E1}} = \frac{V_{E1}}{(1 + \beta_F) I_{B1(EOS)}} = \frac{3.5}{(1 + 20) \times 0.5} = 0.333 \text{ k}\Omega$$

P1.17 图P1.17为一个发光二极管(LED)电路, 其中 $I_D = 20 \text{ mA} \pm 20\%$ 。

采用 5% 容差的电阻及调整率为 $\pm 10\%$ 的电源, 求使电路功耗最小的 R 及 V_{CC} 的标称值 (即设计的中心值)。已知 LED 的 $V_{D(on)}$ 在 2.8V 以上 3.2V 以下 (对本题而言)。

解 由电路列出两个极端情况下获得的电流最大值和最小值。

$$I_{D(max)} = \frac{V_{CC(max)} - V_{D(on)(min)}}{R_{(min)}} \quad (1)$$

$$I_{D(min)} = \frac{V_{CC(min)} - V_{D(on)(max)}}{R_{(max)}} \quad (2)$$

$$\text{代入数据: } 1.2 \times 20 = \frac{1.1V_{CC} - 2.8}{0.95R} \quad (1)$$

$$0.8 \times 20 = \frac{0.9V_{CC} - 3.2}{1.05R} \quad (2)$$

$$\text{由(1)、(2)式得: } R = \frac{1.1V_{CC} - 2.8}{0.95 \times 1.2 \times 20} = \frac{0.9V_{CC} - 3.2}{1.05 \times 0.8 \times 20}$$

$$\text{解得: } V_{CC} = 12.7 \text{ V}$$

$$\text{代入(1)式: } R = \frac{1.1 \times 12.7 - 2.8}{0.95 \times 1.2 \times 20} = 0.4899 \text{ k}\Omega$$

如果电阻选用标称值, 取 $R = 510 \Omega$, 则电源电压须作修改, 且保证发光二极管的电流不超过其最大值, 代入(1)式:

$$1.2 \times 20 = \frac{1.1V_{CC} - 2.8}{0.95 \times 0.51}$$

$$V_{CC} = 13.1 \text{ V}$$

此时, 发光二极管电流的最小值可代入(2)式:

$$I_{D(min)} = \frac{0.9 \times 13.1 - 3.2}{1.05 \times 0.51} = 16.04 \text{ mA}$$

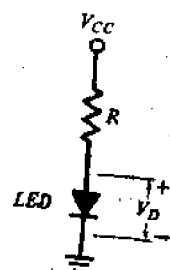


图 P1.17

符合题中规定。

P1.18 在图 P1.18 中两个晶体管的特殊接法称为达林顿接法。

- (a) 证明当两个晶体管偏置在放大区时，它们可以用一个等效的晶体管模型来代替，其电流增益为

$$\beta_F = \beta_{F2}(\beta_{F1} + 1) + \beta_{F1}$$

其中 β_{F1} 和 β_{F2} 分别为 Q_1 和 Q_2 的电流增益。

- (b) 当 β_{F1} 和 β_{F2} 远远大于 1 时， β_F 的近似值是多少？

- (c) 在(a)条件下，复合晶体管的 $V_{BE(on)}$ 值是多少？

解 (a) 用晶体管放大区的模型替代 Q_1 和 Q_2 ，如图 P1.18a 所示。由图可知：

$$I_{B2} = I_{E1} = (1 + \beta_{F1}) I_{B1}$$

$$\begin{aligned} I'_C &= I_{C1} + I_{C2} = \beta_{F1} I_{B1} + \beta_{F2} (1 + \beta_{F1}) I_{B1} \\ &= [\beta_{F1} + \beta_{F2} (1 + \beta_{F1})] I_{B1} \end{aligned}$$

等效晶体管的电流增益为：

$$\begin{aligned} \beta_F &= \frac{I'_C}{I_{B1}} = \frac{[\beta_{F1} + \beta_{F2} (1 + \beta_{F1})] I_{B1}}{I_{B1}} \\ &= \beta_{F1} + \beta_{F2} (1 + \beta_{F1}) \end{aligned}$$

$$(b) \quad \beta_F = \beta_{F1} + \beta_{F2} (1 + \beta_{F1})$$

$$\approx \beta_{F1} + \beta_{F2} \times \beta_{F1} = \beta_{F1} (1 + \beta_{F2})$$

$$\approx \beta_{F1} \times \beta_{F2}$$

- (c) 由图 P1.18a 得：

$$V_{B'E'(on)} = V_{BE1(on)} + V_{BE2(on)}$$

P1.19 本题涉及到分立晶体管工作在放大区时偏置电阻怎样选用的问题。已知晶体管的参数及电路条件如下：

$\beta_F = 50$, $V_{BE(on)} = 0.7V$, $V_{RE} = 0.93V$, $I_C = 100mA$,

$V_{CE} = 7.27V$ 。要求 $R_{B1} // R_{B2} = 140\Omega$ 。试求 R_C 、 R_E 、 R_{B1} 及 R_{B2} 。

$$\text{解} \quad I_E = \frac{I_C}{\beta_F} + I_C = \frac{100}{50} + 100 = 102mA$$

$$R_E = \frac{V_{RE}}{I_E} = \frac{0.93}{102} = 9.1\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{RE} - V_{CE}}{I_C} = \frac{15 - 0.93 - 7.27}{100} = 68\Omega$$

把输入回路用戴维宁等效电路来代替，如图 P1.19a 所示。其中

$$R = R_{B1} // R_{B2} = 0.14k\Omega$$

$$E = \frac{V_{CC} \times R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{V_{CC} (R_{B1} // R_{B2})}{R_{B1}} = \frac{V_{CC} \times R}{R_{B1}}$$

列出回路方程：

$$E = I_B R + V_{BE(on)} + V_{RE}$$

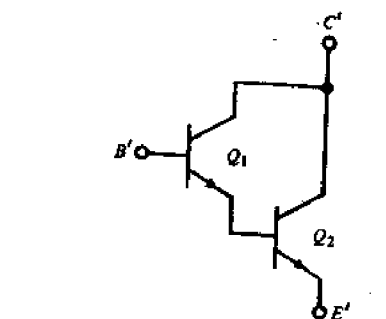


图 P1.18

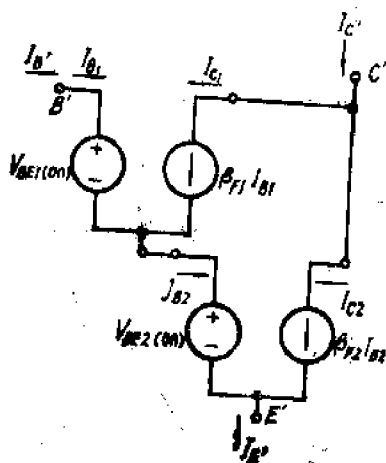


图 P1.18

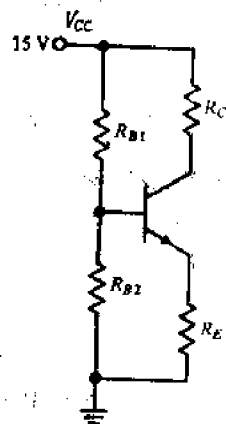


图 P1.19

$$R_{B1} = \frac{V_{CC} \times R}{(I_C / \beta_F) \times R + V_{BE(on)} + V_{RE}}$$

$$= \frac{15 \times 0.14}{\frac{100}{50} \times 0.14 + 0.7 + 0.93} = 1.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B2} = \frac{1}{\frac{1}{R} - \frac{1}{R_{B1}}} = \frac{R_{B1} \times R}{R_{B1} - R}$$

$$= \frac{1.1 \times 0.14}{1.1 - 0.14} = 0.16 \text{ k}\Omega$$

P1.20 在图 P1.20 射极跟随器电路中, $\beta_F = 40$, $V_{BE(on)} = V_{D(on)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$.

(a) 取 $V_{in} = 4.6 \text{ V}$, 求使 Q_1 处于饱和边缘的 I_C 值。[提示: 在饱和边缘时, $V_{CB} = -0.5 \text{ V}$ (即 $V_{BC} = 0.5 \text{ V}$)。]

(b) 求在(a)条件下的 R_L 值。

解 (a) 作包含晶体管和二极管模型的等值电路如图 P1.20a。由图可得

$$V_{in} = I_{B(EOS)} R_B + V_{BC} - \beta_F I_{B(EOS)} R_C + V_{CC}$$

$$\text{则 } I_{B(EOS)} = \frac{V_{in} - V_{BC} - V_{CC}}{R_B - \beta_F R_C}$$

$$= \frac{4.6 - 0.5 - 5}{1.6 - 40 \times 0.13} = 0.25 \text{ mA}$$

$$I_{C(EOS)} = \beta_F \times I_{B(EOS)} = 40 \times 0.25 = 10 \text{ mA}$$

(b) 由输入回路

$$V_{in} = I_{B(EOS)} R_B + V_{BE(on)} + V_{D(on)} + (1 + \beta_F) I_{B(EOS)} R_L$$

$$\therefore R_L = \frac{V_{in} - V_{BE(on)} - V_{D(on)} - I_{B(EOS)} R_B}{(1 + \beta_F) I_{B(EOS)}}$$

$$= \frac{4.6 - 0.7 - 0.7 - 0.25 \times 1.6}{(1 + 40) \times 0.25} = 0.273 \text{ k}\Omega$$

***P1.21** 用下述迭代法求解(1.8a)式中的 I , 假定二极管初始电流为 2 mA , 这相当于假定 V_D 为 0 V 。利用(1.5b)式, 取 $I_S = 10^{-14} \text{ A}$, 求出相应于 2 mA 时的 V_D 。然后采用这个 V_D 值, 用(1.8a)式再求新的 I 值。重复这个计算过程, 直到两次计算所得 I 值的变化量等于或小于前一次计算值的 1% 为止。

解 如采用迭代法求解图 1.12a (参见 E1.3 中图 1.12a) 电路。设 $I_{(0)} = 2 \text{ mA}$ 代入(1.5b)式得

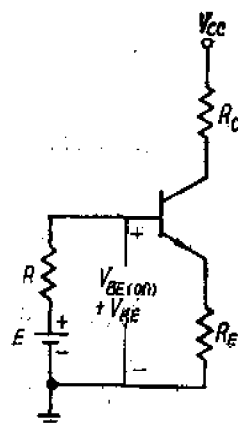


图 P1.19a

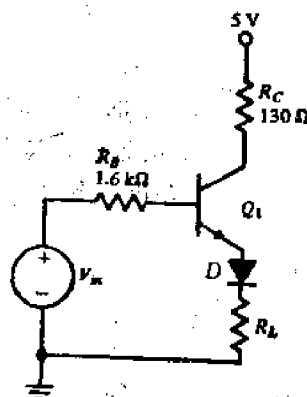


图 P1.20

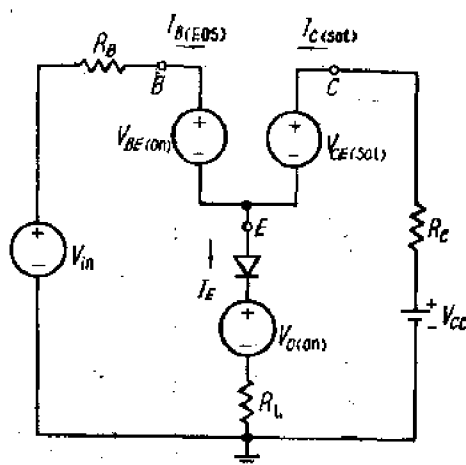


图 P1.20a

$$V_{D(0)} = 60 \log \frac{I_{(0)}}{I_S} = 60 \log \frac{2 \times 10^{-3}}{10^{-14}} = 678 \text{ mV}$$

代入(1.8a)式得

$$I_{(1)} = \frac{V_{CC} - V_{D(0)}}{R} = \frac{1.5 - 0.678}{0.75} = 1.096 \text{ mA}$$

同理

$$V_{D(1)} = 60 \log \frac{I_{(1)}}{I_S} = 60 \log \frac{1.096 \times 10^{-3}}{10^{-14}} = 662.4 \text{ mV}$$

$$I_{(2)} = \frac{V_{CC} - V_{D(1)}}{R} = \frac{1.5 - 0.6624}{0.75} = 1.117 \text{ mA}$$

$$V_{D(2)} = 60 \log \frac{I_{(2)}}{I_S} = 60 \log \frac{1.117 \times 10^{-3}}{10^{-14}} = 662.9 \text{ mV}$$

$$I_{(3)} = \frac{V_{CC} - V_{D(2)}}{R} = \frac{1.5 - 0.6629}{0.75} = 1.116 \text{ mA}$$

$$\frac{I_{(2)} - I_{(3)}}{I_{(3)}} \times 100\% = \frac{1.117 - 1.116}{1.116} \times 100\% = 0.09\% < 1\%$$

$\therefore I = I_{(3)} = 1.12 \text{ mA}$

***P1.22** (a) 在集成电路中常采用图 P1.22a 的晶体管接法作为一个等效二极管, 见图 P1.22b。设晶体管的 $\beta_F = 50$ 和 $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, 试问当 $I_D = 5.1 \text{ mA}$ 时的 I_C 、 I_B 、 I_E 、 V_{BE} 、 V_{CE} 、 V_{BC} 及 V_D 的数值各是多少?

(b) 如果要用一个电路去近似几个二极管串联(包括“分数”二极管), 可采用图 P1.22c 的电路。试证明这个电路可用图 P1.22d 电路作为模型, 其中“二极管”的“导通”电压为

$$V_{D(on)} = V_{BE(on)} \left[1 + \frac{R_2 \beta_F}{R_1 (\beta_F + 1)} \right]$$

“二极管”的串联电阻为

$$R_D = \frac{R_2}{\beta_F + 1}$$

(提示: 首先用戴维宁定理将 I_B 用 V_D 表示。)

(c) 利用(b)的结果, 按图 P1.22a 电路所得数据求图 P1.22d 电路模型的数据。

解 (a) 由图 P1.2a 可知:

$$V_{BC} = 0$$

$\therefore V_D = V_{CE} = V_{BE} = V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$
则晶体管工作在放大区。

$$I_D = I_C + I_B = I_E = 5.1 \text{ mA}$$

$$I_B = \frac{I_E}{\beta_F + 1} = \frac{5.1}{50 + 1} = 0.1 \text{ mA}$$

$$I_C = \beta_F I_B = 50 \times 0.1 = 5 \text{ mA}$$

(b) 由图 P1.22 c 可知:

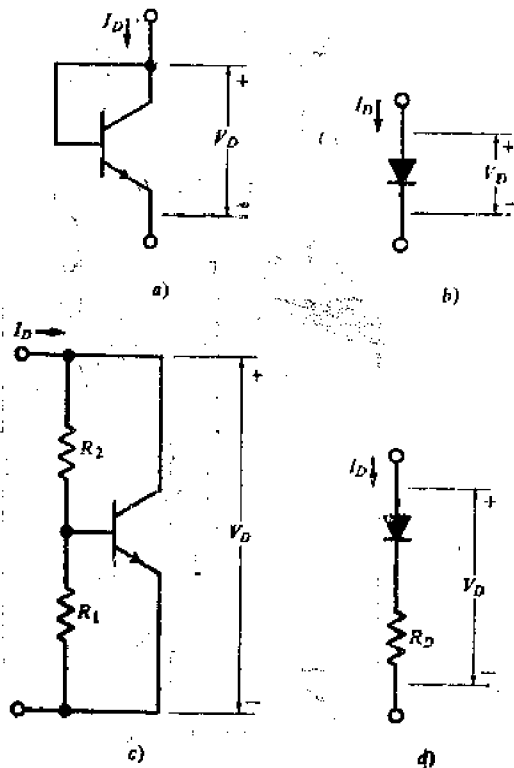


图 P1.22

$$I_B = \frac{V_D - V_{BE(on)}}{R_2} - \frac{V_{BE(on)}}{R_1}$$

$$I_D = \beta_F I_B + I_{R2} = \beta_F \left(\frac{V_D - V_{BE(on)}}{R_2} - \frac{V_{BE(on)}}{R_1} \right) + \frac{V_D - V_{BE(on)}}{R_2}$$

$$= \frac{(\beta_F + 1)R_1 V_D - [(\beta_F + 1)R_1 + \beta_F R_2] V_{BE(on)}}{R_1 R_2}$$

将上式改写成:

$$V_D = I_D \frac{R_1 R_2}{(\beta_F + 1)R_1} + \frac{(\beta_F + 1)R_1 + \beta_F R_2}{(\beta_F + 1)R_1} V_{BE(on)} \quad (1)$$

由图 P1.22d 可得:

$$V_D = I_D R_D + V_{D(on)} \quad (2)$$

比较(1)式和(2)式得:

$$R_D = \frac{R_2}{\beta_F + 1}$$

$$V_{D(on)} = \left[1 + \frac{\beta_F R_2}{(\beta_F + 1)R_1} \right] V_{BE(on)}$$

(c) 对于图 P1.22a, 相当于 $R_2 = 0$, $R_1 = \infty$ 。用图 P1.22d 电路作为图 P1.22a 电路的模型时, 其中

$$R_D = \frac{R_2}{\beta_F + 1} = \frac{0}{50 + 1} = 0$$

$$V_{D(on)} = \left[1 + \frac{\beta_F R_2}{(\beta_F + 1)R_1} \right] V_{BE(on)} = V_{BE(on)} = 0.7V$$

这即和图 P1.22b 所示的模型相同。

P1.23 (a) 用图解法求练习 E1.11 中的 MOS 场效应管反相器的电压传输特性并作图。

(b) 用一个同样的晶体管作为负载代替 $2k\Omega$ 负载电阻, 重做(a)。

解 (a) 练习 E1.11 中所用的反相器电路和 MOS 晶体管的特性曲线如图 P1.23a 和 b 所示。在图 P1.23b 上, 作 $R = 2k\Omega$ 的负载线, 先确定负载线上两个特殊点:

A点: $V_{DS} = V_{DD} = 6V$ $I_D = 0$

B点: $V_{DS} = 0$ $I_D = \frac{V_{DD}}{R_L} = \frac{6}{2} = 3mA$

连接 A、B 两点即得负载线。

负载线与漏极特性曲线簇的交点为:

$V_{in} = V_{GS}(V)$	1	2	3	4	5	6
$V_{out} = V_{DS}(V)$	6	5.2	3.7	2.1	1.5	1.3

根据上述结果, 作出电压传输特性, 如图 P1.23c 中曲线(1)。

(b) 用一个 MOS 晶体管作为负载时, 其电路如图 P1.23d 所示。

(1) 在图 P1.23b 上作负载晶体管 Q_2 的伏安特性曲线, 即连接漏极特性曲线上 $V_{DS} = V_{GS}$ 之各个点。

(2) 在图 P1.23b 上作负载线, 即对于各个漏极电流, 将 V_{DD} 减去相应的负载管 Q_2 上的 V_{DS2} , 得工作管 Q_1 上电压。

(3) 该负载线与漏极特性曲线簇的交点为:

$V_{GS} = V_{GS}(V)$	≤ 1	2	3	4	5	6
$V_{DS} = V_{DS}(V)$	5	4	3	2.2	1.7	1.5

根据上述结果, 作电压传输特性, 如图 P1.23c 中曲线 (2)。

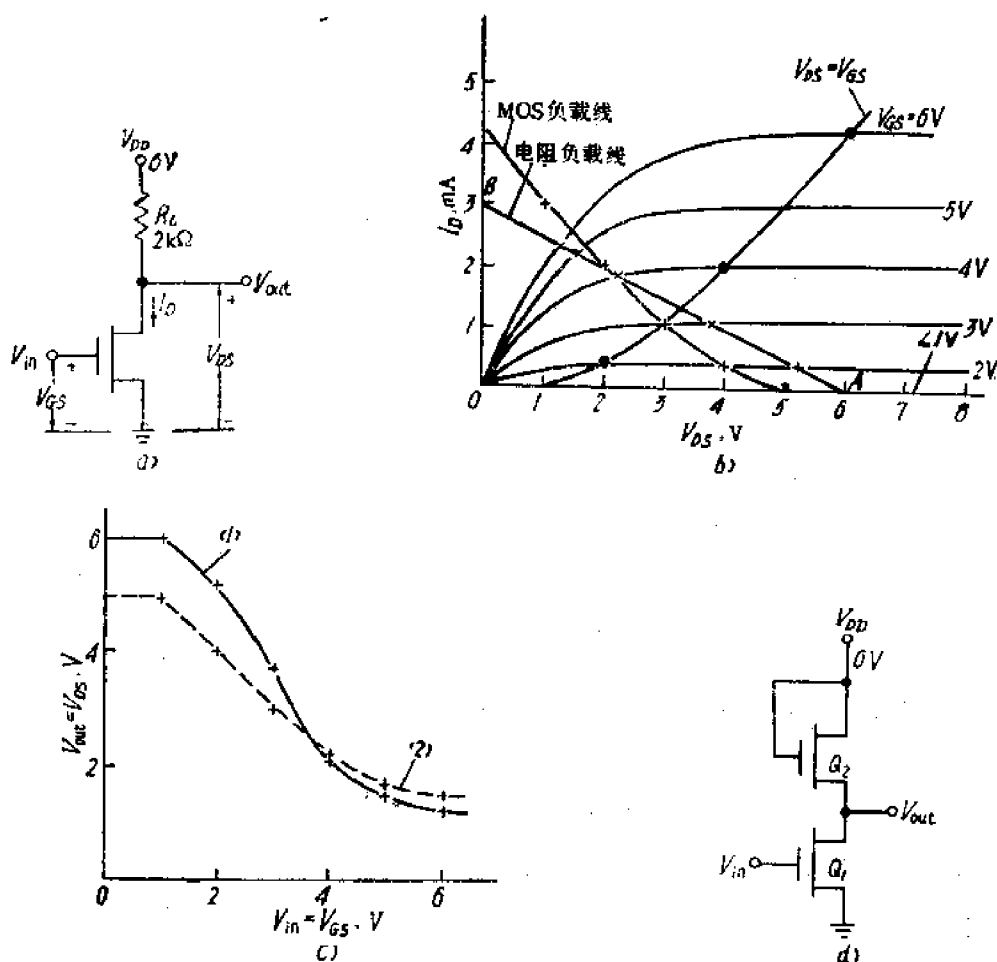
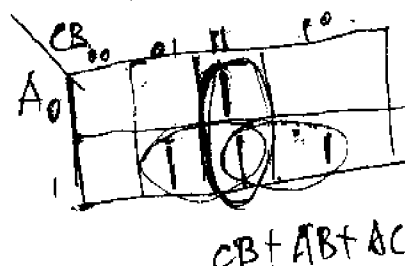


图 P1.23

第二章 基本逻辑设计

练习



E2.1 化简下式所表示的二进制加法器的进位输出:

$$K = CB\bar{A} + C\bar{B}A + \bar{C}BA + CBA$$

解

$$\begin{aligned} K &= C(\bar{B}\bar{A} + \bar{B}A + BA) + BA(\bar{C} + C) \\ &= C[\bar{B}\bar{A} + A(\bar{B} + B)] + BA = C(\bar{B} + A) + BA = CB + CA + BA \end{aligned}$$

E2.2 化简下述开关函数:

$$W + WXYZ + WXYZ + WXYZ + WXYZ$$

解

$$\begin{aligned} W + WXYZ + WXYZ + WXYZ + WXYZ \\ &= W + WX[(YZ + YZ) + (YZ + YZ)] \\ &= W + WX[Z(Y + Y) + Z(Y + Y)] \\ &= W + WX(Z + Z) = W + X \end{aligned}$$

E2.3 一列自动控制的地铁电气列车在所有的门都已关上和下一段路轨已空出的条件下才能离开站台。但是如果发生关门故障,则在门开着的情况下,车子可以通过手动操作开动,不过仍要求空出下一段路轨。试用真值表确定使电气列车开动的所有组合,并用一个简化的布尔函数来表示之。

解 设输入信号:

A 为门开关信号, $A = 1$ 门关, $A = 0$ 门开。

B 为路轨控制信号, $B = 1$ 路轨空, $B = 0$ 路轨未空。

C 为手动操作信号, $C = 1$ 手动操作, $C = 0$ 没手动操作。

输出信号:

F 为列车开动信号, $F = 1$ 列车开动, $F = 0$ 列车不开动。共有三个输入变量,所以共有 $2^3 = 8$ 种可能的组合。

列出真值表如表 E2.3 所示。

A	B	C	F	注	释
0	0	0	0		
0	0	1	0		
0	1	0	0		
0	1	1	1	路轨已空, 手动操作	
1	0	0	0		
1	0	1	0		
1	1	0	1	门已关, 路轨已空	
1	1	1	1	门已关, 路轨已空, 手动操作。	

表E2.3

由真值表写出布尔函数式:

$$\begin{aligned} F &= \bar{A}BC + AB\bar{C} + ABC \\ &= B(\bar{A}C + A\bar{C} + AC) = B[A\bar{C} + (\bar{A} + A)C] = B(A + C) \end{aligned}$$

E2.4 用卡诺图化简练习 E2.1 的表达式。

解 $K = CB\bar{A} + C\bar{B}A + \bar{C}BA + CBA$

由表达式画出卡诺图, 如图 E2.4 所示。由卡诺图上合并“1”项, 得简化的表达式:

$$K = AC + BC + AB$$

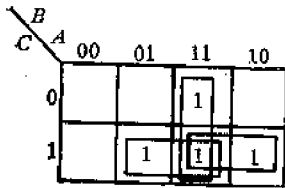


图 E2.4

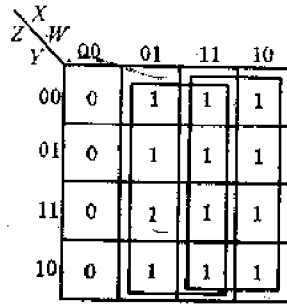


图 E2.5

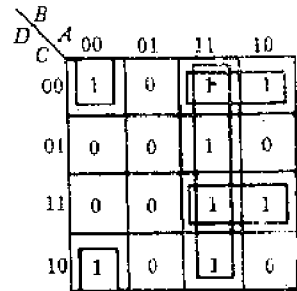


图 E2.6

E2.5 用卡诺图化简练习 E2.2 的表达式。

解 $F = W + WXYZ + WXYZ + WXYZ + WXYZ$

由表达式画出卡诺图, 如图 E2.5 所示。由卡诺图上合并“1”项, 得简化表达式:

$$F = X + W$$

E2.6 用卡诺图将下述函数化成最简“与-或”式:

$$F = (\bar{A}\bar{B} + BD)\bar{C} + BD(\bar{A}\bar{C}) + \bar{D}(\bar{A} + \bar{B})$$

解
$$\begin{aligned} F &= \bar{A}\bar{B}\bar{C} + BD\bar{C} + BD\bar{C} + BD(A + C) + \bar{D}(\bar{A} + \bar{B}) \\ &= \bar{A}\bar{B}\bar{C} + BD\bar{C} + ABD + BCD + ABD \end{aligned}$$

由上式画出卡诺图, 如图 E2.6 所示。由卡诺图上合并“1”项, 得最简“与-或”式:

$$F = AB + B\bar{C}\bar{D} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + B\bar{C}D$$

或:
$$F = AB + \bar{A}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + B\bar{C}\bar{D}$$

E2.7 用卡诺图将下述函数化成最简“或-与”式:

$$F = \bar{A}\bar{B}CD + D(\bar{B}\bar{C}D) + (A + C)BD + \bar{A}(\bar{B} + \bar{C})$$

解 $F = \bar{A}\bar{B}CD + \bar{B}\bar{C}D + ABD + CBD + \bar{A}\bar{B}\bar{C}$

由上式画出卡诺图, 如图 E2.7 所示。由卡诺图上合并“0”项, 得最简“或-与”式:

$$F = (B + D)(\bar{A} + \bar{B} + \bar{D})(A + \bar{C} + \bar{D})$$

E2.8 对于图 2.23 所示电路, 设

$$V_1 = -5V, V_2 = +5V, V_{D(on)} = 0.7V,$$

$$R_1 = 1k\Omega, R_2 = 1k\Omega.$$

若取下列各输入电压:

(a) $A = +1.0V, B = +1.0V.$

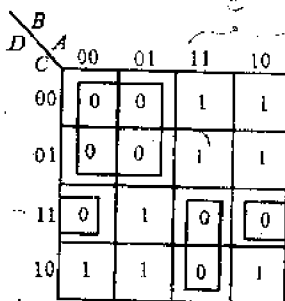


图 E2.7

(b) $A = +4.0\text{V}$; $B = +1.0\text{V}$ 。

试确定 F 端的电压和二极管 D_2 中的电流。

解 (a) 当 A, B 均为低电平时, D_{1A}, D_{1B}, D_2 均导通。各电流方向如图上所示。

则 $V_F = V_A - V_{D1(on)} + V_{D2(on)} = 1 - 0.7 + 0.7 = 1\text{V}$

$$I_{D2} = \frac{V_2 - V_F}{R_2} = \frac{5 - 1}{1} = 4\text{mA}$$

(b) V_A 为高电平, V_B 为低电平, 所以 D_{1A} 导通, D_{1B} 截止, D_2 导通。

则 $V_F = V_A - V_{D1(on)} + V_{D2(on)} = 4 - 0.7 + 0.7 = 4\text{V}$

$$I_{D2} = \frac{V_2 - V_F}{R_2} = \frac{5 - 4}{1} = 1\text{mA}$$

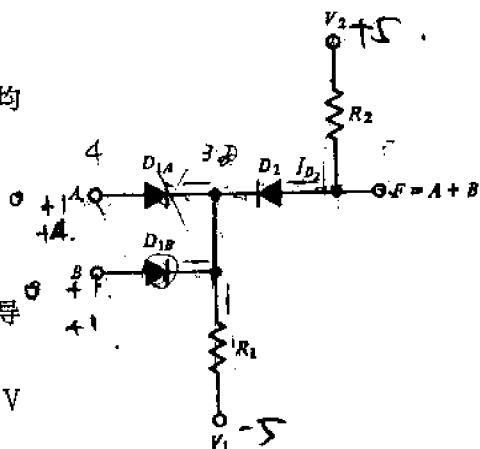


图 2.23

E2.9 对于图 2.24 所示的电路, 设 $V_1 = -2\text{V}$,

$V_2 = +4\text{V}$, $V_{D(on)} = 0.7\text{V}$, $R_1 = 5\text{k}\Omega$, $R_2 = 2\text{k}\Omega$, 若取

下列各输入电压:

(a) $A = 0.2\text{V}$; $B = 0.2\text{V}$ 。

(b) $A = +4\text{V}$; $B = +4\text{V}$ 。

试确定 F 端的电压和二极管 D_2 中的电流。

解 (a) 输入均为低电平时, D_{1A}, D_{1B}, D_2 均导通。

$$\begin{aligned} V_F &= V_A + V_{D1(on)} - V_{D2(on)} \\ &= 0.2 + 0.7 - 0.7 = 0.2\text{V} \end{aligned}$$

$$I_{D2} = \frac{V_F - V_1}{R_1} = \frac{0.2 - (-2)}{5} = 0.44\text{mA}$$

(b) 输入均为高电平时, D_{1A}, D_{1B} 截止, D_2 导通。

$$I_{D2} = \frac{V_2 - V_1 - V_{D2(on)}}{R_1 + R_2} = \frac{4 - (-2) - 0.7}{5 + 2} = 0.757\text{mA}$$

$$V_F = V_1 + I_{D2} \times R_1 = -2 + 0.757 \times 5 = 1.79\text{V}$$

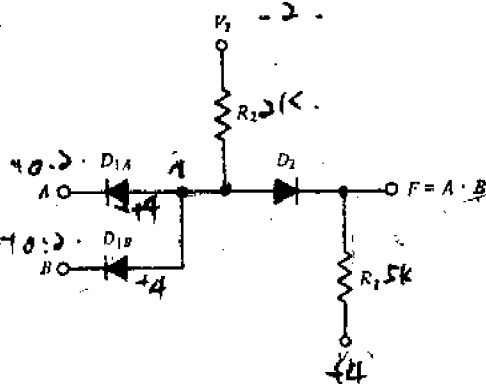


图 2.24

习 题

P2.1 将下列十进制数转换成二进制数:

(a)14; (b)18; (c)25; (d)46; (e)83; (f)124; (g)270。

解 (a)

$$\begin{array}{r|l} 2 & 14 \\ \hline 2 & 7 \\ \hline 2 & 3 \\ \hline 2 & 1 \\ \hline & 0 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{余数 } 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{array}$$

$$\therefore 14_{10} = 1110_2$$

(b)

$$\begin{array}{r|l} 2 & 18 \\ \hline 2 & 9 \\ \hline 2 & 4 \\ \hline 2 & 2 \\ \hline 2 & 1 \\ \hline & 0 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{余数 } 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{array}$$

$$\therefore 18_{10} = 10010_2$$

$$\begin{aligned} 2 \times 7 &= 2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0 \\ 1110 & \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 2 \times 7 &= 2^3 + 2^2 + 2^1 + 2^0 \\ 1110 & \end{aligned}$$

$$\begin{array}{r|l}
 2 & 25 & \text{余数 } 1 \\
 \hline
 2 & 12 & 0 \\
 \hline
 2 & 6 & 0 \\
 \hline
 2 & 3 & 1 \\
 \hline
 2 & 1 & 1 \\
 \hline
 & 0 &
 \end{array}$$

$$\therefore 25_{10} = 11001_2$$

$$\begin{array}{r|l}
 2 & 46 & \text{余数 } 0 \\
 \hline
 2 & 23 & 1 \\
 \hline
 2 & 11 & 1 \\
 \hline
 2 & 5 & 1 \\
 \hline
 2 & 2 & 0 \\
 \hline
 2 & 1 & 1 \\
 \hline
 & 0 &
 \end{array}$$

$$\therefore 46_{10} = 101110_2$$

$$\begin{array}{r|l}
 2 & 83 & \text{余数 } 1 \\
 \hline
 2 & 41 & 1 \\
 \hline
 2 & 20 & 0 \\
 \hline
 2 & 10 & 0 \\
 \hline
 2 & 5 & 1 \\
 \hline
 2 & 2 & 0 \\
 \hline
 2 & 1 & 1 \\
 \hline
 & 0 &
 \end{array}$$

$$\therefore 83_{10} = 1010011_2$$

$$\begin{array}{r|l}
 2 & 124 & \text{余数 } 0 \\
 \hline
 2 & 62 & 0 \\
 \hline
 2 & 31 & 1 \\
 \hline
 2 & 15 & 1 \\
 \hline
 2 & 7 & 1 \\
 \hline
 2 & 3 & 1 \\
 \hline
 2 & 1 & 1 \\
 \hline
 & 0 &
 \end{array}$$

$$\therefore 124_{10} = 1111100_2$$

$$\begin{array}{r|l}
 2 & 270 & \text{余数 } 0 \\
 \hline
 2 & 135 & 1 \\
 \hline
 2 & 67 & 1 \\
 \hline
 2 & 33 & 1 \\
 \hline
 2 & 16 & 0 \\
 \hline
 2 & 8 & 0 \\
 \hline
 2 & 4 & 0 \\
 \hline
 2 & 2 & 0 \\
 \hline
 2 & 1 & 1 \\
 \hline
 & 0 &
 \end{array}$$

$$\therefore 270_{10} = 100001110_2$$

P2.2 将下列二进制数转换成十进制数:

(a) 10111, (b) 01000, (c) 11010, (d) 101010, (e) 110011, (f) 101110, (g) 11011011.

解 (a) $10111_2 = 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 16 + 4 + 2 + 1 = 23_{10}$

(b) $01000_2 = 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 8_{10}$

(c) $11010_2 = 1 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 16 + 8 + 2 = 26_{10}$

(d) $101010_2 = 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 32 + 8 + 2 = 42_{10}$

(e) $110011_2 = 1 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 0 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 32 + 16 + 2 + 1 = 51_{10}$

(f) $101110_2 = 1 \times 2^5 + 0 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 0 \times 2^0 = 32 + 8 + 4 + 2 = 46_{10}$

(g) $11011011_2 = 1 \times 2^7 + 1 \times 2^6 + 0 \times 2^5 + 1 \times 2^4 + 1 \times 2^3 + 0 \times 2^2 + 1 \times 2^1 + 1 \times 2^0$
 $= 128 + 64 + 16 + 8 + 2 + 1 = 219_{10}$

P2.3 将题 P2.1 中列出的数由十进制转换成八进制。

$$\text{解 (a)} \quad \begin{array}{r} 8 \overline{) 14} \\ \underline{8} \\ 6 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{余数 } 6 \\ 1 \end{array}$$

$$\therefore 14_{10} = 16_8$$

$$(b) \quad \begin{array}{r} 8 \overline{) 18} \\ \underline{8} \\ 10 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{余数 } 2 \\ 2 \end{array}$$

$$\therefore 18_{10} = 22_8$$

$$(c) \quad \begin{array}{r} 8 \overline{) 25} \\ \underline{8} \\ 17 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{余数 } 1 \\ 3 \end{array}$$

$$\therefore 25_{10} = 31_8$$

$$(d) \quad \begin{array}{r} 8 \overline{) 46} \\ \underline{8} \\ 38 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{余数 } 6 \\ 5 \end{array}$$

$$\therefore 46_{10} = 56_8$$

$$(e) \quad \begin{array}{r} 8 \overline{) 83} \\ \underline{8} \\ 75 \\ \underline{8} \\ 67 \\ \underline{8} \\ 59 \\ \underline{8} \\ 51 \\ \underline{8} \\ 43 \\ \underline{8} \\ 35 \\ \underline{8} \\ 27 \\ \underline{8} \\ 19 \\ \underline{8} \\ 11 \\ \underline{8} \\ 3 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{余数 } 3 \\ 2 \\ 1 \end{array}$$

$$\therefore 83_{10} = 123_8$$

$$(f) \quad \begin{array}{r} 8 \overline{) 124} \\ \underline{8} \\ 116 \\ \underline{8} \\ 108 \\ \underline{8} \\ 100 \\ \underline{8} \\ 92 \\ \underline{8} \\ 84 \\ \underline{8} \\ 76 \\ \underline{8} \\ 68 \\ \underline{8} \\ 60 \\ \underline{8} \\ 52 \\ \underline{8} \\ 44 \\ \underline{8} \\ 36 \\ \underline{8} \\ 28 \\ \underline{8} \\ 20 \\ \underline{8} \\ 12 \\ \underline{8} \\ 4 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{余数 } 4 \\ 7 \\ 1 \end{array}$$

$$\therefore 124_{10} = 174_8$$

$$(g) \quad \begin{array}{r} 8 \overline{) 270} \\ \underline{8} \\ 262 \\ \underline{8} \\ 254 \\ \underline{8} \\ 246 \\ \underline{8} \\ 238 \\ \underline{8} \\ 230 \\ \underline{8} \\ 222 \\ \underline{8} \\ 214 \\ \underline{8} \\ 206 \\ \underline{8} \\ 198 \\ \underline{8} \\ 190 \\ \underline{8} \\ 182 \\ \underline{8} \\ 174 \\ \underline{8} \\ 166 \\ \underline{8} \\ 158 \\ \underline{8} \\ 150 \\ \underline{8} \\ 142 \\ \underline{8} \\ 134 \\ \underline{8} \\ 126 \\ \underline{8} \\ 118 \\ \underline{8} \\ 110 \\ \underline{8} \\ 102 \\ \underline{8} \\ 94 \\ \underline{8} \\ 86 \\ \underline{8} \\ 78 \\ \underline{8} \\ 70 \\ \underline{8} \\ 62 \\ \underline{8} \\ 54 \\ \underline{8} \\ 46 \\ \underline{8} \\ 38 \\ \underline{8} \\ 30 \\ \underline{8} \\ 22 \\ \underline{8} \\ 14 \\ \underline{8} \\ 6 \end{array} \quad \begin{array}{l} \text{余数 } 6 \\ 1 \\ 4 \end{array}$$

$$\therefore 270_{10} = 416_8$$

P2.4 将下列八进制数转换成十进制数:

(a)13; (b)16; (c)25; (d)56; (e)77; (f)120; (g)243。

$$\text{解 (a)} \quad 13_8 = 1 \times 8^1 + 3 \times 8^0 = 8 + 3 = 11_{10}$$

$$(b) \quad 16_8 = 1 \times 8^1 + 6 \times 8^0 = 8 + 6 = 14_{10}$$

$$(c) \quad 25_8 = 2 \times 8^1 + 5 \times 8^0 = 16 + 5 = 21_{10}$$

$$(d) \quad 56_8 = 5 \times 8^1 + 6 \times 8^0 = 40 + 6 = 46_{10}$$

$$(e) \quad 77_8 = 7 \times 8^1 + 7 \times 8^0 = 56 + 7 = 63_{10}$$

$$(f) \quad 120_8 = 1 \times 8^2 + 2 \times 8^1 + 0 \times 8^0 = 64 + 16 = 80_{10}$$

$$(g) \quad 243_8 = 2 \times 8^2 + 4 \times 8^1 + 3 \times 8^0 = 128 + 32 + 3 = 163_{10}$$

P2.5 将题 P2.2 中列出的数由二进制转换成八进制。

$$\text{解 (a)} \quad \begin{array}{ccc} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ & \downarrow & & & \\ 0 & 1 & 0 & & 1 & 1 & 1 \\ & \downarrow & & \downarrow & & \\ 2 & & & & & 7 \end{array}$$

$$\therefore 10111_2 = 27_8$$

$$(b) \quad \begin{array}{ccc} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ & \downarrow & & & \\ 0 & 0 & 1 & & 0 & 0 & 0 \\ & \downarrow & & \downarrow & & \\ 1 & & & & & 0 \end{array}$$

$$\therefore 01000_2 = 10_8$$

$$(c) \quad \begin{array}{ccc} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ & \downarrow & & & \\ 0 & 1 & 1 & & 0 & 1 & 0 \\ & \downarrow & & \downarrow & & \\ 3 & & & & & 2 \end{array}$$

$$\therefore 11010_2 = 32_8$$

$$(d) \quad \begin{array}{ccc} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ & \downarrow & & & \\ 1 & 0 & 1 & & 0 & 1 & 0 \\ & \downarrow & & \downarrow & & \\ 5 & & & & & 2 \end{array}$$

$$\therefore 101010_2 = 52_8$$

$$(e) \quad \begin{array}{ccc} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ & \downarrow & & & \\ 1 & 1 & 0 & & 0 & 1 & 1 \\ & \downarrow & & \downarrow & & \\ 6 & & & & & 3 \end{array}$$

$$\therefore 110011_2 = 63_8$$

$$(f) \quad \begin{array}{ccc} 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ & \downarrow & & & \\ 1 & 0 & 1 & & 1 & 1 & 0 \\ & \downarrow & & \downarrow & & \\ 5 & & & & & 6 \end{array}$$

$$\therefore 101110_2 = 56_8$$

$$\begin{array}{c}
 (g) \quad 1101 \ 1011 \\
 \downarrow \\
 011 \ 011 \ 011 \\
 \downarrow \downarrow \downarrow \\
 3 \quad 3 \quad 3 \\
 \therefore 11011011_2 = 333_{10}
 \end{array}$$

P2.6 将题 P2.4 中列出的数由八进制转换成二进制。

$$\begin{array}{lll}
 \text{解 (a)} \quad 13 & (b) \quad 16 & (c) \quad 25 \\
 \downarrow & \downarrow & \downarrow \\
 001 \ 011 & 001 \ 110 & 010 \ 101 \\
 \therefore 13_8 = 1011_2 & \therefore 16_8 = 1110_2 & \therefore 25_8 = 10101_2 \\
 \\
 (d) \quad 56 & (e) \quad 77 & (f) \quad 120 \\
 \downarrow & \downarrow & \downarrow \\
 101 \ 110 & 111 \ 111 & 001 \ 010 \ 000 \\
 \therefore 56_8 = 101110_2 & \therefore 77_8 = 111111_2 & \therefore 120_8 = 1010000_2 \\
 \\
 (g) \quad 243 & & \\
 \downarrow & & \\
 010 \ 100 \ 011 & & \\
 \therefore 243_8 = 10100011_2
 \end{array}$$

P2.7 将下列十进制数转换成8421和2421的二-十进制(BCD)码 (见《集成电路导论》附录 C 中表 C.2)；

(a)642; (b)579; (c)438; (d)216; (e)813; (f)475

解 (1)转换成 8421 码的二-十进制(BCD)码

$$\begin{array}{llll}
 (a) \quad 642_{10} = 0110 & 0100 & 0010 & (8421) \\
 (b) \quad 579_{10} = 0101 & 0111 & 1001 & (8421) \\
 (c) \quad 438_{10} = 0100 & 0011 & 1000 & (8421) \\
 (d) \quad 216_{10} = 0010 & 0001 & 0110 & (8421) \\
 (e) \quad 813_{10} = 1000 & 0001 & 0011 & (8421) \\
 (f) \quad 475_{10} = 0100 & 0111 & 0101 & (8421)
 \end{array}$$

(2) 转换成 2421 码的二-十进制(BCD)码

$$\begin{array}{llll}
 (a) \quad 642_{10} = 1100 & 0100 & 0010 & (2421) \\
 (b) \quad 579_{10} = 1011 & 1101 & 1111 & (2421) \\
 (c) \quad 438_{10} = 0100 & 0011 & 1110 & (2421) \\
 (d) \quad 216_{10} = 0010 & 0001 & 1100 & (2421) \\
 (e) \quad 813_{10} = 1110 & 0001 & 0011 & (2421) \\
 (f) \quad 475_{10} = 0100 & 1101 & 1011 & (2421)
 \end{array}$$

P2.8 把下列二-十进制(BCD)码转换成十进制数：

$$\begin{array}{llll}
 (a) \quad 0110 & 0011 & 1000 & 0010 \quad (8421) \\
 (b) \quad 1101 & 1011 & 0010 & 1100 \quad (2421) \\
 (c) \quad 0111 & 1001 & 0101 & 0110 \quad (8421)
 \end{array}$$

(d) 1110 0100 1100 0011 (2421)

解 (a) 0110 0011 1000 0010 (8421)=6382₁₀

(b) 1101 1011 0010 1100 (2421)=7526₁₀

(c) 0111 1001 0101 0110 (8421)=7956₁₀

(d) 1110 0100 1100 0011 (2421)=8463₁₀

P2.9 图 P2.9 所示电路由四个两位置开关、一个灯泡和一个电源组成。

(a) 作出开关位置所有可能组合的真值表，规定开关闭合状态和灯亮状态都为 1。

(b) 根据(a)的结果写出表示灯亮的布尔表达式。

解 设灯为 L ，四个开关分别为 A 、 B 、 C 、 D 。

(a) 作真值表，有四个输入变量，共有 $2^4=16$ 种可能的组合，如表 P2.9 所示。

A	B	C	D	L	注 释
0	0	0	0	0	由电路可知： 当开关 C 闭合即 $C=1$ ，灯亮 $L=1$ 当 $C=0$ 时，灯 一定不亮， $L=0$ $D=1$ 时， A 或 B 中有一 个闭合，即有一个为 1， 灯亮， $L=1$
0	0	0	1	0	
0	0	1	0	1	
0	0	1	1	1	
0	1	0	0	0	
0	1	0	1	1	
0	1	1	0	1	
0	1	1	1	1	
1	0	0	0	0	
1	0	0	1	1	
1	0	1	0	1	
1	0	1	1	1	
1	1	0	0	0	
1	1	0	1	1	
1	1	1	0	1	
1	1	1	1	1	

表 P2.9

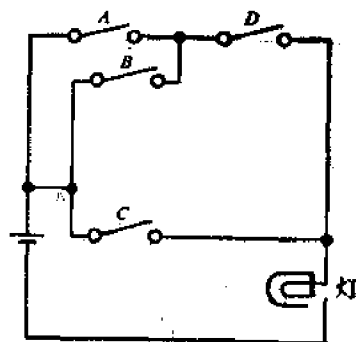


图 P2.9

(b) 由真值表写出 L 的表达式：

$$\begin{aligned}
 L &= \overline{A}BC\overline{D} + \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}BCD + A\overline{B}C\overline{D} + A\overline{B}CD \\
 &= \overline{A}BC(\overline{D}+D) + (\overline{A}+A)\overline{B}CD + (A+A)BCD \\
 &= \overline{A}BC + (B+\overline{B})CD = \overline{C}(\overline{A}+B+D) = C + (A+B)D
 \end{aligned}$$

P2.10 按下述(a)到(d)给出的条件，作出函数 F ——表示班上“没有人”谈话——的真值表，并写出 F 的表达式。规定“在场的学生”为 1，班上“没有人”谈话也为 1。

(a) A 从未在班上谈话。

(b) 只有当 C 在场时 B 才谈话。

(c) C 一直在谈话。

(d) 只有当 A 在场时 D 才谈话。

解 (1) 作真值表，如表 P2.10 所示。

A	B	C	D	F	注 释
0	0	0	0	1	
0	0	0	1	1	由(c), 当C=1时, F=0
0	0	1	0	0	
0	0	1	1	0	由(d), 当A=1, D=1时, F=0 其它情况均无
0	1	0	0	1	人谈话, F=1
0	1	0	1	1	
0	1	1	0	0	
0	1	1	1	0	
1	0	0	0	1	
1	0	0	1	0	
1	0	1	0	0	
1	0	1	1	0	
1	1	0	0	1	
1	1	0	1	0	
1	1	1	0	0	
1	1	1	1	0	

表 P2.10

A	B	C	D	F
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	0
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1

表 P2.11

W	X	Y	Z	XWY	XYZ	F
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0
0	0	1	1	0	0	0
0	1	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0
0	1	1	0	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0
1	0	1	1	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	0	0
1	1	1	0	0	0	0
1	1	1	1	0	1	1

表 P2.12

(2) 由真值表写出F的表达式:

$$\begin{aligned}
 F &= \overline{A}B\overline{C}\overline{D} + \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}B\overline{C}\overline{D} + \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}B\overline{C}\overline{D} + \overline{A}B\overline{C}D \\
 &= \overline{A}B\overline{C}(\overline{D} + D) + \overline{A}B\overline{C}(\overline{D} + D) + \overline{A}C\overline{D}(B + B) \\
 &= \overline{A}\overline{C}(\overline{B} + B) + \overline{A}C\overline{D} = \overline{C}(\overline{A} + \overline{A}D) = \overline{C}(\overline{A} + \overline{D})
 \end{aligned}$$

P2.11 根据布尔表达式 $AB(C+D)+AC\overline{D}$ 作出一个真值表。

$$\begin{aligned}
 \text{解 设 } F &= AB(C+D)+AC\overline{D} = ABC+ABD+AC\overline{D} \\
 &= ABC(D+\overline{D})+ABD(C+\overline{C})+AC\overline{D}(B+\overline{B})
 \end{aligned}$$

$$=ABCD+ABC\bar{D}+AB\bar{C}D+A\bar{B}CD$$

根据上式作 F 的真值表, 如表 P2.11 所示。

P2.12 根据布尔表达式 $F=X[\bar{W}Y+Z(Y+\bar{X})]$, 作出一个真值表, 并画出函数 F 的一个用开关和灯表示的电路图。规定灯亮时 F 为“真”。

解 $F=X[\bar{W}Y+Z(Y+\bar{X})]=X\bar{W}Y+XYZ$

(1) 作 F 的真值表, 如表 P2.12 所示。

(2) $F=X\bar{W}Y+XYZ=XY(\bar{W}+Z)$

根据此式作开关及灯的电路图如图 P2.12 所示。

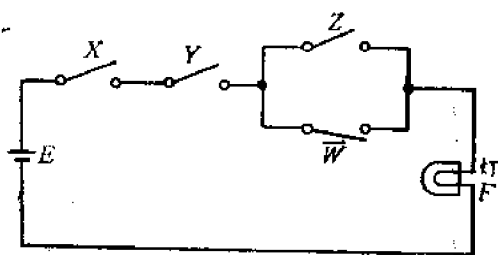


图 P2.12

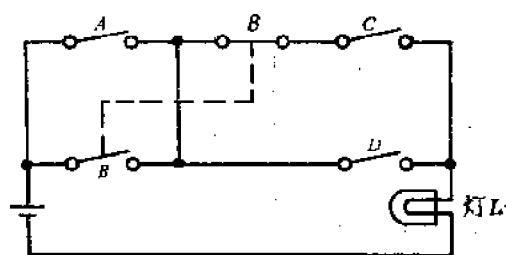


图 P2.13

P2.13 已知电路如图 P2.13 所示。按灯亮的条件作出真值表, 并写出其布尔表达式。用“真”来表示开关闭合或灯亮。

解 (1) 四个输入变量 A, B, C, D , 则共有 $2^4=16$ 种可能的组合。输出变量 L 。作真值表如表 P2.13 所示。

A	B	C	D	L	
0	0	0	0	0	(1) 当 D 闭合, A, B 中有一个闭合, 灯就亮。 (2) 当 C 闭合, B 闭合(B 打开), A 闭合, 灯才亮。
0	0	0	1	0	
0	0	1	0	0	
0	0	1	1	0	
0	1	0	0	0	
0	1	0	1	1	
0	1	1	0	0	
0	1	1	1	1	
1	0	0	0	0	
1	0	0	1	1	
1	0	1	0	1	
1	0	1	1	1	
1	1	0	0	0	
1	1	0	1	1	
1	1	1	0	0	
1	1	1	1	1	

表 P2.13

(2) 由真值表写出布尔表达式:

$$L=\bar{A}\bar{B}\bar{C}D+\bar{A}\bar{B}CD+\bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D}+\bar{A}\bar{B}C\bar{D}+\bar{A}\bar{B}CD+\bar{A}\bar{B}\bar{C}D+\bar{A}\bar{B}CD$$

$$\begin{aligned}
 &= \bar{A}BD(\bar{C}+C) + A\bar{B}D(\bar{C}+C) + A\bar{B}(\bar{D}+D) + ABD(\bar{C}+C) \\
 &= BD(\bar{A}+A) + AD(\bar{B}+B) + A\bar{B}C \\
 &= BD + AD + A\bar{B}C
 \end{aligned}$$

P2.14 用真值表证明表达式:

$$A\bar{B} + AC = (A+D)(\bar{B}+C)(A+\bar{D})$$

解 令 $F_1 = A\bar{B} + AC$, $F_2 = (A+D)(\bar{B}+C)(A+\bar{D})$,
作函数 F_1 和 F_2 的真值表, 如表 P2.14 所示。

A	B	C	D	$A\bar{B}$	AC	F_1	$A+D$	$\bar{B}+C$	$A+\bar{D}$	F_2
0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
0	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0
0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0
0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0	0	1	0	0	0
0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0
0	1	1	1	0	0	0	1	1	0	0
1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1
1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0
1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0
1	1	1	0	0	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1

表 P2.14

由真值表可知, $F_1 = F_2$, 所以上式相等。

P2.15 用布尔定理证明下列等式:

(a) $A\bar{B}D + A\bar{B}\bar{D} + AB\bar{C} = A\bar{D} + AB\bar{C}$

(b) $ACD + A\bar{C}D + \bar{A}D + BC + B\bar{C} = B + D$

(c) $WYZ + W\bar{X}Z + X\bar{Y}Z = Z(W + X + Y)(W + \bar{X} + Y)$

(d) $(Y + Z)(W + X)(Y + Z)(Y + \bar{Z}) = YZ(W + X)$

解 (a) $A\bar{B}D + A\bar{B}\bar{D} + AB\bar{C} = A\bar{D}(B + \bar{B}) + AB\bar{C} = A\bar{D} + AB\bar{C}$

(b) $ACD + A\bar{C}D + \bar{A}D + BC + B\bar{C}$

$$\begin{aligned}
 &= AD(C + \bar{C}) + \bar{A}D + B(C + \bar{C}) = (A + \bar{A})D + B \\
 &= B + D
 \end{aligned}$$

(c) $WYZ + W\bar{X}Z + X\bar{Y}Z$

$$\begin{aligned}
 &= Z(WY + W\bar{X} + X\bar{Y}) = Z(\overline{WY \cdot W\bar{X} \cdot X\bar{Y}}) \\
 &= Z(\overline{W + Y})(\overline{W + \bar{X}})(\overline{X + Y}) \\
 &= Z(\overline{W\bar{X} + WY + X\bar{Y}})(X + Y) \\
 &= Z(\overline{WXY + W\bar{X}Y}) = Z(\overline{WXY \cdot W\bar{X}Y})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= Z(W+X+Y)(W+X+Y) \\
 (d) \quad &(Y+Z)(W+X)(Y+Z)(Y+Z) \\
 &= (YZ+ZY)(W+X)(Y+Z) \\
 &= (W+X)(YYZ+YZZ) = (W+X)YZ
 \end{aligned}$$

P2.16 用布尔定理化简下列表达式:

- (a) $\overline{A}BCD + \overline{C}D + ABCD$
 (b) $A(\overline{B}C + \overline{A}D) + A(B\overline{C} + AD)$
 (c) $\overline{A}BE + \overline{C}E(B\overline{E} + A\overline{C}E) + A\overline{E} + A\overline{E}C$
 (d) $\overline{V}Z(V+Z) + VWY + YZ(W+Y) + VWY$

解 (a) $\overline{A}BCD + \overline{C}D + ABCD$
 $= CD(\overline{A}B + 1 + AB) = \underline{\overline{C}D}$
 (b) $A(\overline{B}C + \overline{A}D) + A(B\overline{C} + AD)$
 $= \overline{A}BC + A\overline{A}D + AB\overline{C} + AAD = A(\overline{B}C + \overline{B}C + D)$
 (c) $\overline{A}BE + \overline{C}E(B\overline{E} + A\overline{C}E) + A\overline{E} + A\overline{E}C$
 $= \overline{A}BE + \overline{C}E\overline{E}(B + A\overline{C}) + A\overline{E}(1 + C)$
 $= \overline{A}BE + A\overline{E}$
 (d) $\overline{V}Z(Y+Z) + VWY + YZ(W+Y) + VWY$
 $= \overline{V}ZV + \overline{V}ZZ + VW(Y+Y) + YZW + YZY$
 $= \overline{V}W + YZ(W+1) = \overline{V}W + YZ$

P2.17 应用布尔定理化简下列各函数的“补”表达式。

- (a) $B(\overline{A}D + C)(C + D)(A + \overline{B})$
 (b) $A[\overline{B}C + C(B + \overline{D})]$
 (c) $\overline{RST} + R\overline{S}T + RST$
 (d) $\overline{WZR} + T(WR + \overline{Z}) + \overline{TZ}$

解 (a) $\overline{B(\overline{A}D + C)(C + D)(A + \overline{B})}$
 $= \overline{(ACD + CC + ADD + CD)(AB + \overline{B}B)}$
 $= \overline{C(\overline{A}D + 1 + D)AB} = \overline{ABC} = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C}$
 (b) $\overline{A[\overline{B}C + C(B + \overline{D})]} = \overline{A(\overline{B}C + BC + C\overline{D})}$
 $= \overline{A[B(\overline{C} + C) + \overline{C} + D]} = \overline{A + B + (\overline{C} + D)}$
 $= \overline{A} + \overline{B}(\overline{C} + D) = \overline{A} + \overline{B}C + \overline{B}D$
 (c) $\overline{RST} + R\overline{S}T + RST = \overline{RST} + RT(\overline{S} + S) = \overline{RST} + RT$
 $= (R + \overline{S} + T)(\overline{R} + \overline{T})$ 最简“或与”式
 $= R\overline{R} + \overline{S}R + TR + RT + \overline{S}T + \overline{T}T$
 $= TR + \overline{S}R + RT$ 最简“与或”式
 (或 $= TR + \overline{S}T + RT$)
 (d) $\overline{WZR} + T(WR + \overline{Z}) + \overline{TZ}$
 $= \overline{WZR} + TWR + TZ + \overline{TZ} = \overline{WR}(\overline{Z} + T) + \overline{TZ} + \overline{TZ}$

$$= [\overline{W}R + (\overline{Z} + \overline{T})](T + Z)(T + \overline{Z})$$

$$= (T + Z)(T + \overline{Z})(W + R)$$

P2.18 一个现代化的大学，同意设立一个蓝绶带（评奖）委员会，以便作出一些重要的决定。委员会由一名教务长，一名系主任，一名教授和一名学生组成。投票按三分之二多数的规则通过；其选票分配如下：教务长和系主任每人四票，教授三票，学生一票。委员会的每个成员有一个开关，他可以闭合这个开关表示用他的全部票额投赞成票，也可以断开这个开关表示用全部票额投反对票。但不能投零散票。试设计一个元件数最少的开关电路，使得只有当投票通过时灯才亮。

解 设：教务长 4 票：赞成，开关 A 闭合即 $A = 1$

反对，开关 A 打开即 $A = 0$

系主任 4 票：赞成，开关 $B = 1$

反对，开关 $B = 0$

教授 3 票：赞成，开关 $C = 1$

反对，开关 $C = 0$

学生 1 票：赞成，开关 $D = 1$

反对，开关 $D = 0$

灯为 L ，当赞成票总数 $\geq (4 + 4 + 3 + 1) \times \frac{2}{3} = 8$ 票时 $L = 1$ 灯亮，否则 $L = 0$

灯灭。

(1) 作真值表如表 P2.18 所示

(2) 由真值表写出布尔表达式：

$$L = \overline{A}BCD + A\overline{B}CD + AB\overline{C}D + ABC\overline{D} + ABCD + \overline{A}BC\overline{D} + A\overline{B}C\overline{D} + \overline{A}B\overline{C}D + \overline{A}B\overline{C}\overline{D}$$

$$= BCD(\overline{A} + A) + AB\overline{C}(\overline{D} + D) + ACD(\overline{B} + B) + \overline{A}B(\overline{C}D + \overline{C}\overline{D})$$

$$= CD(A + B) + AB(\overline{C} + C) = CD(A + B) + AB$$

(3) 由表达式作开关电路如图 P2.18 所示。

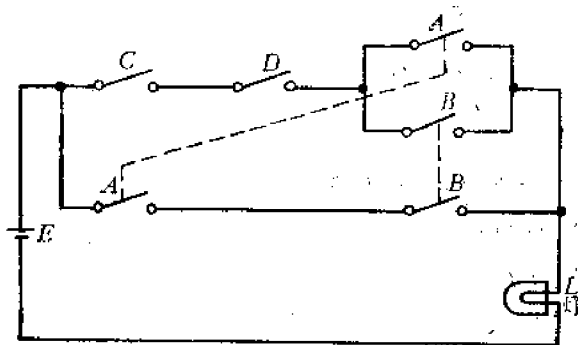


图 P2.18

A	B	C	D	L	赞成票总数
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	1
0	0	1	0	0	3
0	0	1	1	0	4
0	1	0	0	0	4
0	1	0	1	0	5
0	1	1	0	0	7
0	1	1	1	1	8
1	0	0	0	0	4
1	0	0	1	0	5
1	0	1	0	0	7
1	0	1	1	1	8
1	1	0	0	1	8
1	1	0	1	1	9
1	1	1	0	1	11
1	1	1	1	1	12

表 P2.18

P2.19 用卡诺图证明题 P2.15 中的等式。

解 (a) 由函数 $F = ABD + ABD + ABC$ 作卡诺图, 如图 P2.19a 所示。由卡诺图化简得函数:

$$F = AD + ABC$$

$$\therefore ABD + ABD + ABC \\ = AD + ABC$$

(b) 由函数 $F = ACD + ACD + AD + BC + BC$ 作卡诺图, 如图 P2.19b 所示。由卡诺图化简得函数:

$$F = B + D$$

$$\therefore ACD + ACD + AD + BC \\ + BC = B + D$$

(c) 由函数 $F = WYZ + WXZ + XYZ$ 作卡诺图, 如图 P2.19c 所示。由卡诺图合并“0”项化简得:

$$F = Z(W + X + Y)(W + X + Y)$$

$$\therefore WYZ + WXZ + XYZ \\ = Z(W + X + Y) \\ \times (W + X + Y)$$

(d) 由等式左边的补函数

$$\begin{aligned} \bar{F} &= (\bar{Y} + \bar{Z})(\bar{W} + \bar{X})(\bar{Y} + \bar{Z})(\bar{Y} + \bar{Z}) \\ &= \bar{Y} + \bar{Z} + \bar{W} + \bar{X} + \bar{Y} + \bar{Z} + \bar{Y} + \bar{Z} \\ &= \bar{Y} \cdot \bar{Z} + \bar{W} \bar{X} + \bar{Y} \cdot \bar{Z} + \bar{Y} \bar{Z} \end{aligned}$$

作卡诺图, 如图 P2.19d 所示。由卡诺图合并“1”项化简得:

$$F = XYZ + WYZ = YZ(X + W)$$

$$\therefore (\bar{Y} + \bar{Z})(\bar{W} + \bar{X})(\bar{Y} + \bar{Z})(\bar{Y} + \bar{Z}) = YZ(X + W)$$

P2.20 用卡诺图化简题 P2.16 中的表达式。

解 设 F 等于题 P2.16 中的表达式。

$$(a) F = \bar{A}BCD + CD + ABCD$$

作 F 的卡诺图如图 P2.20a 所示。由卡诺图化简得:

$$F = CD$$

$$(b) F = A(\bar{B}C + \bar{A}D) + A(B\bar{C} + \bar{A}D) \\ = \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}D$$

作 F 的卡诺图如图 P2.20b 所示。

由卡诺图化简得:

$$F = \bar{A}\bar{D} + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C}$$

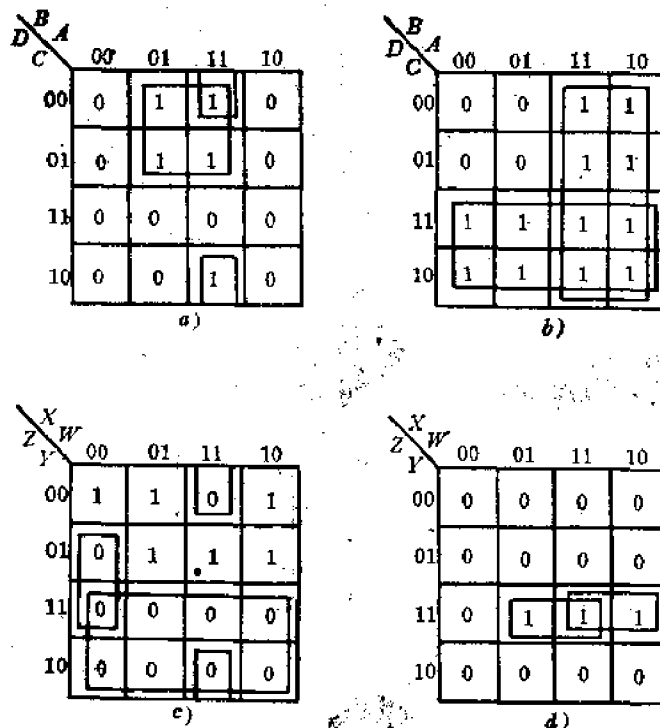


图 P2.19

$$(c) \quad F = \overline{A}BE + CE(BE + ACE) + AE + AEC \\ = \overline{A}BE + AE + AEC$$

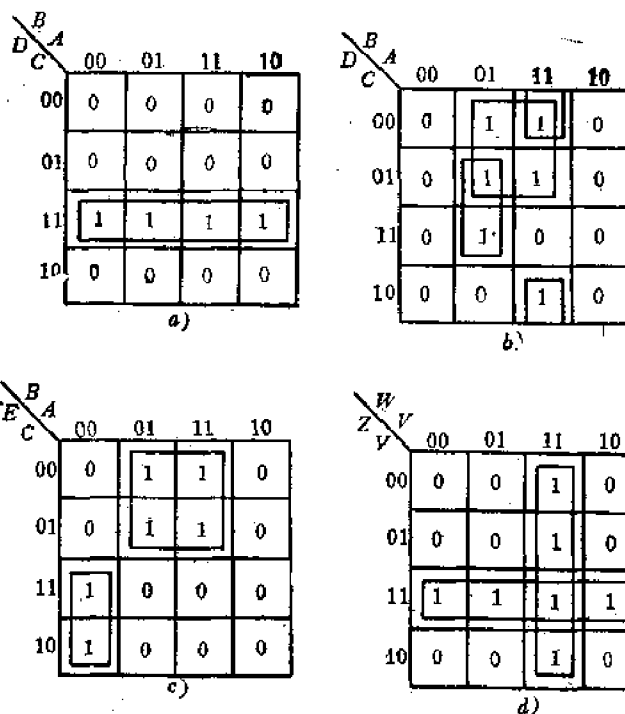


图 P2.20

作 F 的卡诺图如图 P2.20c 所示。

由卡诺图化简得：

$$F = AE + \overline{A}BE$$

$$(d) \quad F = VZ(V+Z) + VWY + YZ(W+Y) + VWY \\ = VWY + YZW + YZ + VWY$$

作 F 的卡诺图如图 P2.20d 所示。

由卡诺图化简得：

$$F = VW + YZ$$

P2.21 用卡诺图化简题 P2.17 中各表达式的“补”式。

解 设 F 等于题 P2.17 中的表达式。

$$(a) \quad F = B(\overline{A}D + C)(C + D)(A + \overline{B}) \\ = AB(\overline{A}C\overline{D} + C + CD) \\ = ABC\overline{D} + ABC + ABCD$$

作 F 的卡诺图如图 P2.21a 所示。由卡诺图合并“1”项，化简得：

$$F = ABC$$

∴

$$\overline{F} = \overline{ABC} = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C}$$

$$(b) \quad F = A[\overline{B}C + C(B + \overline{D})] \\ = A\overline{B}C + ABC + ACD$$

作 F 的卡诺图如图 P2.21b 所示。由卡诺图合并“0”项，化简得：

$$F = \bar{A} + BD + B\bar{C}$$

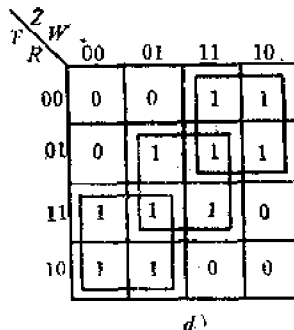
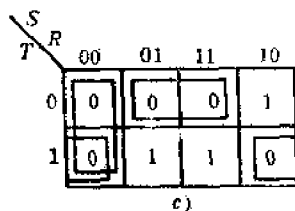
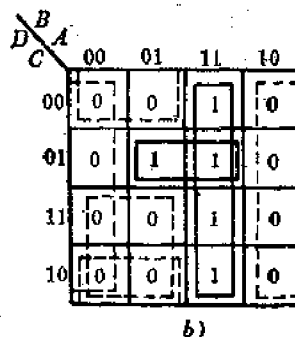
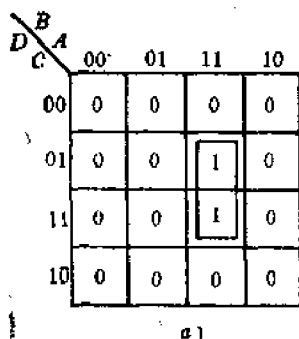


图 P2.21

或由卡诺图合并“1”项，化简得：

$$F = \overline{AB + ACD} = \overline{AB} \cdot \overline{ACD} \\ = (\bar{A} + \bar{B})(\bar{A} + \bar{C} + \bar{D})$$

$$(c) \quad F = \bar{E}ST + R\bar{S}T + RST$$

作 F 的卡诺图如图 P2.21c 所示。由卡诺图合并“0”项，化简得：

$$F = RT + RS + \bar{R}T$$

或

$$F = RT + ST + \bar{R}T$$

$$(d) \quad F = WZR + T(WR + Z) + TZ \\ = WZR + TWR + TZ + TZ$$

作 F 的卡诺图如图 P2.21d 所示。由卡诺图合并 1 项，化简得

$$F = ZT + WR + ZT$$

$$\therefore F = (Z + T)(W + R)(Z + T)$$

P2.22 用卡诺图使下列函数最简化：

$$(a) \quad \bar{A}\bar{B}\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}C + \bar{A}BC$$

$$(b) \quad ABC + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}C + \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}BC + \bar{A}BC$$

$$(c) \quad \bar{A}\bar{B} + \bar{A}\bar{C} + \bar{A}B + \bar{A}C + \bar{B}\bar{C} + \bar{A}B\bar{C}$$

$$(d) \quad C(\bar{A}\bar{B} + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}BC) + \bar{A}\bar{C}$$

解 令函数为 F 。

(a) 由函数作卡诺图如图 P2.22a 所示。由卡诺图合并“1”项，化简得：

$$F = BC + \bar{B}C + AB$$

或由卡诺图合并“0”项，化简得：

$$\begin{aligned} F &= \overline{BC} + \overline{ABC} \\ &= \overline{BC} \cdot \overline{ABC} \\ &= (B+C)(A+\bar{B}+\bar{C}) \end{aligned}$$

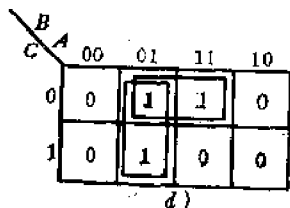
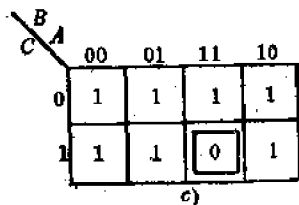
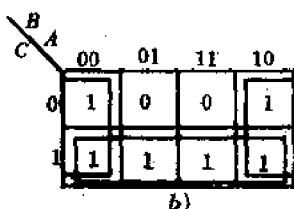
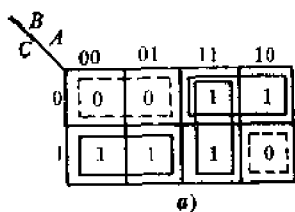


图 P2.22

(d)
$$\begin{aligned} F &= C(AB + AB\bar{C} + ABC) + A\bar{C} \\ &= ABC + \bar{A}BC + A\bar{C} \end{aligned}$$

由函数作卡诺图如图 P2.22d 所示。由卡诺图合并“1”项，化简得：

$$F = AB + A\bar{C}$$

或

$$F = A(\bar{B} + \bar{C})$$

A	B	C	D	F
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	1
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	0
1	1	1	1	1

P2.23 已知真值表如下，试确定函数 F 的最简化表达式。

解 由真值表作函数 F 的卡诺图如图

P2.23 所示。由卡诺图化简得：

$$F = \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D} + BD + D\bar{C} + AD$$

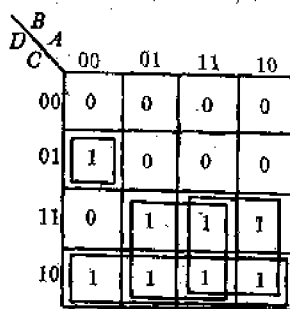


图 P2.23

P2.24 用真值表和卡诺图写出一个进行拳击比赛的最简化表达式。已知：

(a) 只有当有人观看时， A 才与任何人比赛。

(b) 只有当周围无其它人时， B 才与 C 比赛。

(c) 必须当 D 不在场时, C 才与任何人比赛。

(d) D 始终不进行比赛。

解 设 A, B, C, D 在场为 1, 不在场为 0; 进行比赛 F 为 1, 不进行比赛 F 为 0。

(1) 根据条件作真值表, 如表 P2.24 所示。

(2) 由真值表作 F 的卡诺图如图 P2.24 所示。

(3) 由卡诺图化简得:

$$F = B\bar{C}\bar{D} + ABD$$

$\begin{matrix} B \\ D \backslash A \end{matrix}$	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	0	0	1	1
11	0	0	1	0
10	0	0	1	0

图 P2.24

A	B	C	D	F
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	0
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	1
1	1	1	1	1

表 P2.24

P2.25 汽车在下列任何条件下即使接通点火开关也不起动:

(a) 车门关上, 但座位皮带未束紧。

(b) 束紧了座位皮带, 但停车制动闸未松开。

(c) 松开了制动闸, 但车门未关上。

试利用真值表写出点火开关接通时, 允许汽车起动的最简化表达式。

解 设:

D 为车门开关信号, 车门关上时 $D=1$ 。

S 为座位皮带松紧信号, 皮带束紧时 $S=1$ 。

B 为停车制动闸松紧信号, 制动闸松开时 $B=1$ 。

F 为汽车起动信号, 汽车起动时 $F=1$ 。

(1) 根据条件作真值表:

(2) 由真值表写出汽车起动的表达式:

$$F = ABC + \bar{A}\bar{B}\bar{C}$$

D	S	B	F	注 释
0	0	0	1	检修时, 试验发动机
0	0	1	0	
0	1	0	0	
0	1	1	0	
1	0	0	0	
1	0	1	0	
1	1	0	0	
1	1	1	1	汽车正常的开动

P2.26 设输入都不取补, 试用最少的“与非”门数

来实现下列函数:

(a) $F = AB + \bar{A}B$

(b) $F = \bar{B}C(A + \bar{D}) + BD(\bar{A} + \bar{C})$

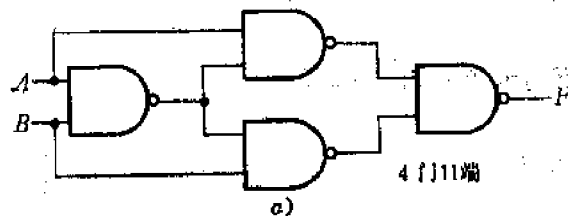
(c) $F = \bar{A} + B(\bar{C} + DE)$

(d) $F = ABD + \bar{B}\bar{D} + A\bar{C}\bar{D}$

解 (a) $F = AB + \bar{A}B = A\bar{A} + AB + \bar{A}B + BB = A(\bar{A} + B) + B(\bar{A} + B)$

$$= A(\overline{A \cdot B}) + B(\overline{A \cdot B}) = \overline{A \cdot A \cdot B \cdot B \cdot AB}$$

画出逻辑电路图, 如图 P2.26a 所示。



B \ A	00	01	11	10
00	0	0	0	0
01	1	1	0	0
11	0	1	1	0
10	0	0	1	1

b-1)

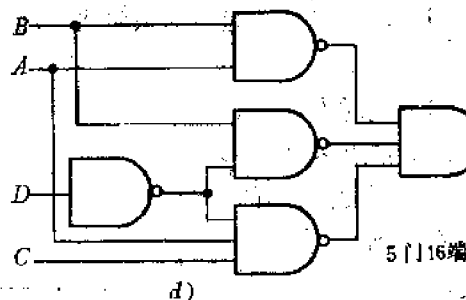
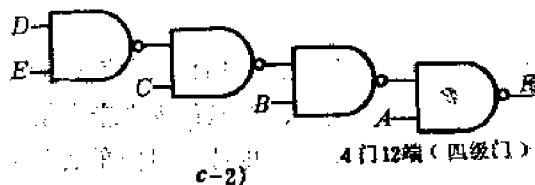
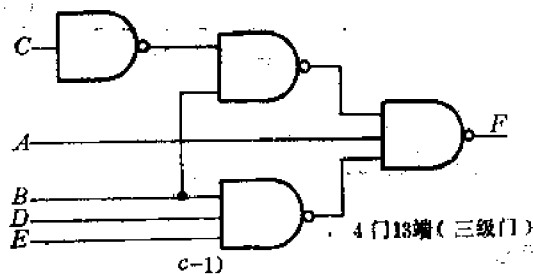
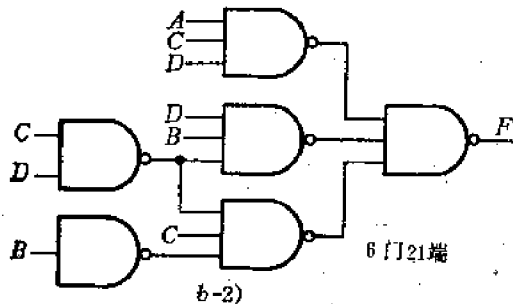


图 P2.26

(b) $F = BC(A + \bar{D}) + BD(A + \bar{C}) = ABC + B\bar{C}\bar{D} + ABD + B\bar{C}D$

根据上式作卡诺图, 如图 P2.26b-1 所示。由卡诺图化简得:

$$F = ACD + \bar{B}\bar{C}\bar{D} + B\bar{C}D$$

$$= ACD + \bar{B}\bar{C}(\bar{C} + D) + BD(\bar{C} + D)$$

$$= \overline{ACD \cdot \bar{B}\bar{C}(\bar{C}\bar{D}) \cdot BD(\bar{C}\bar{D})}$$

画出逻辑电路图, 如图 P2.26b-2 所示。

(c) 解一:

$$F = \overline{A} + B(\overline{C} + DE) = \overline{A \cdot B(\overline{C} + DE)} = \overline{A \cdot B\overline{C} + BDE} \\ = \overline{A \cdot B\overline{C}} \cdot \overline{BDE}$$

画出逻辑电路图, 如图 P2.26c-1 所示。

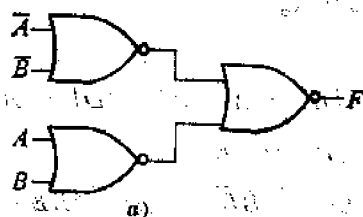
解二:

$$F = \overline{A} + B(\overline{C} + DE) = \overline{A \cdot B(\overline{C} + DE)} = \overline{A \cdot B(C \cdot \overline{DE})}$$

画出逻辑电路图, 如图 P2.26c-2 所示。

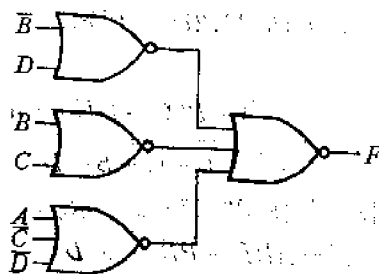
(d) $F = ABD + B\overline{D} + AC\overline{D} = B(AD + \overline{D}) + AC\overline{D}$

$$= B(A + \overline{D}) + AC\overline{D} = AB + B\overline{D} + AC\overline{D} = \overline{AB \cdot B\overline{D} \cdot AC\overline{D}}$$

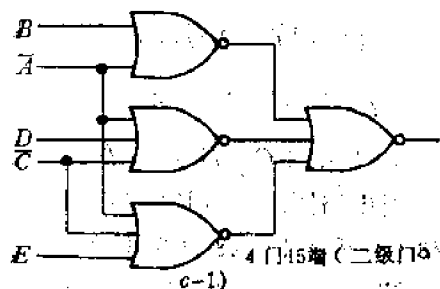


		B \ A			
		00	01	11	10
D \ C	00	0	0	0	0
	01	1	1	0	0
	11	0	1	1	0
	10	0	0	1	1

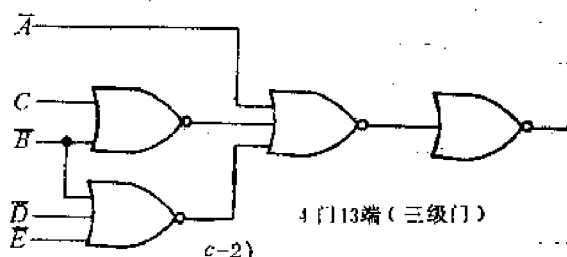
b-1)



b-2)



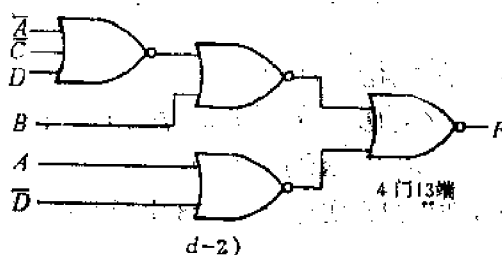
c-1)



c-2)

		B \ A			
		00	01	11	10
D \ C	00	0	0	1	1
	01	0	1	1	1
	11	0	0	1	0
	10	0	0	1	0

d-1)



d-2)

图 P2.27

画出逻辑电路图, 如图 P2.26d 所示。

P2.27 用“或非”门来重做题 P2.26。允许取补变量输入。

$$\begin{aligned}\text{解 (a)} \quad F &= AB + \bar{A}B = A\bar{A} + AB + \bar{A}B + B\bar{B} = A(\bar{A} + B) + B(\bar{A} + B) \\ &= (\bar{A} + B)(A + B) = \overline{\bar{A} + B + A + B}\end{aligned}$$

画出逻辑电路图, 如图 P2.27a 所示。

$$(b) \quad F = BC(A + \bar{D}) + BD(A + \bar{C}) = ABC + B\bar{C}\bar{D} + ABD + B\bar{C}D$$

根据上式作卡诺图, 如图 P2.27b-1 所示。由卡诺图合并“0”项, 化简得:

$$\begin{aligned}F &= \overline{BD + B\bar{C} + \bar{A}CD} \\ &= \overline{B + D + B + C + A + \bar{C} + D}\end{aligned}$$

画出逻辑电路图, 如图 P2.27b-2 所示。

(c) 解一:

$$\begin{aligned}F &= \bar{A} + B(\bar{C} + DE) = \bar{A} + B\bar{C} + BDE = \overline{A \cdot B\bar{C} \cdot BDE} \\ &= \overline{A(B + C)(B + D + E)} \\ &= \overline{ABB + ABC + ABD + ACD + ABE + ACE} \\ &= \overline{AB + ACD + ACE} = \overline{A + B + \bar{A} + \bar{C} + D + \bar{A} + \bar{C} + E}\end{aligned}$$

画出逻辑电路图, 如图 P2.27c-1 所示。

解二:

$$\begin{aligned}F &= \bar{A} + B(\bar{C} + DE) = \bar{A} + B\bar{C} + BDE = \overline{A \cdot B\bar{C} \cdot BDE} \\ &= \overline{A + B + C + B + D + E}\end{aligned}$$

画出逻辑电路图, 如图 P2.27c-2 所示。

$$(d) \quad F = ABD + BD + ACD$$

根据上式作卡诺图, 如图 P2.27d-1 所示。由卡诺图合并“0”项, 化简得:

$$\begin{aligned}F &= \overline{AB + B\bar{C} + BD + AD} \\ &= \overline{B(\bar{A} + \bar{C} + D) + AD} \\ &= \overline{B + \bar{A} + \bar{C} + D + A + D}\end{aligned}$$

画出逻辑电路图, 如图 P2.27d-2 所示。

P2.28 分析图 P2.28 中的电路, 并以“与-或”式写出 F 的最简化表达式。

解 根据电路写出表达式, 并化简之。

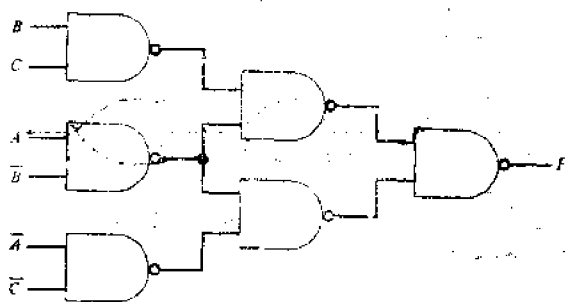


图 P2.28

$$\begin{aligned}F &= \overline{BC \cdot AB \cdot AC \cdot AB} \\ &= \overline{BC \cdot AB + AC \cdot AB} = \overline{AB(BC + AC)} \\ &= \overline{AB(BC + \bar{A}C)} = \bar{A} + B\end{aligned}$$

P2.29 用“或非”门来实现图 P2.28 中所求得的最简化表达式。

解 由题 P2.28 得:

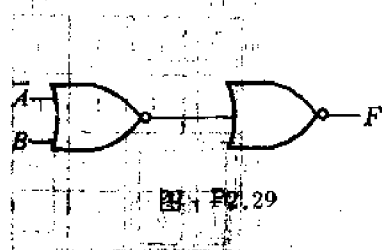


图 P2.29

$$F = \bar{A} + B = \overline{\bar{A} + B}$$

根据上式画出逻辑电路图, 如图 P2.29 所示。

P2.30 分析图 P2.30 中的电路, 并写出其最简化表达式。

解 根据电路写出表达式, 并化简之。

$$\begin{aligned} F &= (\overline{B+C}) \cdot \overline{AC} + AC + \bar{A} \\ &= \overline{ABC} + AC + \bar{A} \\ &= \bar{A} + B + C + \bar{C} + \bar{A} \\ &= \bar{A} + B + 1 = 1 \end{aligned}$$

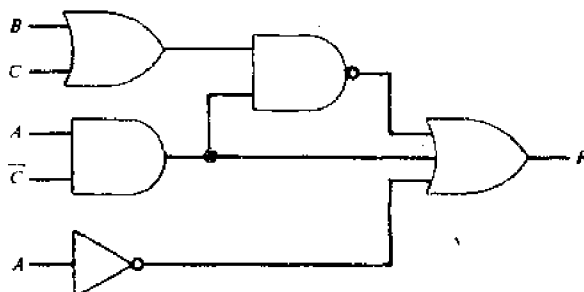


图 P2.30

P2.31 用最少的“或非”门来实现函数

$$F = \overline{BC} + \overline{AC} + \overline{BD}$$

解 (1) 根据函数作卡诺图, 如图 P2.31a 所示。

(2) 由卡诺图合并“0”项, 化简得:

$$\begin{aligned} F &= \overline{AB + BC + ACD} \\ &= \overline{\bar{A} + \bar{B} + B + C + \bar{A} + \bar{C} + D} \end{aligned}$$

(3) 根据上式画出逻辑电路图, 如图 P2.31b 所示。

P2.32 设计一个最简化的“或非”门逻辑网络, 该网络在 A、B、C 和 D 四条输入线上接收用 8421 二进制码表示的数, 并且当输入 ≥ 5 时输出为逻辑 1。

解 (1) 根据题意作真值表, 如表 P2.32 所示。

(2) 由真值表作卡诺图, 如图 P2.32a 所示。

(3) 由卡诺图合并“0”项, 化简得:

$$\begin{aligned} F &= \overline{\bar{A}\bar{B} + \bar{A}\bar{C}\bar{D}} \\ &= \overline{\bar{A} + \bar{B} + \bar{A} + \bar{C} + \bar{D}} \end{aligned}$$

(4) 根据上式画出逻辑电路图, 如图 P2.32b 所示。

a)

	B	A		
D \ C	00	01	11	10
00	1	1	0	0
01	1	0	0	1
11	1	1	0	1
10	1	1	0	0

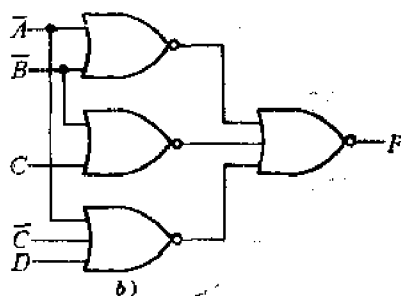


图 P2.31

a)

	B	A		
D \ C	00	01	11	10
00	0	1	1	0
01	0	1	1	1
11	0	1	1	1
10	0	1	1	1

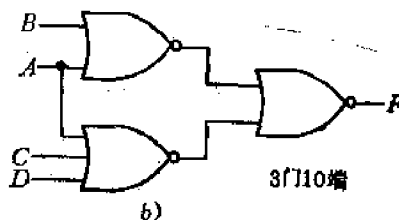


图 P2.32

P2.33 已知电路如图

P2.33a 所示, 二极管特性如图 P2.33b 所示。

(a) 若 $V_i = 5V$, $V_o = 0V$, 当 V_A 从 0V 变到 5V 时, 作出 V_F 与 V_A 的关系曲线。

代 码				十 进 制 数	输 出 F
(8) D	(4) C	(2) B	(1) A		
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	0
0	0	1	0	2	0
0	0	1	1	3	0
0	1	0	0	4	0
0	1	0	1	5	1
0	1	1	0	6	1
0	1	1	1	7	1
1	0	0	0	8	1
1	0	0	1	9	1
1	0	1	0		ϕ
1	0	1	1		ϕ
1	1	0	0		ϕ
1	1	0	1		ϕ
1	1	1	0		ϕ
1	1	1	1		ϕ

表 P2.32

(b) 将(a)中 V_s 值分别取1V、2V、3V、4V和5V, 其它不变。当 V_A 从0V变到5V时, 重做(a)。

(c) 设采用正逻辑, 这个门代表什么函数?

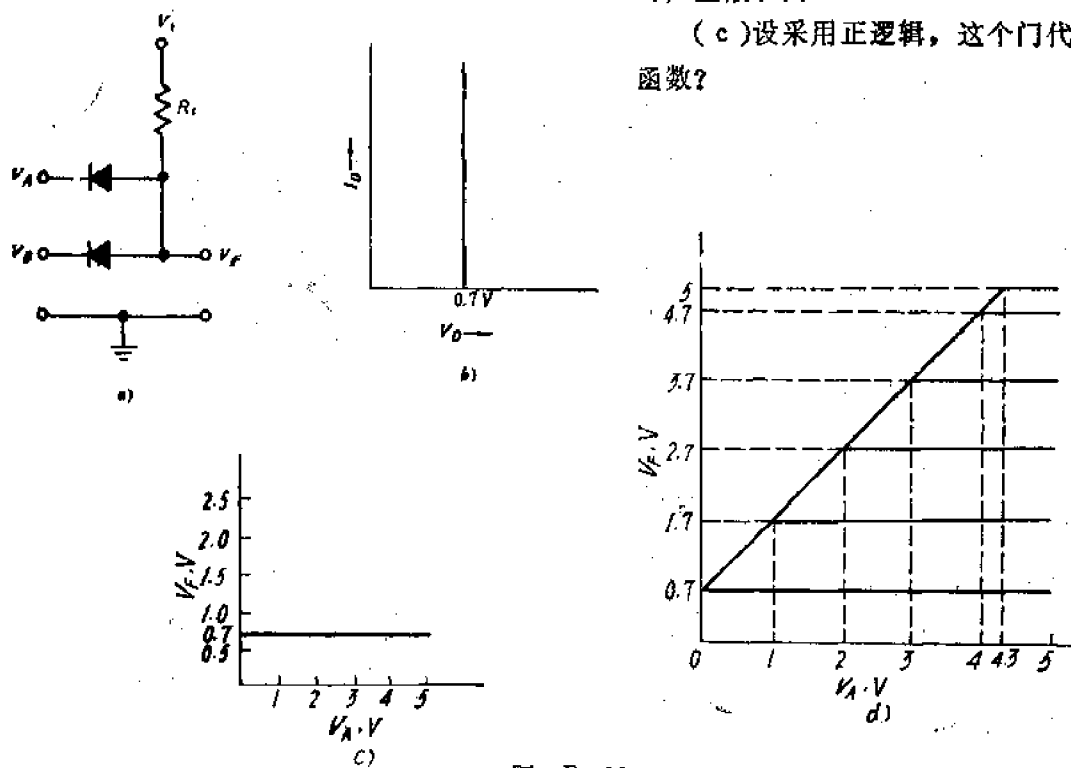


图 P2.33

解 由图b二极管特性知, $V_{D(on)} = 0.7V$ 。

(a) $V_s = 0V$, D_s 导通, $V_F = 0.7V$;

$V_A=0V, D_A$ 也导通, $V_F=0.7V$ 。

$5V \geq V_A > 0$, 因为 D_B 导通, V_F 被箝位在 $0.7V$, D_A 不再导通, 所以 V_F 不随 V_A 变化。 V_F 与 V_A 的关系曲线如图 P2.33c 所示。

(b) $V_B=1V$ 时:

$V_A < 1V, D_A$ 导通, $V_F = V_A + V_{D(on)} = V_A + 0.7V$, 即 V_F 随 V_A 线性增加;

$V_A > 1V, D_B$ 导通, $V_F = V_B + V_{D(on)} = 1 + 0.7 = 1.7V$;

$V_A=1V, D_A, D_B$ 同时导通, $V_F=1.7V$ 。

同理, $V_B=2V$ 时:

$0V \leq V_A < 2V \quad V_F = V_A + 0.7V \quad 2V \leq V_A \leq 5V \quad V_F = 2.7V \quad V_B=3V$ 时:

$0V \leq V_A < 3V \quad V_F = V_A + 0.7V \quad 3V \leq V_A \leq 5V \quad V_F = 3.7V \quad V_B=4V$ 时:

$0V \leq V_A < 4V \quad V_F = V_A + 0.7V \quad 4V \leq V_A \leq 5V \quad V_F = 4.7V \quad V_B=5V$ 时, D_B 截止,

$0V \leq V_A < 4.3V \quad V_F = V_A + 0.7V \quad 4.3V \leq V_A \leq 5V \quad D_A$ 也截止 $V_F=5V$

V_F 与 V_A 的关系曲线如图 P2.33d 所示。

(c) 由以上计算可知, 只要输入端有一个为低电平时 (正逻辑时为 0), 输出恒为低电平, 只有当输入全为高电平 (即为逻辑 1) 时, 输出才为高电平。所以这是一个 “与” 门 $F=A \cdot B$ 。

P2.34 在题 P2.33 中, 若将二极管反接, 并取 $V_i = -5V, -5V \leq V_A \leq 0, V_B$ 值取 $-5V, -4V, -3V, -2V, -1V$ 和 $0V$, 重做 P2.33。

解 (a) $V_B=0V, D_B$ 导通, $V_F = -0.7V$ 。 $V_A=0V, D_A, D_B$ 同时导通, V_F 仍为 $-0.7V$ 。 $-5V \leq V_A < 0V, D_A$ 不导通, V_F 箝位在 $-0.7V$, 不随 V_A 变化。 V_F 与 V_A 的关系曲线如图 P2.34a 所示。

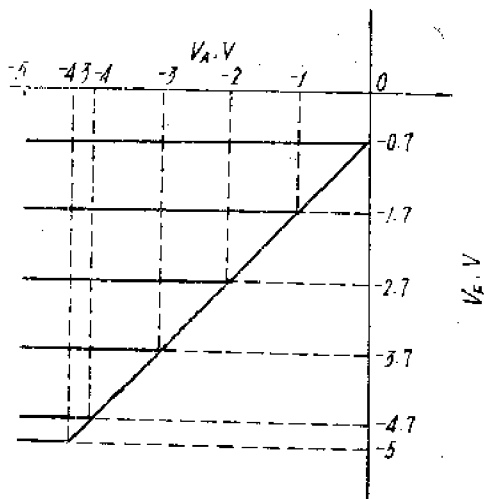
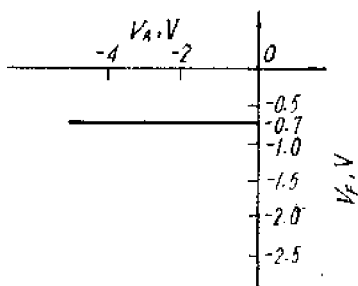


图 P2.34

(b) $V_B=-1V$ 时:

$V_A > -1V, D_A$ 导通, $V_F = V_A - V_{D(on)}$, 即 V_F 随 V_A 线性增加。

$V_A < -1V, D_B$ 先导通, $V_F = V_B - V_{D(on)} = -1 - 0.7 = -1.7V$

$V_A=-1V, D_A, D_B$ 同时导通, $V_F=-1.7V$ 。

同理, $V_B=-2V$,

$-2V < V_A \leq 0V \quad V_F = V_A - 0.7V$

$-5V \leq V_A \leq -2V \quad V_F = -2.7V$

$$V_s = -3V,$$

$$-3V < V_A \leq 0V \quad V_F = V_A - 0.7V$$

$$-5V \leq V_A \leq -3V \quad V_F = -3.7V$$

$$V_s = -4V,$$

$$-4V < V_A \leq 0V \quad V_F = V_A - 0.7V$$

$$-5V \leq V_A \leq -4V \quad V_F = -4.7V$$

$$V_s = -5V, D_s \text{ 截止,}$$

$$-4.3V < V_A \leq 0V \quad V_F = V_A - 0.7V$$

$$-5V \leq V_A \leq -4.3V \quad D_A \text{ 也截止, } V_F = -5V$$

V_F 与 V_A 的关系曲线如图 P2.34b 所示。

(c) 由以上计算可知, 只要输入端有一个为高电平 (正逻辑时为 1) 时, 输出为高电平, 只有当输入全为低电平 (即为逻辑 0) 时, 输出才为低电平。所以这是一个“或”门 $F = A + B$ 。

P2.35 已知函数 $F = AC + BD + BC + AD$, 试用最少数目的具有两个输入二极管的逻辑“或”门和逻辑“与”门来实现该函数。

解 (1) 化简函数:

$$F = AC + BD + BC + AD$$

$$= A(C + D) + B(C + D) = (A + B)(C + D)$$

(2) 用二极管逻辑门实现该函数, 如图 P2.35 所示。

P2.36 用负逻辑重做题 P2.35。

解 由题 P2.35 知函数为

$$F = (A + B)(C + D)$$

负逻辑时, 实现该函数的二极管逻辑门电路如图 P2.36 所示。

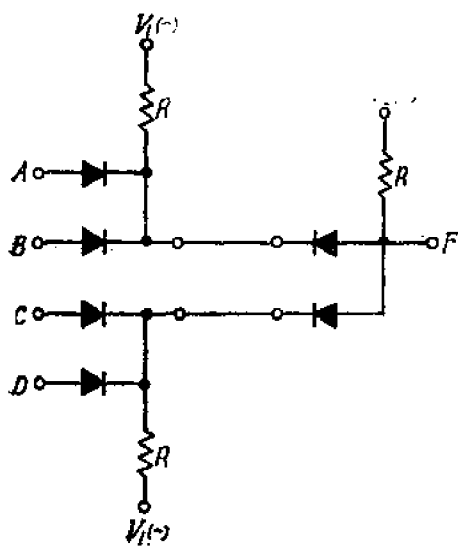


图 P2.35

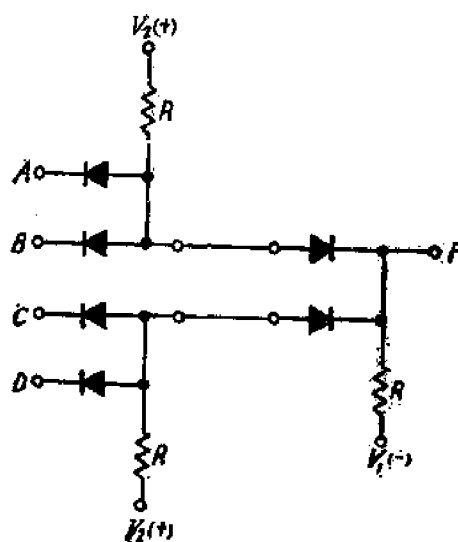


图 P2.36

第三章 逻辑门电路

练习

E3.1 在图3.4的反相器电路中, 晶体管的特性如下:

$V_{BE(sat)}=0.7V$, $V_{CE(sat)}=0.2V$, $\beta_F=50$, 取扇出为 5, 试确定:

- F 点的低电平和高电平。
- F 点的低电平和高电平噪声容限。
- 负载晶体管的基极过驱动系数。

解 (a) 由(3.9)式 $I_{BT} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_b + R_s/N} = \frac{5 - 0.7}{1 + 10/5} = 1.433mA$

则 F 点的高电平为:

$$V_{FH} = V_{CC} - I_{BT}R_C = 5 - 1.433 \times 1 \\ = 3.57V$$

F 点的低电平为:

$$V_{FL} = V_{CE(sat)} = 0.2V$$

(b) 饱和和边缘的基极电流:

$$I_{B(EOS)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{\beta_F R_C} \\ = \frac{5 - 0.2}{50 \times 1} = 0.096mA$$

输入高电平门限电压:

$$V_{IH} = I_{B(EOS)}R_b + V_{BE(sat)} \\ = 0.096 \times 10 + 0.7 = 1.66V$$

输入低电平门限电压:

$$V_{IL} = V_{BE(on)} = 0.7V$$

$\therefore$ 高电平噪声容限为:

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 3.57 - 1.66 = 1.91V$$

低电平噪声容限为:

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 0.7 - 0.2 = 0.5V$$

(c) 实际基极电流:

$$I_B = \frac{I_{BT}}{N} = \frac{1.433}{5} = 0.2866mA$$

过驱动系数:

$$k = \frac{I_B}{I_{B(EOS)}} = \frac{0.2866}{0.096} = 2.99$$

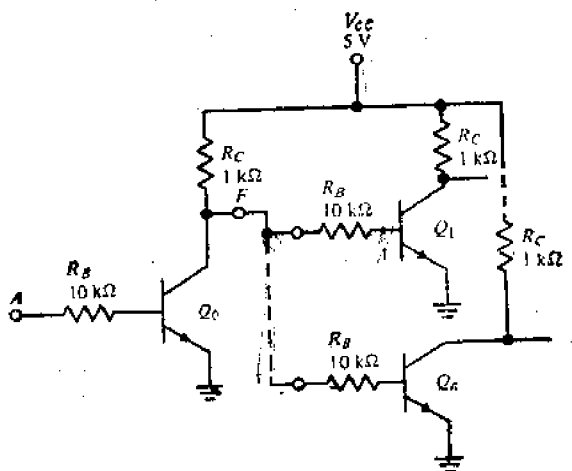


图3.4

E3.2 本题电路与图3.4相似, 但有如下一些改变:

$R_B = 1k\Omega$, $V_{CC} = 3V$, $R_C = 2k\Omega$, 晶体管具有如下特性:

$0.6V < V_{BE(sat)} < 0.9V$, $2.7V < V_{CC} < 3.3V$,

$0.1V < V_{CE(sat)} < 0.4V$, $10 < \beta_F < 100$,

试按最坏情况设计原则来确定:

- (a) 晶体管在饱和状态时的最大集电极电流。
- (b) 保证所有晶体管饱和的最小基极电流。
- (c) 当所有负载晶体管在饱和边缘 (即 $k=1$) 时的最大负载数。

解 (a) $I_{C(sat)max} = \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{CE(sat)}}}{R_C} = \frac{3.3 - 0.1}{2} = 1.6mA$

(参数上面带一划表示最大值, 下面带一划表示最小值)。

(b) 如 $\beta_{Fmin} \cdot I_B \geq I_{C(sat)max}$ 晶体管保证能饱和。所以最小基极电流

$$I_{Bmin} = \frac{I_{C(sat)max}}{\underline{\beta_F}} = \frac{1.6}{10} = 0.16mA$$

(c) 由公式 $N \leq \frac{\beta_F}{k} \left(\frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{V_{CC} - V_{CE(sat)}} \right) - \frac{R_B}{R_C}$

当考虑最坏情况, 并且 $k=1$ 时,

$$N \leq \underline{\beta_F} \left(\frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{\overline{V_{CC}} - \underline{V_{CE(sat)}}} \right) - \frac{R_B}{R_C}$$

V_{CC} 取最小值:

$$N \leq \underline{\beta_F} \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{\underline{V_{CC}} - \underline{V_{CE(sat)}}} - \frac{R_B}{R_C} = 10 \frac{2.7 - 0.9}{2.7 - 0.1} - \frac{1}{2} = 6.4$$

V_{CC} 取最大值:

$$N \leq \underline{\beta_F} \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{\overline{V_{CC}} - \underline{V_{CE(sat)}}} - \frac{R_B}{R_C} = 10 \frac{3.3 - 0.9}{3.3 - 0.1} - \frac{1}{2} = 7$$

考虑最坏情况, 最大负载数 $N=6$ 。

E3.3 利用图3.7中的电压传输特性, 取扇出为1, 试求:

- (a) 逻辑摆幅。
- (b) 噪声容限。
- (c) 过渡宽度。

解 (a) 由图3.7得:

$$V_{IL} = 0.6V$$

$$V_{IH} = 0.7V$$

$$V_{OL} = 0.15V$$

$$V_{OH} = 1.95V$$

逻辑摆幅 $V_{OH} - V_{OL}$
 $= 1.95 - 0.15$
 $= 1.8V$

(b) 高电平噪声容限:

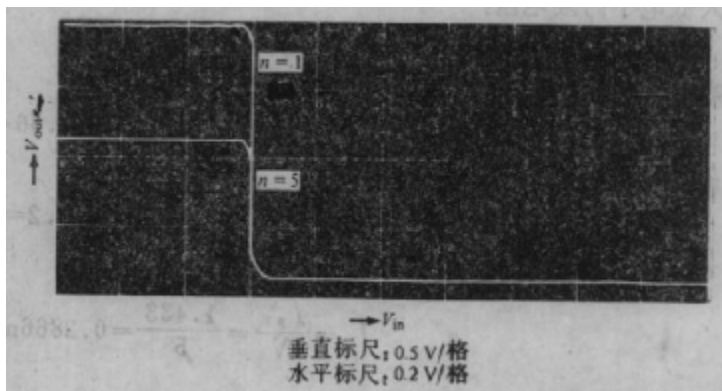


图3.7

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 1.95 - 0.7 = 1.25V$$

低电平噪声容限:

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 0.6 - 0.15 = 0.45V$$

∴ 噪声容限 $NM = 0.45V$

(c) 过渡宽度 $V_{IH} - V_{IL} = 0.7 - 0.6 = 0.1V$

E3.4 设低功耗 RTL 门的 $R_B = 1.5k\Omega$, $R_C = 3.6k\Omega$, $V_{CC} = 3.6V$ 。门电路中所用的晶体管特性如下: $V_{BE(sat)} = 0.65V$, $V_{CE(sat)} = 0.15V$, $\beta_F = 30$, 如取扇出为 4, 试求:

(a) 逻辑摆幅。

(b) 噪声容限。

(c) 负载晶体管的基极过驱动系数。

解 RTL 门电路如图 E3.4 所示。

(a) $V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.15V$

$$I_{BT} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N} = \frac{3.6 - 0.65}{3.6 + 1.5/4} = 0.7421mA$$

$$V_{OH} = V_{CC} - I_{BT}R_C = 3.6 - 0.7421 \times 3.6 = 0.9284V$$

逻辑摆幅 $V_{OH} - V_{OL} = 0.9284 - 0.15 = 0.778V$

(b) $V_{IL} = V_{BE(sat)} = 0.65V$

$$I_{B(EOS)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{\beta_F R_C} = \frac{3.6 - 0.15}{30 \times 3.6} = 0.03194mA$$

$$V_{IH} = I_{B(EOS)}R_B + V_{BE(sat)} = 0.03194 \times 1.5 + 0.65 = 0.6979V$$

高电平噪声容限:

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 0.9284 - 0.6979 = 0.231V$$

低电平噪声容限

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 0.65 - 0.15 = 0.5V$$

∴ 噪声容限 $NM = 0.231V$

(c) 实际基极电流 $I_B = \frac{I_{BT}}{N} = \frac{0.7421}{4} = 0.1855mA$

过驱动系数 $k = \frac{I_B}{I_{B(EOS)}} = \frac{0.1855}{0.03194} = 5.81$

E3.5 试计算与图 3.13 相似的基本 DTL 门的扇出, 但各元件数值如下:

$$R_1 = 2k\Omega, V_{CC} = +4V, V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.65V,$$

$$R_2 = 20k\Omega, V_{BB} = -2V, V_{CE(sat)} = 0.15V,$$

$$R_3 = 2k\Omega, k = 1, \beta_F = 30.$$

解 DTL 门输入高电平时, D_1 、 D_2 反偏, 所以高电平扇出不受限制, 只需计算低电平扇出。

当 A_1 、 A_2 输入均为高电平时:

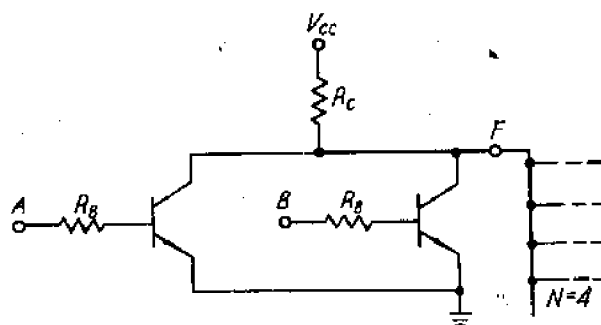
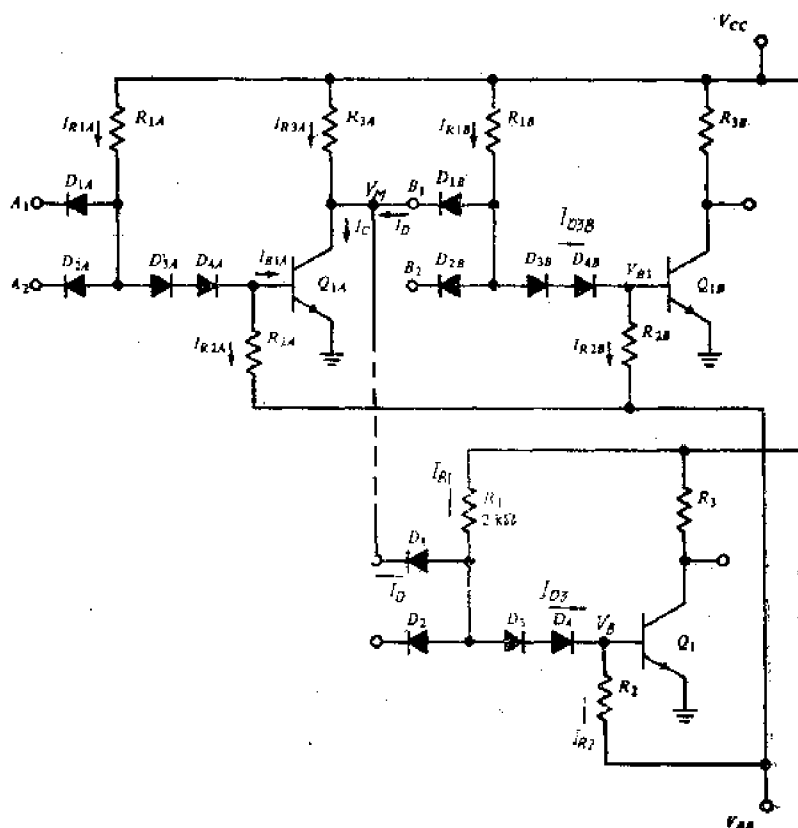


图 E3.4

$$I_{B1A} = I_{R1A} - I_{R2A} = 1.025 - 0.1325 = 0.8925 \text{ mA}$$



每一负载门流出电流（当只有一个输入端接低电平时，流出电流最大），

$$I_D = I_{R1} - I_{D3} = 1.6 - 0.075 = 1.525 \text{ mA}$$

扇出

$$N = \frac{I_{C(EO5)} - I_{R3A}}{I_D} = \frac{26.78 - 1.925}{1.525} = 16.3$$

取

$$N = 16$$

E3.6 高阈值逻辑 DTL 门电路和图 3.15 相似，只是二极管 D_2 改用一个 6V 击穿电压的齐纳二极管来代替。 D_2 的较高“导通”电压也意味着 V_{CC} 必须提高到 15V。为了避免过多的功耗，各个电阻值也有所增加。

$$R_1 = 12 \text{ k}\Omega, R_2 = 5 \text{ k}\Omega, R_3 = 15 \text{ k}\Omega, R_4 = 3 \text{ k}\Omega,$$

$$V_{CC} = 15 \text{ V}, V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}, V_{BE(sat)} = 0.7 \text{ V}, V_{D1(on)} = 0.7 \text{ V},$$

$$V_{D2(on)} = 6.0 \text{ V}, \beta_F = 20.$$

试计算此门电路的下列数据：

- 逻辑摆幅。
- 转折点电压。
- 噪声容限。
- $k=1$ 时的扇出。

解 按题意画出电路如图 E3.6 所示。

$$(a) V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$$

$$V_{OH} = V_{CC} = 15 \text{ V}$$

$$\therefore \text{逻辑摆幅} = V_{OH} - V_{OL}$$

$$= 15 - 0.2 = 14.8 \text{ V}$$

$$(b) V_{IH} = V_{IL} = V_{BE2(sat)} + V_{D2(on)} + V_{BE1(sat)} - V_{D1(on)} \\ = 0.7 + 6 + 0.7 - 0.7 = 6.7 \text{ V}$$

$$\text{所以转折点电压: } \begin{cases} V_{IL} = 6.7 \text{ V} \\ V_{OH} = 15 \text{ V} \end{cases} \quad \begin{cases} V_{IH} = 6.7 \text{ V} \\ V_{OL} = 0.2 \text{ V} \end{cases}$$

(c) 高电平噪声容限:

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 15 - 6.7 = 8.3 \text{ V}$$

低电平噪声容限:

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 6.7 - 0.2 = 6.5 \text{ V}$$

$\therefore$ 噪声容限

$$NM = 6.5 \text{ V}$$

(d) 当输入端 A 、 B 都为高电平时， D_{1A} 、 D_{1B} 截止， Q_1 、 Q_2 、 D_2 导通，得:

$$V_{B1} = V_{BE1(on)} + V_{D2(on)} + V_{BE2(sat)} = 0.7 + 6 + 0.7 = 7.4 \text{ V}$$

又

$$V_{CC} - V_{B1} = I_{B1}R_1 + (I_{B1} + I_{C1})R_4$$

由于 Q_1 不饱和， I_{C1} 等于 $\beta_F I_{B1}$ ，代入上式整理得:

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{R_1 + (1 + \beta_F)R_4} = \frac{15 - 7.4}{12 + (1 + 20) \times 3} = 0.1013 \text{ mA}$$

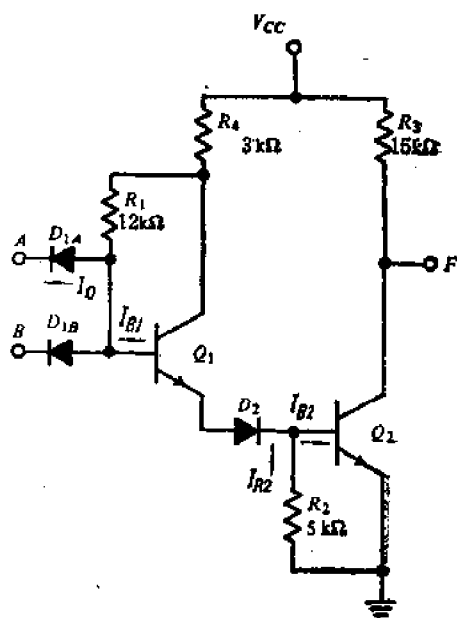


图 E3.6

$$I_{B2} = I_{B1} - I_{R2} = (1 + \beta_F) I_{B1} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_2} = (1 + 20) \times 0.1013 - \frac{0.7}{5} = 1.987 \text{ mA}$$

Q_2 在饱和边缘时 (即 $k=1$)

$$I_{C2(EOs)} = \beta_F I_{B2} = 20 \times 1.987 = 39.74 \text{ mA}$$

$$I_{R3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3} = \frac{15 - 0.2}{15} = 0.9867 \text{ mA}$$

负载门输入低电平时, 输入二极管 D_1 导通, Q_1 、 Q_2 均截止, 所以每门灌入驱动门的电流:

$$I_D = \frac{V_{CC} - (V_{CE(sat)} + V_{D1(on)})}{R_1 + R_i} = \frac{15 - (0.2 + 0.7)}{12 + 3} = 0.94 \text{ mA}$$

扇出

$$N = \frac{I_{C2(EOs)} - I_{R3}}{I_D} = \frac{39.74 - 0.9867}{0.94} = 41.2$$

取

$$N = 41$$

E3.7 图3.17中的 TTL 电路具有下列数据:

$$R_1 = 4 \text{ k}\Omega, R_2 = 5 \text{ k}\Omega, R_3 = 4 \text{ k}\Omega,$$

$$V_{CC} = 5 \text{ V}, V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}, V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.7 \text{ V},$$

$$\beta_F = 20, \beta_R = 0.5.$$

如将门的各输入端联结在一起, 接到一个相同的门, 试问在下列情况下输入端的电流方向和数值将怎样?

(a) 被测门的输入为高电平时。

(b) 被测门的输入为低电平时。

解 按题意画出电路如图 E3.7 所示。

(a) 在所有的输入均为高电平时, 晶体管 Q_1 工作在反接放大状态, 电流流入发射极, 从集电极流出, 并且 D_2 、 Q_3 也导通。

$$\begin{aligned} V_{B1} &= V_{BE(sat)} + V_{CE(sat)} \\ &= 0.7 - 0.2 = 0.5 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{B1} &= V_{BE(sat)} + V_{D2(on)} + V_{CE(sat)} \\ &= 0.7 + 0.7 + 0.5 = 1.9 \text{ V} \end{aligned}$$

$$I_{R1} = I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{R_1} = \frac{5 - 1.9}{4} = 0.775 \text{ mA}$$

$$-I_{E1} = \beta_R I_{B1} = 0.5 \times 0.775 = 0.388 \text{ mA}$$

所以输入端的电流流入门内, 数值为 0.388 mA

(b) 输入端为低电平时, Q_1 工作在正向饱和状态, D_1 、 Q_3 截止。

$$V_{B1} = V_{BE(sat)} + V_{CE(sat)} = 0.7 + 0.2 = 0.9 \text{ V}$$

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{R_1} = \frac{5 - 0.9}{4} = 1.03 \text{ mA}$$

此时 I_C 就是 D_1 的漏电流(极小), 故

$$I_{R1} \approx I_{B1} = 1.03 \text{ mA}$$

所以输入端的电流是流出的, 数值为 1.03 mA 。

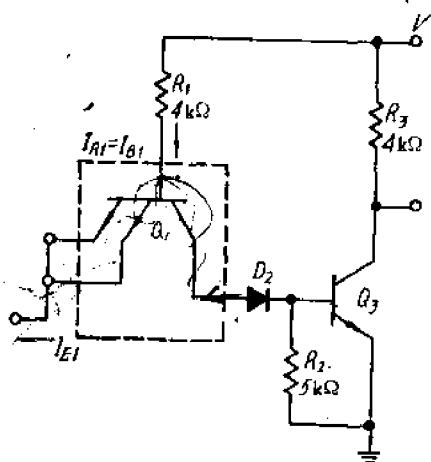


图 E3.7

E3.8 在与图3.19类似的 54L 系列门电路中, 取各元件的标称值如下:

$R_1=40\text{k}\Omega$, $R_2=12\text{k}\Omega$, $R_3=500\Omega$, $R_4=20\text{k}\Omega$, $\beta_F=20$, $\beta_R=0.5$, $V_{CC}=5\text{V}$,
 $V_{CE(sat)}=0.2\text{V}$, $V_{BE(sat)}=V_{D(on)}=0.7\text{V}$ 。

(a) 试计算低电平和高电平输出时门的扇出 (设 $V_{OH}=2\text{V}$)。

(b) 计算电源 V_{CC} 的电流 I_{CCL} 和 I_{CCH} , 并确定单个门的平均功耗。

解 参照图3.19画出电路如图 E3.8 所示。

(a) 输入高电平, 输出低电平, 晶体管 Q_1 处于反接放大状态, Q_2 和 Q_3 都饱和, Q_4 截止,

$$\begin{aligned} V_{B1} &= 2V_{BE(sat)} + V_{BC(sat)} \\ &= 2V_{BE(sat)} + (V_{BE(sat)} - V_{CE(sat)}) \\ &= 2 \times 0.7 + (0.7 - 0.2) \\ &= 1.9\text{V} \\ I_{B1} &= \frac{V_{CC} - V_{B1}}{R_1} \\ &= \frac{5 - 1.9}{40} = 0.0775\text{mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{C1} &= -(1 + \beta_R)I_{B1} = -(1 + 0.5) \times 0.0775 \\ &= -0.1163\text{mA} \end{aligned}$$

由图上可知: $I_{B2} = -I_{C1} = 0.1163\text{mA}$

$$I_{C1} = I_{R4} = \frac{V_{CC} - (V_{BE3(sat)} + V_{CE2(sat)})}{R_4} = \frac{5 - (0.7 + 0.2)}{20} = 0.205\text{mA}$$

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} = 0.1163 + 0.205 = 0.3213\text{mA}$$

$$I_{B3} = I_{E2} - I_{R2} = I_{E2} - \frac{V_{BE3(sat)}}{R_2} = 0.3213 - \frac{0.7}{12} = 0.263\text{mA}$$

$$I_{C3(EOs)} = \beta_F I_{B3} = 20 \times 0.263 = 5.26\text{mA}$$

负载门输入低电平时, 晶体管 Q_1 处于正向饱和状态, Q_1 、 Q_3 均截止, Q_4 导通。当输入端仅有一个为低电平时, 负载门灌电流最大, 等于 Q_1 的基极电流:

$$I_{E1} = I_{B1} = \frac{V_{CC} - (V_{CE1(sat)} + V_{BE1(sat)})}{R_1} = \frac{5 - (0.2 + 0.7)}{40} = 0.1025\text{mA}$$

低电平扇出

$$N_L = \frac{I_{C3(EOs)}}{I_{E1}} = \frac{5.26}{0.1025} = 51.3$$

取 $N_L = 51$

(2) 输入低电平时, 输出高电平, 已知 $V_{OH}=2\text{V}$,

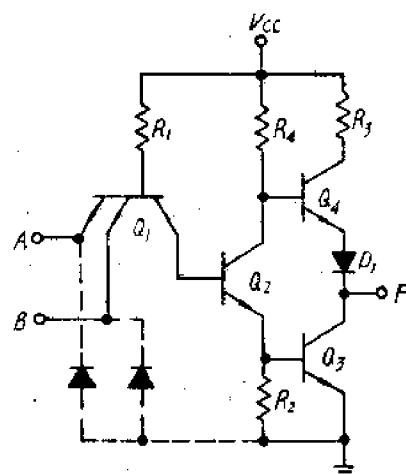
$$V_{B4} = V_{D(on)} + V_{BE4(on)} + V_{OH} = 0.7 + 0.7 + 2 = 3.4\text{V}$$

$$I_{B4} = \frac{V_{CC} - V_{B4}}{R_4} = \frac{5 - 3.4}{20} = 0.08\text{mA}$$

假设 Q_4 处于放大状态, 则

$$I_{E4} = (1 + \beta_F)I_{B4} = (1 + 20) \times 0.08 = 1.68\text{mA}$$

校验 Q_4 的工作状态:



图E3.8

$$I_{C4(sat)} = \frac{V_{CC} - (V_{CE(sat)} + V_{D(on)} + V_{OH})}{R_3}$$

$$= \frac{5 - (0.2 + 0.7 + 2)}{0.5} = 4.2 \text{mA}$$

$$\beta_F I_{B4} = 20 \times 0.08 = 1.6 \text{mA} < I_{C4(sat)}$$

所以 Q_4 未饱和, 以上假设成立。

在负载门输入为高电平时, Q_4 处于反接状态, 其基极电流已求出, $I_{B4} = 0.0775 \text{mA}$, 每门输入电流为:

$$-I_{E4} = \beta_R (I_{B4}/M) = 0.5 \times \frac{0.0775}{2} = 0.0194 \text{mA}$$

(式中 M 为多射极晶体管的发射极数目)。

$$\text{高电平扇出 } N_H = \frac{I_{E4}}{|I_{E4}|} = \frac{1.68}{0.0194} = 86.6$$

取 $N_H = 86$

(b) 输出低电平时:

$$I_{CCL} = I_{B1} + I_{C2} = 0.0775 + 0.205 = 0.283 \text{mA}$$

输出高电平时, (空载)

$$I_{CCH} = I_{B1} = 0.1025 \text{mA}$$

$$\text{单门平均功耗: } PD_{av} = V_{CC} \times \frac{I_{CCL} + I_{CCH}}{2}$$

$$= 5 \times \frac{0.283 + 0.1025}{2} = 0.964 \text{mW}$$

E3.9 试计算 MC1210 在扇出为 25 时“或非”输出端的高电平噪声容限。设 $\beta_F = 30$, $V_{BE(on)} = 0.75 \text{V}$, 门的最大输入电流为 $100 \mu\text{A}$ 。取 $V_{IH(min)} = -1.02 \text{V}$ 。

解 画出 MC1210 电路如图 E3.9 所示。

当输入全为低电平时, Q_1 、 Q_2 均截止, 输出高电平。

$$I_{B4} = \frac{V_{CC} - (V_{OH} + V_{BE(on)})}{R_{C1}}$$

$$I_{R4} = \frac{V_{OH} - V_{EE}}{R_4}$$

输出电流:

$$I_{out} = (1 + \beta_F) I_{B4} - I_{R4}$$

$$= N I_{IH(max)}$$

$$\text{代入各式: } (1 + \beta_F) \frac{V_{CC} - (V_{OH} + V_{BE(on)})}{R_{C1}} - \frac{V_{OH} - V_{EE}}{R_4} = N I_{IH(max)}$$

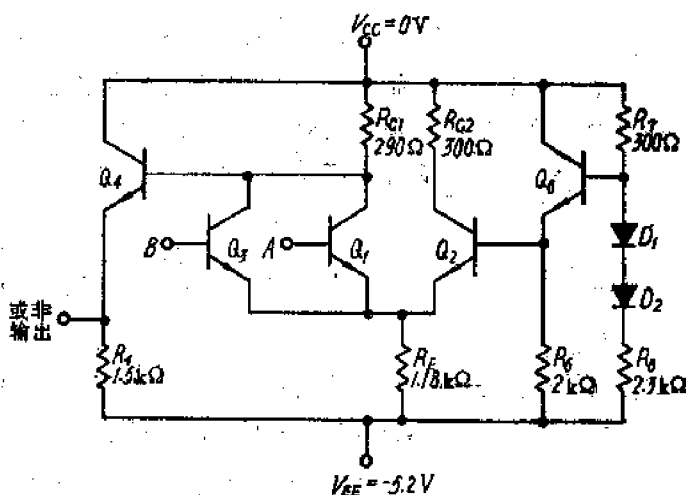


图 E3.9

经整理得：

$$V_{OH} = \left[\frac{(1+\beta_F)(V_{CC}-V_{BE(sat)})}{R_{C1}} + \frac{V_{BE}}{R_1} - NI_{in(max)} \right] \frac{R_{C1}R_1}{(1+\beta_F)R_1+R_{C1}}$$

$$= \left[\frac{-(1+30) \times 0.75}{0.29} - \frac{5.2}{1.5} - 25 \times 0.1 \right] \frac{0.29 \times 1.5}{(1+30) \times 1.5 + 0.29}$$

$$= -0.803V$$

高电平噪声容限：

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = -0.803 - (-1.02) = 0.217V$$

习 题

P3.1 (a) 画出一个只用一个电源的 n-p-n 单管反相器电路；

(b) 已知 $V_{CC}=6V$, $V_{CE(sat)}=0.2V$ 及 $I_{C(sat)}=10mA$, 求集电极电阻 R_C 的值；

(c) 已知 $\beta_F=50$, $V_{BE(sat)}=0.7V$ 及 $V_{IH}=2.0V$, 当电路工作在饱和边缘时, 求基极电阻 R_B 的值。

解 (a) 画出单电源 n-p-n 单管反相器电路, 如图 P3.1 所示。

(b)

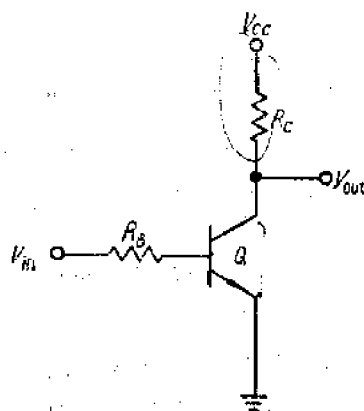
$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_{C(sat)}}$$

$$= \frac{6 - 0.2}{10} = 0.58k\Omega$$

(c) 饱和边缘时的基极电流：

$$I_{B(EOS)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_F} = \frac{10}{50} = 0.2mA$$

$$R_B = \frac{V_{IH} - V_{BE(sat)}}{I_{B(EOS)}} = \frac{2 - 0.7}{0.2} = 6.5k\Omega$$



图P3.1

P3.2 (a) 已知电路如图 3.1a 所示, 取 $V_{CC}=3.0V$, $V_{BE(sat)}=0.7V$, $V_{CE(sat)}=0.2V$, $\beta_F=25$, $R_B=5k\Omega$ 及 $R_C=750\Omega$, 计算电压传输特性 (V_{in} 对 V_{out}) 并指出转折点电压 V_{IL} 、 V_{IH} 、 V_{OL} 及 V_{OH} 。

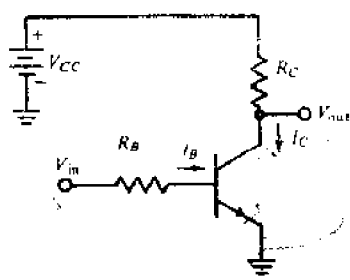


图3.1a

(b) 象图3.2那样标明逻辑电平。

(c) 计算图中的 NM_H 、 NM_L 、逻辑摆幅及过渡区, 并标明数值大小。

解 (a) $V_{OH}=V_{CC}=3V$

$$V_{OL}=V_{CE(sat)}=0.2V$$

$$V_{IL}=V_{BE(sat)}=0.7V$$

$$I_{B(EOS)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C \beta_F} = \frac{3 - 0.2}{0.75 \times 25} = 0.1493mA$$

$$V_{IH} = I_{B(EOS)} R_B + V_{BE(sat)} = 0.1493 \times 5 + 0.7 = 1.45V$$

作电压传输特性如图 P3.2a 所示。

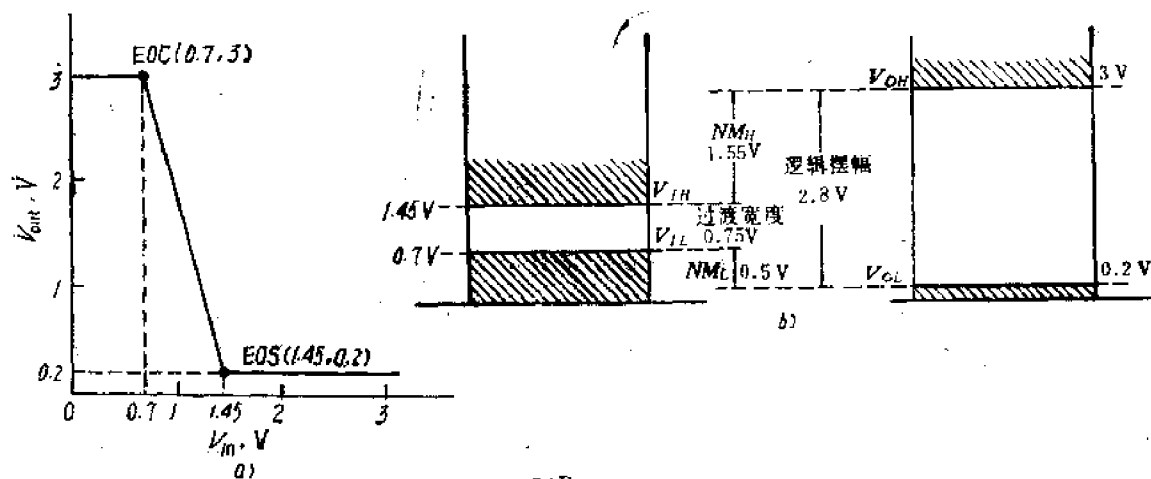
(b) 作逻辑电平图如图 P3.2b 所示。

$$(c) \quad NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 3 - 1.45 = 1.55V$$

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 0.7 - 0.2 = 0.5V$$

$$\text{逻辑摆幅} = V_{OH} - V_{OL} = 3 - 0.2 = 2.8V$$

$$\text{过渡宽度} = V_{IH} - V_{IL} = 1.45 - 0.7 = 0.75V$$



图P3.2

P3.3 一个单管反相器用如下的数值:

$$V_{CC} = 5.0V, V_{BE(sat)} = 0.65V, V_{CE(sat)} = 0.1V,$$

$$\beta_F = 50, R_B = 5k\Omega, R_C = 600\Omega.$$

(a) 设 V_{in} 以 $0.5V$ 为增量在 $0V \leq V_{in} \leq 2.0V$ 范围内变化。将 I_B 、 I_C 及 V_{out} 的值列成一张表, 表中包括转折点的数值;

(b) 根据(a)中所得到的数值绘制电压传输特性, 并注明截止、放大和饱和区;

(c) 计算图中的 NM_L 、 NM_H 、逻辑摆幅及过渡区, 并标明大小。

解 (a) 截止边缘 EOC: $V_{in(EOC)} = V_{BE(on)} = V_{BE(sat)} = 0.65V$

$$I_{B(EOC)} = I_{C(EOC)} = 0$$

$$V_{out} = V_{CC} = 5V$$

$$\text{饱和边缘 EOS: } I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{5 - 0.1}{0.6} = 8.17mA$$

$$I_{B(EOS)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_F} = \frac{8.17}{50} = 0.163mA$$

$$V_{in(EOS)} = V_{IH} = I_{B(EOS)}R_B + V_{BE(sat)} = 0.163 \times 5 + 0.65 = 1.47V$$

$$V_{out} = V_{CE(sat)} = 0.1V$$

放大区中: $V_{in} = 1V$

$$I_B = \frac{V_{in} - V_{BE(on)}}{R_B} = \frac{1 - 0.65}{5} = 0.07mA$$

$$I_C = \beta_F I_B = 50 \times 0.07 = 3.5mA$$

$$V_{out} = V_{CC} - I_C R_C = 5 - 3.5 \times 0.6 = 2.9V$$

饱和区中: $V_{in} = 1.5V$

$$I_B = \frac{V_{in} - V_{BE(sat)}}{R_B} = \frac{1.5 - 0.65}{5} = 0.17mA$$

$$I_C = I_{C(sat)} = 8.17 \text{ mA}$$

$$V_{out} = V_{CE(sat)} = 0.1 \text{ V}$$

$$V_{in} = 2 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{2 - 0.65}{5} = 0.27 \text{ mA}$$

$$I_C = 8.17 \text{ mA}$$

$$V_{out} = 0.1 \text{ V}$$

列表如下:

工作状态	截止区		截止边缘 EOC	放大区	饱和边缘 EOS	饱和区	
$V_{in} \text{ (V)}$	0	0.5	0.65	1	1.47	1.5	2.0
$I_B \text{ (mA)}$	0	0	0	0.07	0.163	0.17	0.27
$I_C \text{ (mA)}$	0	0	0	3.5	8.17	8.17	8.17
$V_{out} \text{ (V)}$	5	5	5	2.9	0.1	0.1	0.1

(b) 作传输特性如图 P3.3a 所示。

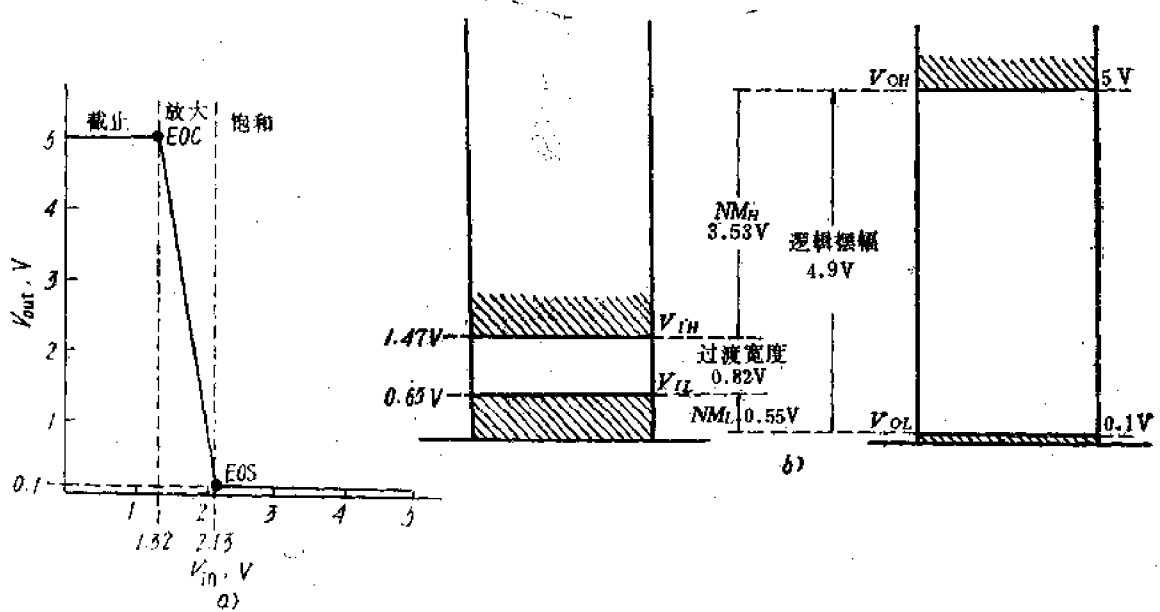
(c) $NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 0.65 - 0.1 = 0.55 \text{ V}$

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 5 - 1.47 = 3.53 \text{ V}$$

$$\text{逻辑摆幅} = V_{OH} - V_{OL} = 5 - 0.1 = 4.9 \text{ V}$$

$$\text{过渡宽度} = V_{IH} - V_{IL} = 1.47 - 0.65 = 0.82 \text{ V}$$

画出逻辑电平图如图 P3.3b 所示。



图P3.3

P3.4 (a) 重复习题 P3.1(a), 但电路中含有一个接在晶体管基极和负电源电压 V_{EE} 之间的基极“下拉”电阻 R_D ;

(b) 重复习题 P3.1(b);

(c) 利用 (b) 中得到的数值, 并取 $R_B = 6.5\text{k}\Omega$, $R_D = 20\text{k}\Omega$, $V_{SS} = -3.0\text{V}$, 计算 V_{IL} 和 V_{IH} 值。

解 (a) 画出具有“下拉”电阻的反相器电路, 如图 P3.4 所示。

$$(b) R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{I_{C(sat)}} = \frac{6 - 0.2}{10} = 0.58\text{k}\Omega$$

(c) 晶体管在截止边缘时:

$$I_{RB} = I_{RD} = \frac{V_{BE(on)} - V_{SS}}{R_D} \\ = \frac{0.7 - (-3)}{20} = 0.185\text{mA}$$

$$V_{IL} = I_{RB} R_B + V_{BE(on)} = 0.185 \times 6.5 + 0.7 = 1.9\text{V}$$

晶体管在饱和边缘时,

$$I_{RB} = I_{B(EOS)} + I_{RD} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_F} + I_{RD} = \frac{10}{50} + 0.185 = 0.385\text{mA}$$

$$V_{IH} = I_{RB} R_B + V_{BE(sat)} = 0.385 \times 6.5 + 0.7 = 3.2\text{V}$$

P3.5 (a) 设接进的基极“下拉”电阻 $R_D = 10\text{k}\Omega$ 和 $V_{SS} = -1.5\text{V}$, 重复习题 P3.2(a)。

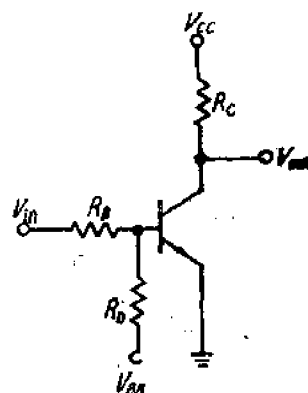
(b) 重复习题 P3.2(b)。

(c) 重复习题 P3.2(c)。

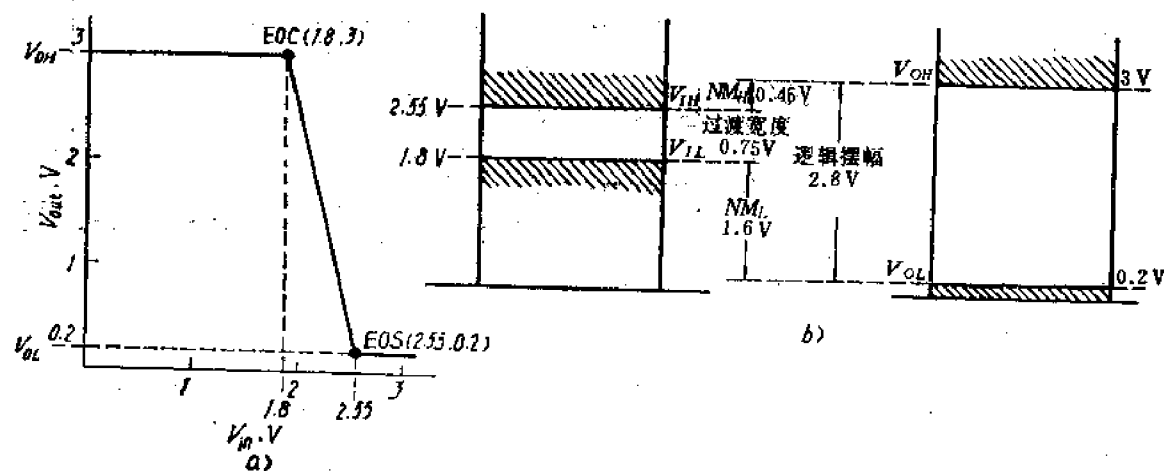
解 (a) $V_{OH} = V_{CC} = 3\text{V}$

$$V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$$

$$V_{IL} = I_{RB} R_B + V_{BE(on)} = \frac{V_{BE(on)} - V_{SS}}{R_D} R_B + V_{BE(on)} \\ = \frac{0.7 - (-1.5)}{10} \times 5 + 0.7 = 1.8\text{V}$$



图P3.4



图P3.5

晶体管处于饱和边缘时:

$$I_{RB} = I_{B(EOS)} + I_{RD} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C \beta_F} + \frac{V_{BE(sat)} - V_{BB}}{R_D}$$

$$= \frac{3 - 0.2}{0.75 \times 25} + \frac{0.7 - (-1.5)}{10} = 0.149 + 0.22 = 0.369 \text{ mA}$$

$$V_{IH} = I_{RB} R_B + V_{BE(sat)} = 0.369 \times 5 + 0.7 = 2.55 \text{ V}$$

作电压传输特性如图 P3.5a 所示。

(b) 作逻辑电平图如图 P3.5b 所示。

$$(c) \quad NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 3 - 2.55 = 0.45 \text{ V}$$

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 1.8 - 0.2 = 1.6 \text{ V}$$

$$\text{逻辑摆幅} = V_{OH} - V_{OL} = 3 - 0.2 = 2.8 \text{ V}$$

$$\text{过渡宽度} = V_{IH} - V_{IL} = 2.55 - 1.8 = 0.75 \text{ V}$$

P3.6 说明采用基极“下拉”电阻的优缺点。

解 优点: (1) 由于加了负电源, 晶体管能可靠截止。

(2) 由于下拉电阻上的电流通过 R_B , 其上压降增加, 所以提高了 V_{IL} , 也即提高了 NM_L , 使低电平抗干扰能力增强。

(3) 由于负电源和 R_B 也提供了一条放电路径, 因而晶体管退出饱和区较快, 故传输延迟时间较短。

缺点: (1) 需要两个电源, 较麻烦, 不经济, 功耗大。

(2) 下拉电阻也使 V_{IH} 增加, 因此高电平噪声容限减小。

P3.7 (a) 利用习题 P3.3 中门的数据, 其中包括一个基极“下拉”电阻, 并取 $V_{BB} = -2.0 \text{ V}$ 及 $R_D = 20 \text{ k}\Omega$, 重复习题 P3.3(a);

(b) 重复习题 P3.3(b);

(c) 重复习题 P3.3(c)。

解 (a) 截止边缘 EOC:

$$I_{B(EOC)} = I_{C(EOC)} = 0$$

$$I_{RB} = I_{RD} = \frac{V_{BE(on)} - V_{BB}}{R_D} = \frac{0.65 - (-2)}{20} = 0.133 \text{ mA}$$

$$V_{in} = I_{RB} R_B + V_{BE(sat)} = 0.133 \times 5 + 0.65 = 1.32 \text{ V}$$

$$V_{out} = V_{CC} = 5 \text{ V}$$

饱和边缘 EOS:

$$V_{out} = V_{CE(sat)} = 0.1 \text{ V}$$

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{5 - 0.1}{0.6} = 8.17 \text{ mA}$$

$$I_{B(EOS)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_F} = \frac{8.17}{50} = 0.163 \text{ mA}$$

$$I_{RB} = \frac{V_{BE(sat)} - V_{BB}}{R_D} = \frac{0.65 - (-2)}{20} = 0.133 \text{ mA}$$

$$I_{RB} = I_{B(EOS)} + I_{RD} = 0.163 + 0.133 = 0.296 \text{ mA}$$

$$V_{in} = I_{RB} R_B + V_{BE(sat)} = 0.296 \times 5 + 0.65 = 2.13 \text{ V}$$

截止区中:

$$I_B = I_C = 0$$

$$I_{RB} = I_{RD} = \frac{V_{in} - V_{BE}}{R_B + R_D}$$

$$V_{out} = 5V$$

放大区中:

$$I_{RB} = \frac{V_{in} - V_{BE(sat)}}{R_B}$$

$$I_{RD} = \frac{V_{BE(sat)} - V_{BE}}{R_D}$$

$$I_B = I_{RB} - I_{RD}$$

$$I_C = \beta_F I_B$$

$$V_{out} = V_{CC} - I_C R_C$$

饱和区中:

$$V_{out} = V_{CE(sat)}$$

$$I_C = I_{C(sat)}$$

I_{RB} 、 I_{RD} 、 I_B 计算方法与放大区中相同。

用 $V_{in} = 0, 0.5, 1, 1.5, 2V$ 代入以上相应各区的公式, 计算得的数值列表如下:

工作状态	截止	截止		EOC	放大	放大	EOS
$V_{in}(V)$	0	0.5	1	1.32	1.5	2	2.13
$I_{RD}(mA)$	0	0.10	0.12	0.133	0.133	0.133	0.133
$I_B(mA)$	0	0	0	0	0.037	0.137	0.163
$I_C(mA)$	0	0	0	0	1.85	6.85	8.17
$V_{out}(V)$	5	5	5	5	3.89	0.89	0.1

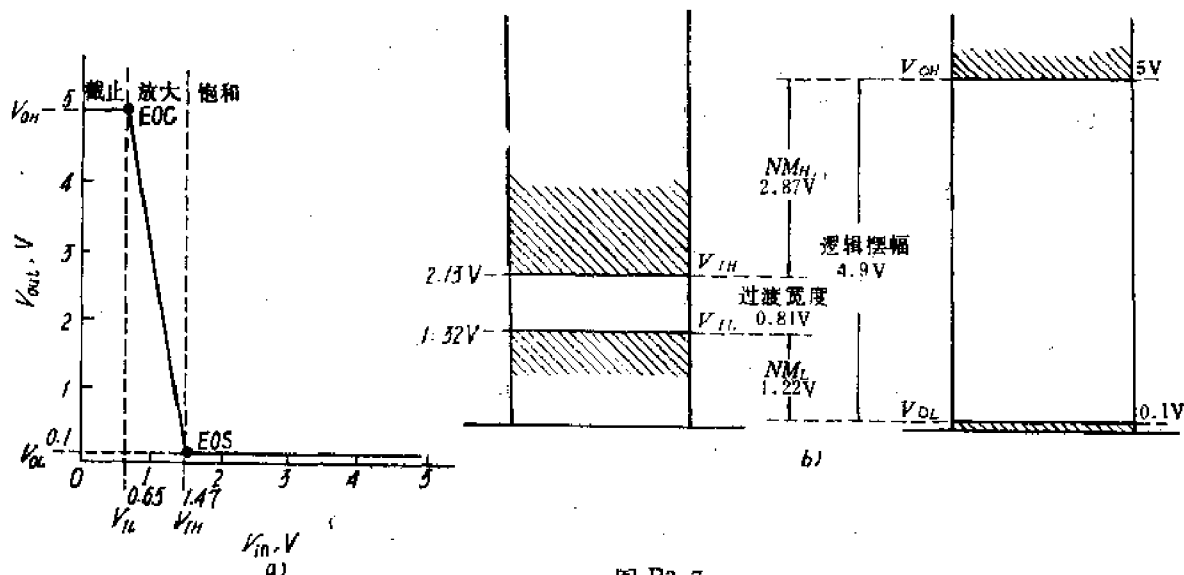


图 P3.7

(b) 作电压传输特性如图 P3.7a 所示。

(c) $NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 1.32 - 0.1 = 1.22V$

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 5 - 2.13 = 2.87V$$

逻辑摆幅 $= V_{OH} - V_{OL} = 5 - 0.1 = 4.9V$

过渡宽度 $= V_{IH} - V_{IL} = 2.13 - 1.32 = 0.81V$

作逻辑电平图如图 P3.7b 所示。

P3.8 将两个相同的晶体管反相器连接成用其中一个去驱动另一个。

(a) 已知 $V_{CC} = 3.0V$, $V_{BE(sat)} = 0.7V$, $V_{CE(sat)} = 0.2V$, $\beta_F = 20$ 及 $R_B = R_C = 750\Omega$, 求 NM_H 。

(b) 计算被驱动门的基极过驱动系数 k 。

(c) 在驱动门的输出端增加几个同类型门, 使 V_{OH} 降到 V_{IH} ($V_{OH} = V_{IH}$)。试计算当驱动门截止时, 驱动门 R_C 中电流与一个被驱动门基极电阻 R_B 中的电流之比值。

(d) 计算(c)中的被驱动门的基极过驱动系数。

(e) 应用(3.10b)式计算扇出。

(f) 增加被驱动门数目对 NM_H 和基极过驱动系数有什么影响? (c)中所得到的电流比有什么意义?

解 (a) 根据题意画出电路如图 P3.8 所示。

$$V_{OH} = V_{CC} - I_{RC}R_C = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B} R_C$$

$$= 3 - \frac{3 - 0.7}{0.75 + 0.75} \times 0.75 = 1.85V$$

$$I_{B(EO)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C \beta_F}$$

$$= \frac{3 - 0.2}{0.75 \times 20} = 0.187mA$$

$$V_{IH} = I_{B(EO)}R_B + V_{BE(sat)}$$

$$= 0.187 \times 0.75 + 0.7 = 0.84V$$

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 1.85 - 0.84 = 1.01V$$

$$(b) \quad I_B = \frac{V_{OH} - V_{BE(sat)}}{R_B} = \frac{1.85 - 0.7}{0.75} = 1.53mA$$

$$k = \frac{I_B}{I_{B(EO)}} = \frac{1.53}{0.187} = 8.18$$

(c) 当 $V_{OH} = V_{IH} = 0.84V$

$$\text{驱动门:} \quad I_{RC} = \frac{V_{CC} - V_{OH}}{R_C} = \frac{3 - 0.84}{0.75} = 2.88mA$$

$$\text{被驱动门:} \quad I_{RB} = \frac{V_{OH} - V_{BE(sat)}}{R_B} = \frac{0.84 - 0.7}{0.75} = 0.187mA$$

$$\text{电流比值:} \quad \frac{I_{RC}}{I_{RB}} = \frac{2.88}{0.187} = 15.4$$

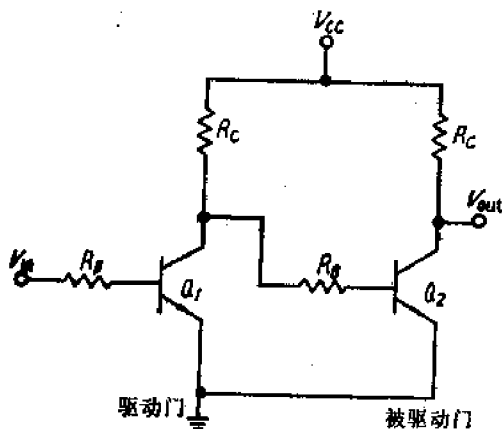


图 P3.8

(d) 由(c)得 $I_B = I_{RB} = 0.187\text{mA}$

由(a)得 $I_{B(EOS)} = 0.187\text{mA}$

$\therefore k = \frac{I_B}{I_{B(EOS)}} = \frac{0.187}{0.187} = 1$

(e) 由(3.10b)式

$$N \leq \beta_F \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{V_{CC} - V_{CE(sat)}} - \frac{R_B}{R_C}$$

$$= 20 \times \frac{3 - 0.7}{3 - 0.2} - \frac{0.75}{0.75} = 15.4$$

取 $N = 15$

(f) 增加被驱动门数目, 会使 NM_H 和基极过驱动系数 k 下降, 前者可下降到极限值 0, 后者可下降到极限值 1。(c)中得到的电流比实际上就等于当 $NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 0$ 时的最大扇出数。

***P3.9** 一个晶体管反相器用来驱动 N 个相同的反相器。设含有基极“下拉”电阻的反相器数据为:

$V_{CC} = 4.0\text{V}$, $V_{BE} = -2.0\text{V}$, $V_{BE(sat)} = 0.68\text{V}$, $V_{CE(sat)} = 0.17\text{V}$, $R_B = 5\text{k}\Omega$, $R_C = 900\Omega$, $R_D = 15\text{k}\Omega$ 及 $\beta_F = 25$ 。

(a) 试推导与(3.10b)式类似的 N 值公式。

(b) 求扇出。

(c) 画出负载分别为 0、1、 N 个相同反相器时的电压传输特性。

(d) 如果所有电阻都是跟踪变化的, 问当电阻值容差为 20% 时, 扇出是否改变? 果如改变的话则改变多少?

解 根据题意画出电路如图 P3.9a 所示。

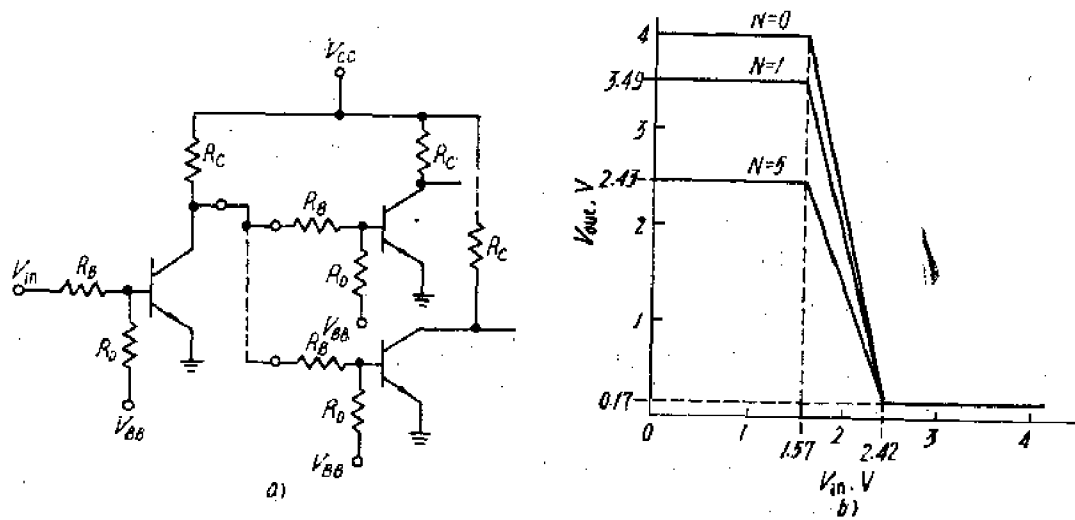


图 P3.9

(a) N 个反相器作负载, 则总负载可以合并成一个电压源 $V_{BE(sat)}$ 和一个串联电阻 R_B/N 。于是基极电流的总和为: $I_{BT} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N}$

又 $I_{RB} = I_{B(EOS)} + I_{RD} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C \beta_F} + \frac{V_{BE(sat)} - V_{BE}}{R_D}$

对最大扇出 N 来说, 要求,

$$I_{BT} \geq N I_{RB}$$

即,

$$\begin{aligned} \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N} &\geq N \left(\frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C \beta_F} + \frac{V_{BE(sat)} - V_{BB}}{R_D} \right) \\ \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N} &\geq N \frac{(V_{CC} - V_{CE(sat)})R_D + (V_{BE(sat)} - V_{BB})R_C \beta_F}{R_C \beta_F R_D} \\ \frac{(V_{CC} - V_{BE(sat)})R_D \beta_F}{(V_{CC} - V_{CE(sat)})R_D + (V_{BE(sat)} - V_{BB})R_C \beta_F} &\geq N + \frac{R_B}{R_C} \\ N &\leq \frac{(V_{CC} - V_{BE(sat)})\beta_F}{(V_{CC} - V_{CE(sat)}) + (V_{BE(sat)} - V_{BB})\frac{R_C}{R_D}\beta_F} - \frac{R_B}{R_C} \end{aligned}$$

(b) 代入数字

$$N \leq \frac{(4 - 0.68) \times 25}{(4 - 0.17) + (0.68 + 2) \times \frac{0.9}{15} \times 25} - \frac{5}{0.9} = 5.01$$

取 $N = 5$

(c) 当 $N = 0$ 时: $V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.17V$

$$V_{OH} = V_{CC} = 4V$$

$$V_{IL} = \frac{V_{BE(on)} - V_{BB}}{R_D} R_B + V_{BE(on)} = \frac{0.68 - (-2)}{15} \times 5 + 0.68 = 1.57V$$

$$\begin{aligned} V_{IH} &= \left(\frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C \beta_F} + \frac{V_{BE(sat)} - V_{BB}}{R_D} \right) R_B + V_{BE(sat)} \\ &= \left(\frac{4 - 0.17}{0.9 \times 25} + \frac{0.68 - (-2)}{15} \right) \times 5 + 0.68 = 2.42V \end{aligned}$$

可知, V_{IL} 和 V_{IH} 均与 N 无关。

当 $N \neq 0$ 时: $V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.17V$

$$V_{OH} = V_{CC} - I_{BT} R_C = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N} R_C$$

$$N = 1 \quad V_{OH} = 4 - \frac{4 - 0.68}{0.9 + 5/1} \times 0.9 = 3.49V$$

$$N = 5 \quad V_{OH} = 4 - \frac{4 - 0.68}{0.9 + 5/5} \times 0.9 = 2.43V$$

作电压传输特性如图 P3.9b 所示。

(d) 由(a)求得的扇出公式可知, N 与电阻比值有关, 如电阻是跟踪变化的, 则不管阻值容差为多少, 其比值不变, 因此扇出 N 不随电阻容差变化。

P3.10 在一个晶体管反相器设计中, 要求它具有如下的特性: $V_{CC} = 5.0V$, $V_{BE(sat)} = 0.65V$, $V_{CE(sat)} = 0.1V$, $\beta_F = 15$, $N = 6$, 且 $PD_{av} = 20mW$ (每门) (最大值), 假定占空系数为 50%。

(a) 计算 R_B 与 R_C 之比。

(b) 确定 R_B 与 R_C 之值。

(c) 当输出负载分别为 0、1 及 6 个同类门时, 绘出相应的电压传输特性曲线。

解 (a) 由(3.10b)式推得:

$$\frac{R_s}{R_c} \leq \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{V_{CC} - V_{CE(sat)}} \beta_F - N = \frac{5 - 0.16}{5 - 0.1} \times 15 - 6 = 7.32$$

(b) 输入为低电平, 输出为高电平时, 功耗为

$$\begin{aligned} PD_H &= V_{CC} \times I_{sT} = V_{CC} \times \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_c \left(1 + \frac{R_s}{NR_c}\right)} \\ &= 5 \times \frac{5 - 0.65}{R_c \left(1 + \frac{1}{6} \times 7.32\right)} = \frac{9.8}{R_c} \end{aligned}$$

输入为高电平, 输出为低电平时, 功耗为

$$PD_L = V_{CC} \times I_{C(sat)} = V_{CC} \times \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_c} = 5 \times \frac{5 - 0.1}{R_c} = \frac{24.5}{R_c}$$

当占空系数为50%时,

$$PD_H + PD_L = 2PD_{av} = 2 \times 20 = 40 \text{ mW}$$

$$\frac{9.8}{R_c} + \frac{24.5}{R_c} = 40$$

$$R_c = \frac{9.8 + 24.5}{40} = 0.858 \text{ k}\Omega$$

$$R_s = \frac{R_s}{R_c} \times R_c = 7.32 \times 0.858 = 6.28 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} \text{(c)} \quad I_{B(EOS)} &= \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_c \beta_F} \\ &= \frac{5 - 0.1}{0.858 \times 15} = 0.381 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{IH} &= I_{B(EOS)} R_s + V_{BE(sat)} \\ &= 0.381 \times 6.28 + 0.65 = 3.04 \text{ V} \end{aligned}$$

$$V_{IL} = V_{BE(sat)} = 0.65 \text{ V}$$

$$V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.1 \text{ V}$$

由前题知, V_{OH} 与扇出 N 有关。

$$N=0 \quad V_{OH} = V_{CC} = 5 \text{ V}$$

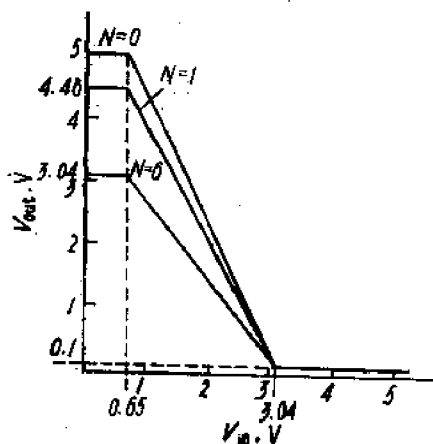
$$N=1 \quad V_{OH} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_c + R_s} R_c$$

$$= 5 - \frac{5 - 0.65}{0.858 + 6.28} \times 0.858 = 4.48 \text{ V}$$

$$N=6 \quad V_{OH} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_c + R_s/N} \times R_c = 5 - \frac{5 - 0.65}{0.858 + 6.28/6} \times 0.858 = 3.04 \text{ V}$$

作电压传输特性曲线如图 P3.10 所示。

P3.11 已知图3.4 (参见 E3.1 中插图) 电路中, $V_{CC} = 4.0 \text{ V} \pm 10\%$, $0.6 \text{ V} \leq V_{BE(sat)} \leq 0.8 \text{ V}$, $0.1 \text{ V} \leq V_{CE(sat)} \leq 0.3 \text{ V}$, $\beta_F \geq 15$, $R_s = 6 \text{ k}\Omega \pm 20\%$ 及 $R_c = 800 \Omega \pm 20\%$, 假定所有电



图P3.10

阻都是跟踪变化的, 计算最坏情况的扇出。

解 由(3.10b)式,

$$N \leq \beta_F \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{V_{CC} - V_{CE(sat)}} - \frac{R_B}{R_C}$$

当 V_{CC} 为 $\underline{V_{CC}}$ 时 (参数下面带一划表示最小值, 上面带一划表示最大值), 最坏情况的扇出为:

$$N \leq \beta_F \frac{\underline{V_{CC}} - \underline{V_{BE(sat)}}}{\underline{V_{CC}} - \underline{V_{CE(sat)}}} - \frac{R_B}{R_C} = 15 \frac{4 \times 90\% - 0.8}{4 \times 90\% - 0.1} - \frac{6}{0.8} = 4.5$$

当 V_{CC} 为 $\overline{V_{CC}}$ 时, 最坏情况的扇出为:

$$N \leq \beta_F \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{CE(sat)}}} - \frac{R_B}{R_C} = 15 \times \frac{4 \times 110\% - 0.8}{4 \times 110\% - 0.1} - \frac{6}{0.8} = 5.06$$

故取 $N=4$

P3.12 一个晶体管反相器有下列特性: $V_{CC}=6V \pm 10\%$, $0.65V \leq V_{BE(sat)} \leq 0.75V$, $0.1V \leq V_{CE(sat)} \leq 0.2V$, $20 \leq \beta_F \leq 100$, $R_B=12k\Omega \pm 10\%$ 及 $R_C=950\Omega \pm 10\%$ 。假定所有的电阻都是跟踪变化的, 而且 $V_{BE(on)}$ 、 $V_{BE(sat)}$ 具有同样的数值范围。

(a) 计算最坏情况的扇出。

(b) 在输出端负载为三个同样的反相器时, 计算最坏情况的噪声容限。

解 (a) 取 $V_{CC}=\underline{V_{CC}}$, 则

$$N \leq \beta_F \frac{\underline{V_{CC}} - \underline{V_{BE(sat)}}}{\underline{V_{CC}} - \underline{V_{CE(sat)}}} - \frac{R_B}{R_C} = 20 \frac{6 \times 90\% - 0.75}{6 \times 90\% - 0.1} - \frac{12}{0.95} = 4.92$$

取 $V_{CC}=\overline{V_{CC}}$, 则

$$N \leq 20 \frac{6 \times 110\% - 0.75}{6 \times 110\% - 0.1} - \frac{12}{0.95} = 5.37$$

故取 $N=4$

(b) 最坏情况的噪声容限:

$$NM_L = \underline{V_{IL}} - \overline{V_{OL}} = \underline{V_{BE(sat)}} - \overline{V_{CE(sat)}} = 0.65 - 0.2 = 0.45V$$

$$NM_H = \underline{V_{OH}} - \overline{V_{IH}}$$

$$\underline{V_{IH}} = \underline{I_{B(EO5)}} R_B + \overline{V_{BE(sat)}} = \frac{\overline{V_{CC}} - \underline{V_{CE(sat)}}}{\beta_F} \times \frac{R_B}{R_C} + \underline{V_{BE(sat)}}$$

$$\underline{V_{OH}} = \underline{V_{CC}} - \underline{I_{B7}} \overline{R_C} = \underline{V_{CC}} - \frac{\overline{V_{CC}} - \underline{V_{BE(sat)}}}{R_C + R_B/N} R_C$$

$$\text{则 } NM_H = \underline{V_{CC}} - \frac{\overline{V_{CC}} - \underline{V_{BE(sat)}}}{R_C + R_B/N} R_C - \frac{\overline{V_{CC}} - \underline{V_{CE(sat)}}}{\beta_F R_C} R_B - \underline{V_{BE(sat)}}$$

由上式可知, V_{CC} 与 $V_{BE(sat)}$ 取极端值不一致, 这种严重情况不可能出现, 因此分析以下四种情况, 分别计算 NM_H , 然后取其中最小的值:

(1) $\underline{V_{CC}}$, $\overline{V_{BE(sat)}}$:

$$NM_H = \underline{V_{CC}} - \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{R_C + R_B/N} R_C - \frac{\overline{V_{CC}} - \underline{V_{CE(sat)}}}{\beta_F R_C} R_B - \overline{V_{BE(sat)}}$$

$$= 6 \times 90\% - \frac{6 \times 90\% - 0.75}{0.95 + 12/3} \times 0.95 - \frac{6 \times 90\% - 0.1}{20 \times 0.95} \times 12 - 0.75$$

$$= 0.411\text{V}$$

(2) $V_{CC}, V_{BE(sat)}$:

$$NM_H = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N} R_C - \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{\beta_F R_C} R_B - V_{BE(sat)}$$

$$= 6 \times 90\% - \frac{6 \times 90\% - 0.65}{0.95 + 12/3} \times 0.95 - \frac{6 \times 90\% - 0.1}{20 \times 0.95} \times 12 - 0.65$$

$$= 0.491\text{V}$$

(3) $V_{CC}, V_{BE(sat)}$:

$$NM_H = \overline{V_{CC}} - \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{R_C + R_B/N} R_C - \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{CE(sat)}}}{\beta_F \times R_C} R_B - \overline{V_{BE(sat)}}$$

$$= 6 \times 110\% - \frac{6 \times 110\% - 0.75}{0.95 + 12/3} \times 0.95 - \frac{6 \times 110\% - 0.1}{20 \times 0.95} \times 12 - 0.75$$

$$= 0.622\text{V}$$

(4) $V_{CC}, V_{BE(sat)}$:

$$NM_H = \overline{V_{CC}} - \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{R_C + R_B/N} \times R_C - \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{CE(sat)}}}{\beta_F \times R_C} \times R_B - \overline{V_{BE(sat)}}$$

$$= 6 \times 110\% - \frac{6 \times 110\% - 0.65}{0.95 + 12/3} \times 0.95 - \frac{6 \times 110\% - 0.1}{20 \times 0.95} \times 12 - 0.65$$

$$= 0.603\text{V}$$

所以最坏情况下 (V_{CC} 为最小值, $V_{BE(sat)}$ 为最大值) $NM_H = 0.411\text{V}$ 。

故取 $NM = 0.411\text{V}$

***P3.13** 某一集成电路的芯片含有27个晶体管反相器, 设工作数据为: $V_{CC} = 5.5\text{V}$, $V_{BE(on)} = V_{BE(sat)} = 0.7\text{V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$, $R_B = 7.5\text{k}\Omega$ 及 $R_C = 1\text{k}\Omega$ 。且占空系数为50%, 芯片的满载平均功耗须限制在600mW以内。

(a) 试计算扇出。

(b) 如果电源电压波动为 $\pm 0.1\text{V}$, 求最坏情况的扇出。

(c) 计算(b)中最坏情况下 β_F 的最小值。

(d) 电路设计者容许 NM_H 取(b)中最坏情况下的空载 NM_H 的25%, 试用(c)中的 $\beta_{F(\text{最小})}$ 计算此情况下的扇出。

解 (a) 输出低电平功耗:

$$PD_L = V_{CC} \times I_{C(sat)} = V_{CC} \times \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = 5.5 \times \frac{5.5 - 0.2}{1} = 29.15\text{mW}$$

$$\text{每门平均功耗 } PD_{av} \leq \frac{600}{27} = 22.22\text{mW}$$

占空系数为50%时:

$$PD_H = 2PD_{av} - PD_L = 2 \times 22.22 - 29.15 = 15.29\text{mW}$$

$$PD_H = V_{CC} \times I_{ST} = V_{CC} \times \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N}$$

$$\therefore N = R_B \frac{1}{V_{CC} \times \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{PD_H} - R_C} = \frac{7.5}{\frac{5.5(5.5-0.7)}{15.29} - 1} = 10.3$$

取 $N=10$

(b) 电源电压高时, 扇出较小。

$$PD_L = V_{CC} \times \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = (5.5+0.1) \times \frac{(5.5+0.1)-0.2}{1} = 30.2\text{mW}$$

$$PD_H = V_{CC} \times \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N} = (5.5+0.1) \times \frac{(5.5+0.1)-0.7}{1+7.5/N}$$

$$\text{又 } PD_H = 2PD_{av} - PD_L = 2 \times 22.22 - 30.2 = 14.24\text{mW}$$

$$\therefore 14.24 = 5.6 \times \frac{4.9}{1+7.5/N}$$

$$N = \frac{7.5}{\frac{4.9 \times 5.6}{14.24} - 1} = 8.15$$

取 $N=8$

$$(c) \text{ 由(3.10b)式 } N \leq \beta_F \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{V_{CC} - V_{CE(sat)}} - \frac{R_B}{R_C}$$

$$\beta_F \geq \left(N + \frac{R_B}{R_C}\right) \times \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{V_{CC} - V_{BE(sat)}} = \left(8 + \frac{7.5}{1}\right) \times \frac{5.5+0.1-0.2}{5.5+0.1-0.7} = 17.1$$

$$(d) \text{ 空载时: } V_{OH} = V_{CC} = 5.5+0.1 = 5.6\text{V}$$

$$V_{IH} = V_{BE(on)} + R_B \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{\beta_F \times R_C} = 0.7 + 7.5 \frac{(5.5+0.1)-0.2}{17.1 \times 1} = 3.07\text{V}$$

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 5.6 - 3.07 = 2.53\text{V}$$

$$\text{允许值, } NM'_H = 25\% \times NM_H = 25\% \times 2.53 = 0.633\text{V}$$

$$V'_{OH} = V_{IH} + NM'_H = 3.07 + 0.633 = 3.70\text{V}$$

驱动门输出电流等于所有负载门输入电流的总和,

$$\frac{\bar{V}_{CC} - V'_{OH}}{R_C} = \frac{V'_{OH} - V_{BE(on)}}{R_B/N}$$

$$N = \frac{R_B(\bar{V}_{CC} - V'_{OH})}{R_C(V'_{OH} - V_{BE(on)})} = \frac{7.5(5.5+0.1-3.7)}{1 \times (3.7-0.7)} = 4.75$$

取 $N=4$

P8.14 电路设计者使用一个 RTL2 输入四门。该门的特性为: $V_{CC}=5.0\text{V}$, $V_{BE(sat)}=0.65\text{V}$, $V_{CE(sat)}=0.15\text{V}$, 在占空系数为 50% 及最大扇出时 $PD=20\text{mW}$ (每门), $R_B=5.5\text{k}\Omega$ 及 $R_C=950\Omega$ 。

(a) 确定每个门的最大扇出。

(b) 计算每个集成电路组件消耗的最大电源电流。

(c) 考虑 NM_H 取空载 NM_H 的 20%, 重新计算扇出。

$$\text{解 (a)} \quad PD_L = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} V_{CC} = \frac{5 - 0.15}{0.95} \times 5 = 25.5 \text{ mW}$$

$$PD_H = 2PD_{av} - PD_L = 2 \times 20 - 25.5 = 14.5 \text{ mW}$$

$$\text{又} \quad PD_H = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N} \times V_{CC}$$

$$\therefore N = \frac{R_B}{\frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{PD_H} V_{CC} - R_C} = \frac{5.5}{\frac{(5 - 0.65) \times 5}{14.5} - 0.95} = 10$$

(b) 输出低电平时消耗电源电流最大。

$$I_{CC(max)} = 4 \times I_{C(sat)} = 4 \times \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = 4 \times \frac{5 - 0.15}{0.95} = 20.4 \text{ mA}$$

(c) 由(a)求得的 N 和(3.10b)式先确定 β_F ,

$$\beta_F \geq \left(N + \frac{R_B}{R_C} \right) \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{V_{CC} - V_{BE(sat)}} = \left(10 + \frac{5.5}{0.95} \right) \frac{5 - 0.15}{5 - 0.65} = 17.6$$

空载时 $V_{OH} = V_{CC} = 5.0 \text{ V}$ 。当只有一个输入端接高电平时, 流过 R_B 的电流较大, 也即 V_{IH} 大, 为较严重的情况:

$$V_{IH} = V_{BE(sat)} + \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C \beta_F} R_B = 0.65 + \frac{5 - 0.15}{0.95 \times 17.6} \times 5.5 = 2.25 \text{ V}$$

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 5 - 2.25 = 2.75 \text{ V}$$

$$NM'_H = 20\% \times NM_H = 20\% \times 2.75 = 0.55 \text{ V}$$

$$V'_{OH} = V_{IH} + NM'_H = 2.25 + 0.55 = 2.8 \text{ V}$$

驱动门输出电流等于所有负载门输入电流之和,

$$\therefore \frac{V_{CC} - V'_{OH}}{R_C} = \frac{V_{OH} - V_{BE(sat)}}{R_B/N}$$

$$N = \frac{R_B(V_{CC} - V'_{OH})}{R_C(V'_{OH} - V_{BE(sat)})} = \frac{5.5(5 - 2.8)}{0.95(2.8 - 0.65)} = 5.92$$

取 $N = 5$

P3.15 已知电路如图3.5所示, 图中 $V_{CC} = 5.0 \text{ V}$, $V_{BE(sat)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, 并取 $\beta_F = 50$ 。

(a) 假定采用正逻辑, 这个 RTL 门执行的是什么逻辑功能?

(b) 当用同类门驱动时, 试确定 R_B 的最大允许值。

(c) 当用它来驱动一个同类门〔采用(b)中算出的 R_B 值〕时, 输出的高低电平各为多少?

(d) 当扇出为 1 及 10 时, 重新计算 R_B 值, 使负载门的所有晶体管或者饱和, 或者截止。并求在此情况时 V_{out} 的各个转折点电压值。

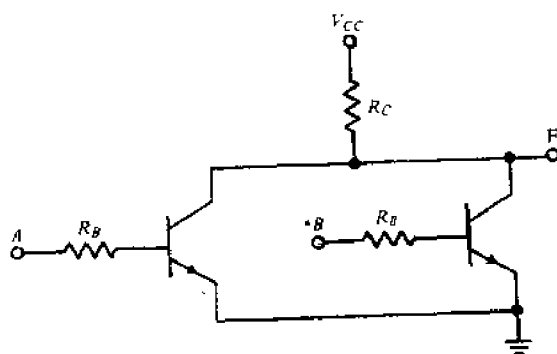


图3.5

解 (a) 采用正逻辑, 这个 RTL 门执行的是“或非”逻辑功能, 即

$$F = \overline{A+B}$$

(b) 当驱动门输出高电平时, 能供给该门的基极电流:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B} = \frac{5 - 0.7}{1 + R_B} = \frac{4.3}{1 + R_B}$$

当一端接高电平时, 饱和边缘的基极电流:

$$I_{B(EOS)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C \beta_F} = \frac{5 - 0.2}{1 \times 50} = 0.096 \text{ mA}$$

考虑一端接高电平时, 求得的 $I_{B(EOS)}$ 值大, 能保证当两端均接高电平时管子仍饱和, 故应使

$$I_B \geq I_{B(EOS)}$$

$$\frac{4.3}{1 + R_B} \geq 0.096$$

$$R_B \leq \frac{4.3}{0.096} - 1 = 43.8 \text{ k}\Omega$$

(c) 驱动一个同类门时,

$$V_{OH} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B} R_C = 5 - \frac{5 - 0.7}{1 + 43.8} \times 1 = 4.9 \text{ V}$$

$$V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$$

(d) 当 $N=10$

$$I_{BT} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N} = \frac{5 - 0.7}{1 + R_B/10} = \frac{4.3 \times 10}{10 + R_B}$$

$$I_{BT} \geq N I_{B(EOS)}$$

$$\frac{4.3 \times 10}{10 + R_B} \geq 10 \times 0.096$$

$$R_B \leq \frac{4.3 \times 10}{10 \times 0.096} - 10 = 34.8 \text{ k}\Omega$$

现在算出的 R_B 小于(b)中之值, 所以取 $R_B = 34.8 \text{ k}\Omega$, 这样 $N=1$ 时, 晶体管也能饱和。

$$V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$$

$$V_{OH} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_B/N} \times R_C$$

$N=1$

$$V_{OH} = 5 - \frac{5 - 0.7}{1 + 34.8} \times 1 = 4.88 \text{ V}$$

$N=10$

$$V_{OH} = 5 - \frac{5 - 0.7}{1 + 34.8/10} \times 1 = 4.04 \text{ V}$$

*P3.16 (a) 已知 $V_{BE}-I_B$ 特性如图 P3.16a 所示。试计算图 P3.16b 中当 Q_1 截止和 $R_B=0$ 时, 晶体管 Q_2 和 Q_3 的基极电流。设 $V_{CE(sat)}=0.1 \text{ V}$ 及 $\beta_F=5$ 。

(b) 问题(a)中的电路是否为饱和逻辑电路? 如果不是则说明原因。

(c) 确定反相器 Q_1 能顺利驱动两个 RTL 门时的最小 R_B 值。

解 (a) 当 Q_1 截止和 $R_B=0$ 时, 画等值电路如图 P3.16c 所示, 其中 $V_{BE(on)}=0.66 \text{ V}$

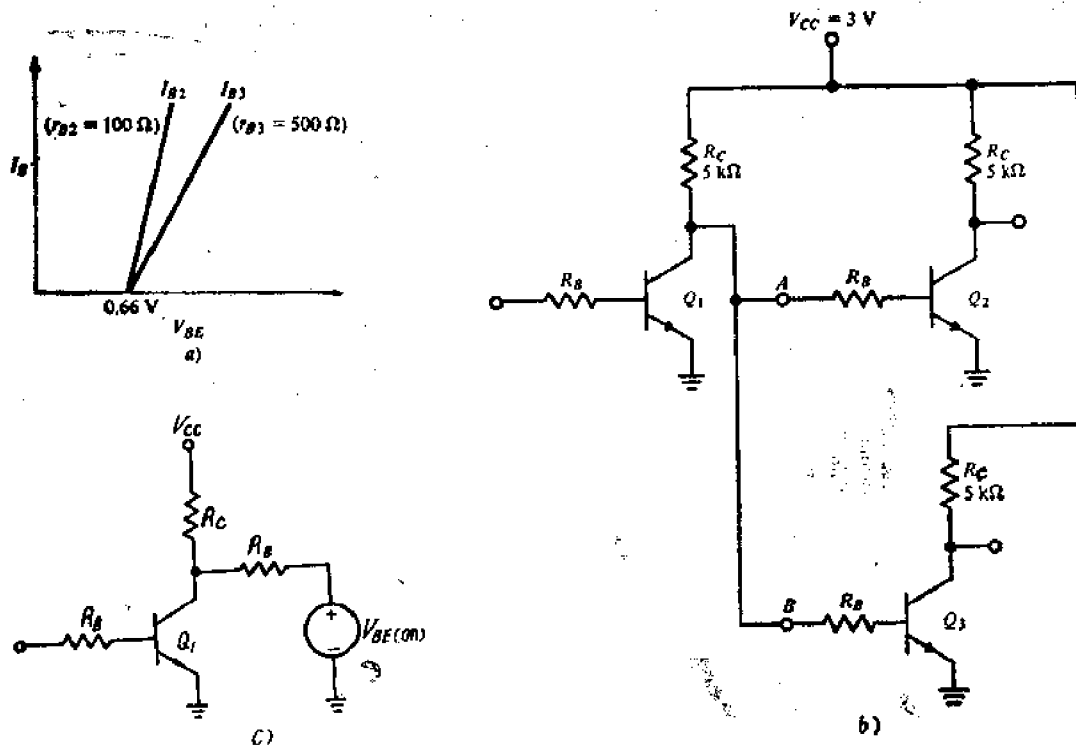


图 P3.16

$$R'_B = \frac{r_{BE1} \cdot r_{BE2}}{r_{BE1} + r_{BE2}} = \frac{0.1 \times 0.5}{0.1 + 0.5} = 0.0833k\Omega$$

Q_1 输出电压:

$$V_{OH} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_C + R'_B} \times R_C = 3 - \frac{3 - 0.66}{5 + 0.0833} \times 5 = 0.698V$$

$$I_{B1} = \frac{V_{OH} - V_{BE(on)}}{r_{B1}} = \frac{0.698 - 0.66}{0.1} = 0.38mA$$

$$I_{B2} = \frac{V_{OH} - V_{BE(on)}}{r_{B2}} = \frac{0.698 - 0.66}{0.5} = 0.076mA$$

$$(b) \quad I_{C2(sat)} = I_{C3(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} = \frac{3 - 0.1}{5} = 0.58mA$$

$$I_{B1(EOS)} = I_{B2(EOS)} = \frac{I_{C2(sat)}}{\beta_F} = \frac{0.58}{5} = 0.116mA$$

则 $I_{B1} > I_{B1(EOS)}$ Q_2 管饱和
 $I_{B2} < I_{B2(EOS)}$ Q_3 管不饱和

所以这一电路不是饱和逻辑电路。

(c) 当 $R_B \neq 0$ 时, 等值电路中的 R'_B 为:

$$R'_B = \frac{(R_B + r_{B1})(R_B + r_{B2})}{(R_B + r_{B1}) + (R_B + r_{B2})} = \frac{(R_B + 0.1)(R_B + 0.5)}{2R_B + 0.1 + 0.5}$$

$$V_{OH} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_C + R'_B} R_C = 3 - \frac{3 - 0.66}{5 + R'_B} \times 5 = 3 - \frac{11.7}{5 + R'_B}$$

由(b)可知, 若 Q_1 输出能保证 Q_2 饱和, 则 Q_2 必饱和。

$$\begin{aligned} I_{B2} &= \frac{V_{OH} - V_{BE(sat)}}{R_B + r_{B2}} = \frac{3 - \frac{11.7}{R'_B + 5} - 0.66}{R_B + 0.5} \\ &= \frac{2.34(R'_B + 5) - 11.7}{(R_B + 0.5)(R'_B + 5)} = \frac{2.34R'_B}{(R_B + 0.5)(R'_B + 5)} \\ &= \frac{2.34(R_B + 0.1)(R_B + 0.5)}{(R_B + 0.5) \left[\frac{(R_B + 0.1)(R_B + 0.5)}{2R_B + 0.6} + 5 \right]} \\ &= \frac{2.34(R_B + 0.1)}{(R_B + 0.1)(R_B + 0.5) + 5(2R_B + 0.6)} \end{aligned}$$

如 Q_2 饱和, $I_{B2} \geq I_{B2(sat)}$

即

$$\begin{aligned} \frac{2.34(R_B + 0.1)}{R_B^2 + 0.6R_B + 0.05 + 10R_B + 3} &\geq 0.116 \\ R_B^2 - 9.572R_B + 1.033 &\leq 0 \\ (R_B - 9.46)(R_B - 0.11) &\leq 0 \end{aligned}$$

解得:

$$110\Omega \leq R_B \leq 9.46k\Omega$$

所以 R_B 的最小值为 110Ω 。

*P3.17 4输入双门 RTL 集成电路组件的工作特性是: $V_{CC} = 4.5V \pm 10\%$, $0.6V \leq V_{BE(sat)} \leq 0.8V$, $0.1V \leq V_{CE(sat)} \leq 0.3V$, $\beta_F \geq 9.1$, $N \leq 6$, 最大扇出时 $PD_{av} \leq 25mW$ (每门), 通所有的电阻都是跟踪变化的。

(a) 计算最坏情况的 R_B 与 R_C 之比。

(b) 求 R_B 和 R_C 值。

解 (a) 根据(3.10b)式和最坏情况得:

$$N \leq \beta_F \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{CE(sat)}}} - \frac{R_B}{R_C}$$

或

$$N \leq \beta_F \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{CE(sat)}}} - \frac{R_B}{R_C}$$

则

$$\frac{R_B}{R_C} \leq 9.1 \frac{110\% \times 4.5 - 0.8}{110\% \times 4.5 - 0.1} - 6 = 1.79$$

或

$$\frac{R_B}{R_C} \leq 9.1 \frac{90\% \times 4.5 - 0.8}{90\% \times 4.5 - 0.1} - 6 = 1.49$$

所以取

$$\frac{R_B}{R_C} = 1.49$$

$$(b) \quad PD_L = \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{CE(sat)}}}{R_C} \times \overline{V_{CC}} = \frac{110\% \times 4.5 - 0.1}{R_C} \times 110\% \times 4.5 = \frac{24}{R_C}$$

$$PD_H = \frac{\overline{V_{CC}} - \overline{V_{BE(sat)}}}{R_C + R_B/N} \times \overline{V_{CC}} = \frac{110\% \times 4.5 - 0.6}{R_C \left(1 + \frac{1}{6} \frac{R_B}{R_C} \right)} \times 110\% \times 4.5 = \frac{17.2}{R_C}$$

$$PD_L + PD_H = 2 \times PD_{av}$$

$$\frac{24}{R_c} + \frac{17.2}{R_c} \leq 2 \times 25$$

$$R_c \geq \frac{24 + 17.2}{2 \times 25} = 0.824 \text{ k}\Omega$$

$$R_s = \frac{R_p}{R_c} \times R_c = 1.49 \times 0.824 = 1.23 \text{ k}\Omega$$

P3.18 已知图 3.11 电路具有下列数据: $V_{CC} = 5.0\text{V}$, $V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.65\text{V}$ 及 $R_1 = 50\text{k}\Omega$ 。

(a) 试辨别门的类型、它的逻辑功能以及电路中每个二极管及三极管的作用。

(b) 当 $V_{BB} = -V_{CC}$ 及 V_{in} 为高电平时, 计算电阻 R_1 中的电流。

(c) 设 $V_{BB} = 0$, 通过 R_1 的电流与 (b) 中相同, 确定 R_2 的数值。

解 参照图 3.11 画出电路如图 P3.18 所示。

(a) 此门是 DTL 门, 正逻辑时为“与非”门, 即 $F = \overline{A \cdot B}$, 在负逻辑时则为“或非”门, 即 $F = \overline{A + B}$ 。

电路中 D_{1A} 、 D_{1B} 为输入二极管, 与 R_1 、 V_{CC} 组成“与”门。 D_2 为电平转移二极管, 以提高低电平噪声容限。 Q_1 为输出三极管, 它与 R_2 及 V_{CC} 组成反相器, 完成“非”的功能, 并提高带负载能力。

(b) 当 $V_{BB} = -V_{CC} = -5.0\text{V}$ 及 V_{in} 为高电平时, D_1 截止, D_2 、 Q_1 导通, 则

$$V_{B1} = V_{BE(sat)} = 0.65\text{V}$$

$$\therefore I_{R1} = \frac{V_{B1} - V_{BB}}{R_1} = \frac{0.65 - (-5)}{50} = 0.113\text{mA}$$

(c) 当 $V_{BB} = 0$, 且 $I_{R1} = 0.113\text{mA}$ 时,

$$R_2 = \frac{V_{B1} - V_{BB}}{I_{R1}} = \frac{0.65 - 0}{0.113} = 5.75\text{k}\Omega$$

P3.19 利用图 P3.19 电路, 并取 $V_{CC} = 5.0\text{V}$, $V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.65\text{V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$ 及 $R_2 = 10\text{k}\Omega$ 。

(a) 假定二极管是理想的, 试确定过渡区的宽度。

(b) 计算扇出为 1 时的噪声容限。

(c) 此电路与 RTL 门相比的优缺点。

(d) 如要增加 NM_L , 电路应如何修改?

解 (a) $V_{IH} = V_{IL} = V_{D2(on)} + V_{BE(sat)} - V_{D1(on)} = 0.65\text{V}$

过渡宽度 $= V_{IH} - V_{IL} = 0\text{V}$

(b) $V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$

$$V_{OH} = V_{CC} = 5.0\text{V}$$

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 0.65 - 0.2 = 0.45\text{V}$$

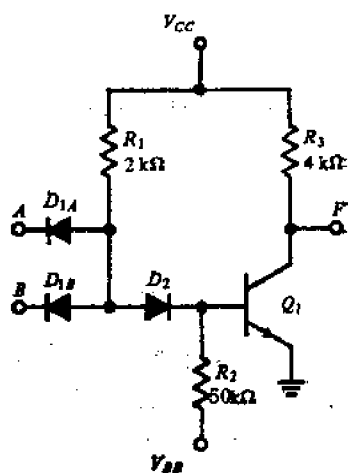


图 P3.18

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 5 - 0.65 = 4.35V$$

$$NM = 0.45V$$

(c) 优点: (1) 过渡宽度减小, 逻辑摆幅增大, 且不受扇出的影响。

(2) 输出高电平时, 负载门的各输入二极管都在反偏状态, 所以没有‘抢电流’问题, 各个负载门彼此隔离。

缺点: (1) 线路需要元件多, 较复杂。

(2) DTL 门比 RTL 门速度慢。

(d) 为了增加 NM_L , 可提高 V_{IL} , 则 D_2 可用两个二极管串联, $NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 2 \times 0.65 - 0.2 = 1.1V$ 。欲再提高 NM_L , 可多串几个二极管或用稳压管代替二极管。

P3.20 在图 P3.19 电路中, 已知: $V_{CC} = 5.5V$, $V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.7V$, $V_{CE(sat)} = 0.15V$, $\beta_F = 20$, $R_1 = 5k\Omega$ 及 $R_2 = 1k\Omega$ 。

(a) 当 V_{in} 为高电平时, 计算保证 Q_1 饱和的 R_1 最大值 (假定门为空载)。

(b) 如果 $R_1 = 0.5R_{1(max)}$, $R_{1(max)}$ 为 (a) 中确定的值, 求电路的扇出。

$$\text{解 (a)} \quad I_{C(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_2} = \frac{5.5 - 0.15}{1} = 5.35mA$$

$$I_{B(EOS)} = \frac{I_{C(sat)}}{\beta_F} = \frac{5.35}{20} = 0.2675mA$$

实际基极电流:

$$I_B = \frac{V_{CC} - (V_{BE(sat)} + V_{D(on)})}{R_1} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_2}$$

$$= \frac{5.5 - (0.7 + 0.7)}{R_1} - \frac{0.7}{5} = \frac{4.1}{R_1} - 0.14$$

当 $I_B = I_{B(EOS)}$ 时, $R_1 = R_{1(max)}$,

$$\frac{4.1}{R_{1(max)}} - 0.14 = 0.2675$$

$$R_{1(max)} = \frac{4.1}{0.14 + 0.2675} = 10k\Omega$$

(b) $R_1 = 0.5R_{1(max)} = 0.5 \times 10 = 5k\Omega$

输入高电平, 输出为低电平时:

$$I_B = \frac{V_{CC} - (V_{BE(sat)} + V_{D2(on)})}{R_1} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_2}$$

$$= \frac{5.5 - (0.7 + 0.7)}{5} - \frac{0.7}{5} = 0.68mA$$

$$I_{R3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_2} = \frac{5.5 - 0.15}{1} = 5.35mA$$

负载门输入低电平, 灌入的负载电流:

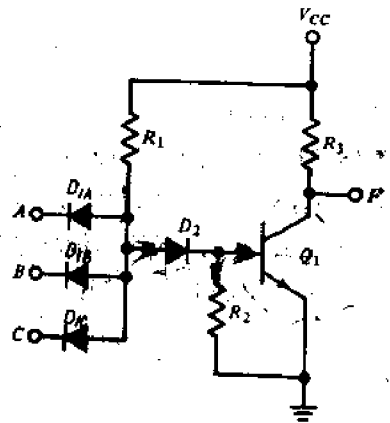


图 P 3.19

$$I_L = I_{R_1} - I_{R_2} = \frac{V_{CC} - (V_{D1(on)} + V_{CE(sat)})}{R_1} - \frac{V_{D1(on)} + V_{CE(sat)} - V_{D2(on)}}{R_2}$$

$$= \frac{5.5 - (0.7 + 0.15)}{5} - \frac{0.7 + 0.15 - 0.7}{5} = 0.9 \text{ mA}$$

$$\beta_F I_B \geq I_{R_2} + N I_L$$

$$N \leq \frac{\beta_F I_B - I_{R_2}}{I_L} = \frac{20 \times 0.68 - 5.35}{0.9} = 9.17$$

取 $N = 9$

***P3.21** 修改图 P3.19 的电路, 使其中 D_2 改用两个串联的二极管, 且 $V_{CC} = 5.0 \text{ V} \pm 10\%$, $V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$, $\beta_F \geq 10$, $R_1 = R_2 = 4 \text{ k}\Omega$ 及 $R_3 = 6 \text{ k}\Omega$, 所有门的电源是公用的, 试计算最坏情况的扇出。

解 由题 P3.20 知:

$$N \leq \frac{\beta_F I_B - I_{R_2}}{I_L}$$

$$= \frac{\beta_F \left(\frac{V_{CC} - V_{BE(sat)} - 2 \times V_{D1(on)}}{R_1} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_2} \right) - \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3}}{\frac{V_{CC} - V_{D1(on)} - V_{CE(sat)}}{R_1}}$$

$$= \frac{10 \left(\frac{V_{CC} - 0.7 - 2 \times 0.7}{4} - \frac{0.7}{4} \right) - \frac{V_{CC} - 0.2}{6}}{\frac{V_{CC} - 0.7 - 0.2}{4}}$$

$$= \frac{\frac{10(V_{CC} - 2.8)}{4} - \frac{V_{CC} - 0.2}{6}}{\frac{V_{CC} - 0.9}{4}}$$

当 $V_{CC} = \overline{V_{CC}} = 110\% \times 5 = 5.5 \text{ V}$ 时:

$$N = \left[\frac{10(5.5 - 2.8)}{4} - \frac{5.5 - 0.2}{6} \right] / \left(\frac{5.5 - 0.9}{4} \right) = 5.1$$

当 $V_{CC} = \underline{V_{CC}} = 90\% \times 5 = 4.5 \text{ V}$ 时:

$$N = \left[\frac{10(4.5 - 2.8)}{4} - \frac{4.5 - 0.2}{6} \right] / \left(\frac{4.5 - 0.9}{4} \right) = 3.93$$

故最坏情况下扇出为 3。

P3.22 在图 3.14 电路中, 已知: $V_{CC} = 5.0 \text{ V}$, $V_{BE(sat)} = V_{D1(on)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{CE(sat)} = 0.25 \text{ V}$, $\beta_F = 25$, $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_3 = 3 \text{ k}\Omega$ 及 $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$ 。

(a) 试说明晶体管 Q_1 的作用。

(b) 列举这个电路由于有了晶体管 Q_1 而产生的缺点。

(c) 说明晶体管 Q_1 对噪声容限的影响。

(d) 比较电路中有或没有晶体管 Q_1 及电阻 R_4 时, 晶体管 Q_2 的过驱动系数 (没有晶体管 Q_1 时, 电阻 R_1 直接与二极管 D_1 连接)。

解 (a) Q_1 的 BE 结起电平转移作用, 可提高 NM_L , 并且在相同的电阻值和电平的

情况下, 它供给 Q_2 较大的基极电流, 从而增加了扇出。

(b) 当负载较轻时, Q_1 的存在使 Q_2 深饱和, 而且 Q_1 也饱和, 这就增加了传输延迟时间, 则门的开关速度下降。

(c) Q_1 的存在使低电平噪声容限增加 (增加的数值为 $V_{BE(sat)}$), 高电平噪声容限减少。

(d) Q_1 及 R_4 存在时, 输入高电平:

$$\begin{aligned} I_{B1} &= \frac{V_{CC} - (2V_{BE(sat)} + V_{D(on)})}{R_1} \\ &= \frac{5 - (2 \times 0.7 + 0.7)}{5} \\ &= 0.58 \text{ mA} \\ I_{C1(sat)} &= \frac{V_{CC} - (V_{CE(sat)} + V_{D(on)} + V_{BE(sat)})}{R_4} \\ &= \frac{5 - (0.25 + 0.7 + 0.7)}{1} \\ &= 3.35 \text{ mA} \\ \beta_F I_{B1} &= 25 \times 0.58 = 14.5 \text{ mA} > I_{C1(sat)} \\ &= 3.35 \text{ mA} \end{aligned}$$

$\therefore Q_1$ 饱和

$$\begin{aligned} I_{E1} &= I_{B1} + I_{C1(sat)} = 0.58 + 3.35 = 3.93 \text{ mA} \\ I_{B2} &= I_{E1} - I_{R2} = I_{E1} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_2} = 3.93 - \frac{0.7}{3} = 3.7 \text{ mA} \\ I_{B2(EO S)} &= \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3 \times \beta_F} = \frac{5 - 0.25}{3 \times 25} = 0.0633 \text{ mA} \\ \therefore k_2 &= \frac{I_{B2}}{I_{B2(EO S)}} = \frac{3.7}{0.0633} = 58.7 \end{aligned}$$

Q_1 及 R_4 不存在时, 输入高电平:

$$\begin{aligned} I'_{B1} &= \frac{V_{CC} - (V_{BE(sat)} + V_{D(on)})}{R_1} = \frac{5 - (0.7 + 0.7)}{5} = 0.72 \text{ mA} \\ I'_{B2} &= I_{R1} - I_{R2} = I_{R1} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_2} = 0.72 - \frac{0.7}{3} = 0.487 \text{ mA} \\ k'_2 &= \frac{I'_{B2}}{I_{B2(EO S)}} = \frac{0.487}{0.0633} = 7.69 \end{aligned}$$

P3.23 (a) 说明图3.14中二极管 D_1 的作用。

(b) 采用习题 P3.22 中的数据计算电路的扇出。

(c) 解释扇出为什么是噪声容限的函数。

解 (a) D_1 起电平转移作用, 可提高 NM_{L0} 。

(b) 输入高电平, 输出低电平时, 题 P3.22 中已得 $I_{B1} = 3.7 \text{ mA}$ 。

$$Q_2 \text{ 饱和时: } \beta_F I_{B1} \geq I_{R3} + NI_L = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3} + N \frac{V_{CC} - V_{D(on)} - V_{CE(sat)}}{R_1}$$

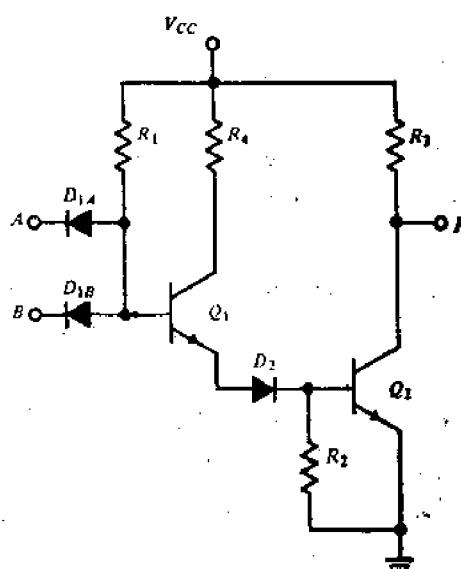


图3.14

$$25 \times 3.7 \geq \frac{5-0.25}{3} + N \frac{5-0.7-0.25}{5}$$

$$N \leq 112.2$$

取 $N=112$

(c) 在本电路中, 不改变其他参数, 仅改变电平转移二极管的导通电压值, 如使 $V_{D2(on)}$ 提高, $V_{IL}=V_{IH}$ 相应增大, 而 $V_{OH}=V_{CC}$, $V_{OL}=V_{CE(sat)}$ 保持不变, 则 NM_L 将增加, NM_H 下降, 此时如要使 Q_1 , Q_2 导通, Q_1 的基极电压也必升高, 其基极电流和集电极电流将减小, 因而 Q_2 的基极电流也减少, 致使扇出 N_L 减小, 所以说扇出是噪声容限的函数。

***P3.24** 将图3.15所示的电路改成具有下列数据的一个3输入DTL门: $V_{CC}=4.5V$, $V_{BE(sat)}=V_{D(on)}=0.75V$, $V_{CE(sat)}=0.1V$, $\beta_F=15$, $R_2=1k\Omega$, $R_3=3k\Omega$ 及驱动同类门的 $N=10$ 。

(a) 说明图3.15电路与图3.14相比的优点。

(b) 计算此门的噪声容限。

(c) 当输入 A 和 B 为低电平及输入 C 为高电平时, 如果通过 D_{1A} 及 D_{1B} 的电流都是 $0.7mA$ 。试计算使 Q_2 的过驱动系数 k 为1时, 电阻 R_1 及 R_2 的值。

解 按题意画电路如图 P3.24 所示。

(a) 与图3.14相比, 增加了电压负反馈, 当输入高电平时, Q_1 保证工作在放大区而不致于饱和, 避免了因饱和而引起的传输延迟时间的增加, 并可使产品成品率增加。

$$\begin{aligned} (b) \quad V_{IH} &= V_{IL} = 2V_{BE(sat)} + V_{D2(on)} \\ &\quad - V_{D1(on)} \\ &= 2 \times 0.75 + 0.75 - 0.75 = 1.5V \\ V_{OL} &= V_{CE(sat)} = 0.1V \end{aligned}$$

$$V_{OH} = V_{CC} = 4.5V$$

$$\therefore NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 4.5 - 1.5 = 3V$$

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 1.5 - 0.1 = 1.4V$$

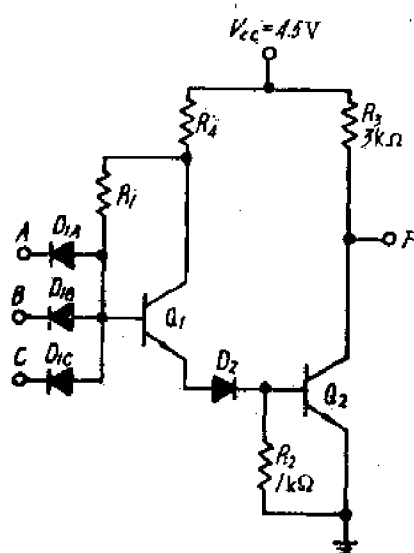
故取 $NM=1.4V$

(c) 当 $V_{inA}=V_{inB}=0.1V$, $V_{inC}=4.5V$ 时, D_{1A} , D_{1B} 导通, D_{1C} , D_2 , Q_1 , Q_2 截止, 此时:

$$\begin{aligned} I_{R1} &= I_{R4} = \frac{V_{CC} - (V_{D(on)} + V_{inA})}{R_1 + R_4} = I_{D1A} + I_{D1B} \\ \frac{4.5 - (0.75 + 0.1)}{R_1 + R_4} &= 0.7 + 0.7 \end{aligned}$$

得

$$R_1 + R_4 = \frac{4.5 - (0.75 + 0.1)}{1.4} = 2.61k\Omega$$



图P3.24

当只有一个输入端为低电平时, 灌电流负载最大:

$$I_L = 2 \times I_{D1} = 2 \times 0.7 = 1.4 \text{ mA}$$

当输入全为高电平时, D_{1A} 、 D_{1B} 、 D_{1C} 都截止, Q_1 放大, Q_2 饱和, D_2 导通,

$$I_{C1} = I_{R3} + NI_L = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3} + NI_L = \frac{4.5 - 0.1}{3} + 10 \times 1.4 = 15.47 \text{ mA}$$

$$I_{B1(EO5)} = \frac{I_{C1}}{\beta_F} = \frac{15.47}{15} = 1.03 \text{ mA}$$

当 $k=1$, $I_{B1} = I_{B1(EO5)} = 1.03 \text{ mA}$

$$I_{E1} = I_{R1} + I_{B1} = \frac{V_{BE(sat)}}{R_1} + I_{B1} = \frac{0.75}{1} + 1.03 = 1.78 \text{ mA}$$

又

$$V_{CC} = I_{B1}R_1 + (I_{B1} + I_{C1})R_4 + 2V_{BE(sat)} + V_{D2(on)}$$

$$V_{CC} - 2V_{BE(sat)} - V_{D2(on)} = \frac{I_{E1}}{1 + \beta_F}(R_1 + R_4 - R_4) - I_{E1}R_4$$

$$4.5 - 2 \times 0.75 - 0.75 = \frac{1.78}{1 + 15}(2.61 - R_4) - 1.78R_4$$

解得

$$R_4 = 1.17 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = (R_1 + R_4) - R_4 = 2.61 - 1.17 = 1.44 \text{ k}\Omega$$

P3.25 采用图3.15(参见E3.6中插图)中的电路, 并取如下数据: $V_{CC} = 5.5 \text{ V}$, $V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.68 \text{ V}$, $V_{CE(sat)} = 0.25 \text{ V}$, $\beta_F = 10$, $R_1 = 1.5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 4 \text{ k}\Omega$ 及 $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$ 。假定占空系数为50%, 试计算此门驱动一个同类门时的 PD_{av} 值。

解 输入低电平时:

$$I_{R4} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)} - V_{D(on)}}{R_1 + R_4} = \frac{5.5 - 0.25 - 0.68}{1.5 + 2} = 1.306 \text{ mA}$$

$$PD_H = I_{R4} \times V_{CC} = 1.306 \times 5.5 = 7.183 \text{ mW}$$

输入高电平时:

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE(sat)} - V_{D(on)}}{R_1 + (1 + \beta_F)R_4} = \frac{5.5 - 2 \times 0.68 - 0.68}{1.5 + (1 + 10) \times 2} = 0.1472 \text{ mA}$$

$$I_{R4} = I_{E1} = (1 + \beta_F)I_{B1} = (1 + 10) \times 0.1472 = 1.619 \text{ mA}$$

$$Q_2 \text{ 饱和: } I_{R3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3} = \frac{5.5 - 0.25}{4} = 1.313 \text{ mA}$$

$$PD_L = V_{CC}(I_{R4} + I_{R3}) = 5.5(1.619 + 1.313) = 16.13 \text{ mW}$$

$$PD_{av} = \frac{1}{2}(PD_H + PD_L) = \frac{1}{2}(7.183 + 16.13) = 11.7 \text{ mW}$$

P3.26 修改图3.15电路, 用齐纳二极管代替二极管 D_2 , 已知: $V_{CC} = 6.0 \text{ V}$, $V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{D2(on)} = 2.0 \text{ V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$, $\beta_F = 15$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 3 \text{ k}\Omega$ 及 $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$ 。

(a) 求晶体管 Q_1 的最大集电极电流。

(b) 确定扇出。

(c) 计算驱动一个负载门及驱动最大数目负载门时的 V_{OH} 和 V_{OL} 。

解 电路形式与题E3.6中相同。

(a) 输入高电平时:

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE(sat)} - V_{D1(on)}}{R_1 + (1 + \beta_F)R_2} = \frac{6.0 - 2 \times 0.7 - 0.2}{1 + (1 + 15) \times 2} = 0.07879 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = (1 + \beta_F)I_{B1} = (1 + 15) \times 0.07879 = 1.26 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = I_{E1} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_2} = 1.26 - \frac{0.7}{2} = 0.91 \text{ mA}$$

$$I_{C2(max)} = \beta_F \times I_{B2} = 15 \times 0.91 = 13.7 \text{ mA}$$

$$(b) \quad I_{C2(max)} = I_{B2} + NI_L = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3} + N \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)} - V_{D1(on)}}{R_1 + R_2}$$

$$13.7 = \frac{6.0 - 0.2}{3} + N \frac{6.0 - 0.2 - 0.7}{1 + 2}$$

解得: $N = 6.92$

取 $N = 6$

(c) 驱动一个负载门或驱动最大数目负载门时的 V_{OH} 与 V_{OL} 分别相同, 即

$$V_{OH} = V_{CE} = 6.0 \text{ V}$$

$$V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$$

P3.27 (a) 试画出一个 TTL 门电路, 其中包括一个 3 输入多射极晶体管 Q_1 、一个电平转移二极管 D_1 及一个反相输出级 Q_2 。

(b) 假定用正逻辑, 指出此门的逻辑功能。

(c) 说明 TTL 门多射极输入晶体管与 DTL 门输入二极管相比有哪些优点?

(d) 说明逻辑门中用晶体管代替输入二极管有什么缺点?

解 (a) 画出 TTL 门电路如图 P3.27 所示。

(b) 正逻辑时, 此门为“与非”逻辑, 即

$$F = \overline{A \cdot B \cdot C}$$

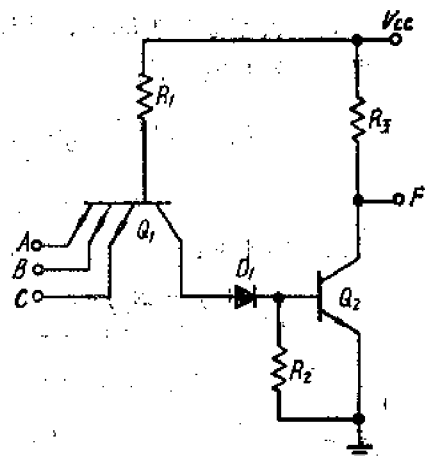
(c) 用了多射极输入晶体管能减小传输延迟时间, 并能减小集成电路在硅片上占用面积。

(d) 采用多射极输入晶体管的缺点是在高电平输入时, 晶体管工作于反接放大状态, 有电流从输入端流入, 其值与 $\beta_R I_{B1}$ 有关, 造成前级门输出高电平下降, 所以 β_R 要尽可能小。此外当输入端不全是高电平时, 存在着寄生晶体管效应, 也就有交叉漏电流, 这些都增加了驱动门输出晶体管的电流, 影响了驱动门的扇出和噪声容限。

P3.28 设图 3.17b 中门的工作条件如下: $V_{CC} = 5.5 \text{ V}$, $V_{BE(sat)} = V_{D1(on)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{BC(sat)} = 0.5 \text{ V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$, $\beta_F = 20$, $\beta_R = 1.5$, $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ 及 $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ 。

(a) 假定每一驱动门只驱动一个负载门, 当被驱动门的所有输入都为高电平时, 计算此门的电平转移二极管电流。

(b) 确定(a)中驱动门的 NM_H 。



图P3.27

(c) 计算在(a)中被驱动门的 β_R 最大值。

(d) 假定输入条件与(a)相同, 求低电平输出条件下的扇出。

(e) 假定 NM_L 保持为最大值, 计算在 $NM_H = NM_L$ 条件下 β_R 的最大值。

解 (a) 输入都为高电平时, Q_1 反接放大, Q_2 饱和。

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - (V_{BE(sat)} + V_{D(Qn)} + V_{BC(sat)})}{R_1}$$

$$= \frac{5.5 - (0.7 + 0.7 + 0.5)}{5}$$

$$= 0.72 \text{ mA}$$

$$I_{D1} = -I_{C1} = (1 + \beta_R) I_{B1}$$

$$= (1 + 1.5) \times 0.72 = 1.8 \text{ mA}$$

$$(b) V_{OH} = V_{CC} - I_L R_3 = V_{CC} - \frac{\beta_R I_{B1}}{M} R_3$$

$$= 5.5 - \frac{1.5 \times 0.72}{2} \times 1 = 4.96 \text{ V}$$

$$V_{IH} = V_{BE(sat)} + V_{D(Qn)} + V_{BC(sat)} - V_{BE(sat)} = 0.7 + 0.7 + 0.5 - 0.7 = 1.2 \text{ V}$$

$$NM_H = V_{OH} - V_{IH} = 4.96 - 1.2 = 3.76 \text{ V}$$

$$(c) V_{OH} = V_{CC} - \frac{\beta_R I_{B1}}{M} R_3 = 5.5 - \frac{\beta_R \times 0.72}{2} \times 1 = 5.5 - 0.36 \beta_R$$

(式中 M 为多射极晶体管的发射极数目)。

由上式知, 随 β_R 增大, V_{OH} 下降, 极限情况下, $V_{OH} = V_{IH}$, 此时 $\beta_R = \beta_{Rmax}$ 。

$$\text{则 } \beta_{Rmax} = \frac{5.5 - V_{OH}}{0.36} = \frac{5.5 - 1.2}{0.36} = 11.9$$

$$(d) I_{B3} = I_{D2} - I_{R2} = I_{D2} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_2} = 1.8 - \frac{0.7}{3} = 1.567 \text{ mA}$$

$$I_{R3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3} = \frac{5.5 - 0.2}{1} = 5.3 \text{ mA}$$

当负载门只有一个输入端接低电平时, 灌入的电流为最大:

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)} - V_{CE(sat)}}{R_1} = \frac{5.5 - 0.7 - 0.2}{5} = 0.92 \text{ mA}$$

$$\beta_F I_{B3} \geq I_{R3} + N_L I_L$$

$$N_L \leq \frac{\beta_F I_{B3} - I_{R3}}{I_L} = \frac{20 \times 1.567 - 5.3}{0.92} = 28.3$$

取 $N_L = 28$

$$(e) V_{IL} = V_{IH} = V_{BE(sat)} + V_{D(Qn)} + V_{BC(sat)} - V_{BE(sat)}$$

$$= 0.7 + 0.7 + 0.5 - 0.7 = 1.2 \text{ V}$$

$$V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$$

$$NM_L = V_{IL} - V_{OL} = 1.2 - 0.2 = 1 \text{ V}$$

当 $NM_H = NM_L = 1 \text{ V}$ 时,

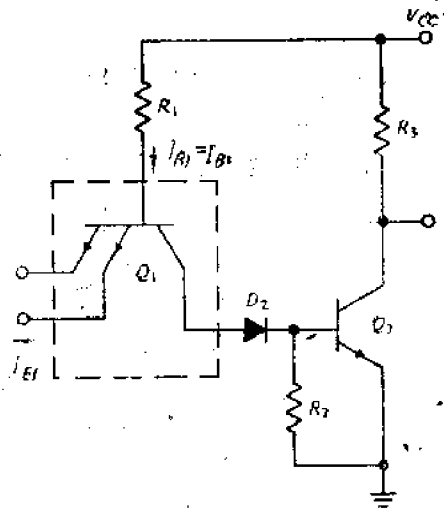


图3.17

$$V_{OH} = V_{IH} + NM_H = 1.2 + 1 = 2.2V$$

由(c)知 $V_{OH} = 5.5 - 0.36\beta_R$

$$\therefore \beta_{R(max)} = \frac{5.5 - V_{OH}}{0.36} = \frac{5.5 - 2.2}{0.36} = 9.17$$

***P3.29** 在图 3.17b 中的 2 输入 TTL 门有如下数据: $V_{CC} = 4.5V$, $V_{BE(sat)} = V_{D(QN)} = 0.75V$, $V_{CE(sat)} = 0.1V$, $\beta_F = 15$, $\beta_R = 0.5$, $R_1 = 5k\Omega$, $R_2 = 4k\Omega$, $R_3 = 4k\Omega$ 。

(a) 在两个输入悬空的条件下, 即两个输入端都没有接什么时, 确定低电平扇出 (N_L)。

(b) 若门的每个输入都是同类型驱动门的唯一输出端负载, 确定此门的低电平扇出。

(c) 若门的两个输入都与一个驱动门相连接, 而且驱动门在最大扇出时 $NM_H = 0.3V$, 确定此条件下驱动门的高电平扇出。

解 (a) $V_{BC(sat)} = V_{BE(sat)} - V_{CE(sat)} = 0.75 - 0.1 = 0.65V$

输入端悬空, Q_1 的 BC 结导通:

$$\begin{aligned} I_{D1} = I_{R1} &= \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)} - V_{D(QN)} - V_{BC(sat)}}{R_1} \\ &= \frac{4.5 - 0.75 - 0.75 - 0.65}{5} = 0.47mA \end{aligned}$$

$$I_{B2} = I_{D1} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_1} = 0.47 - \frac{0.75}{4} = 0.2825mA$$

$$I_{R3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3} = \frac{4.5 - 0.1}{4} = 1.1mA$$

负载门最大灌入电流:

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)} - V_{CE(sat)}}{R_1} = \frac{4.5 - 0.75 - 0.1}{5} = 0.73mA$$

扇出

$$N_L \leq \frac{\beta_F I_{B2} - I_{R3}}{I_L} = \frac{15 \times 0.2825 - 1.1}{0.73} = 4.3$$

取 $N_L = 4$

(b) 输入高电平时, Q_1 处于反接放大状态:

$$I_{D1} = -I_{C1} = (1 + \beta_R)I_{R1} = (1 + 0.5) \times 0.47 = 0.705mA$$

$$I_{B2} = I_{D1} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_1} = 0.705 - \frac{0.75}{4} = 0.5175mA$$

$$N_L \leq \frac{\beta_F I_{B2} - I_{R3}}{I_L} = \frac{15 \times 0.5175 - 1.1}{0.73} = 9.13$$

取 $N_L = 9$

(c) 因为两个输入端都与一个驱动门相接, 并且是高电平, 所以 Q_1 处于反接放大状态, 且有:

$$-I_E = \beta_R \times I_{R1} = 0.5 \times 0.47 = 0.235mA$$

$$\begin{aligned} V_{IH} &= V_{BE3(sat)} + V_{D2(on)} + V_{BC1(sat)} - V_{BE(on)} \\ &= 0.75 + 0.75 + 0.65 - 0.75 = 1.4V \end{aligned}$$

$$V_{OH} = V_{IH} + NM_H = 1.4 + 0.3 = 1.7V$$

又

$$V_{OH} = V_{CC} - N_H |I_E| R_s$$

∴

$$N_H = \frac{V_{CC} - V_{OH}}{|I_E| R_s} = \frac{4.5 - 1.7}{0.235 \times 4} = 2.98$$

取 $N_H = 2$

P3.30 一个简单的 TTL 反相器如图 P3.30 所示, 电路具有如下数据: $V_{CC} = 3.0V$, $V_{BE(sat)} = 0.7V$, $V_{CE(sat)} = 0.1V$, $\beta_F = 20$, $\beta_R = 1$, $R_1 = 8k\Omega$, $R_3 = 600\Omega$ 。

- 画出此门的电压传输特性。
- 计算输入为 V_{CC} 时的低电平扇出。
- 计算 $NM_H \geq 0.8V$ 时高电平扇出。
- 指出怎样选择此门的扇出数, 并加以解释。
- 如果对晶体管 Q_1 再增加一个射极而形成 2 输入门, 试根据(b)及(c)确定对扇出的影响。

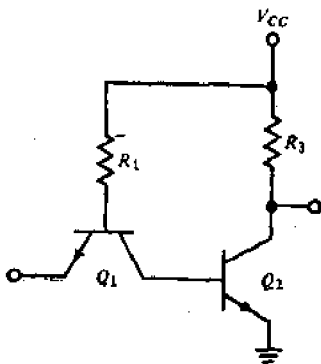
解 (a) $V_{BC(sat)} = V_{BE(sat)} - V_{CE(sat)} = 0.7 - 0.1 = 0.6V$

$$V_{IL} = V_{IH} = V_{BE2(sat)} + V_{BC1(sat)} - V_{BE1(sat)} = 0.7 + 0.6 - 0.7 = 0.6V$$

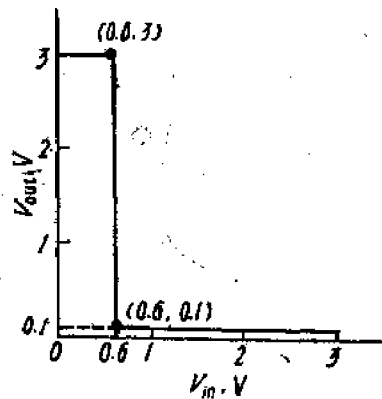
$$V_{OH} = V_{CC} = 3V \quad (N=0)$$

$$V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.1V$$

由此可画出传输特性如图 P3.30a 所示。



图P3.30



图P3.30a

(b) 输入为 V_{CC} 时, Q_1 工作在反接放大状态, 则

$$I_{B1} = I_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)} - V_{BC(sat)}}{R_1} = \frac{3.0 - 0.7 - 0.6}{8} = 0.2125mA$$

$$I_{B2} = -I_{C1} = (1 + \beta_R) I_{B1} = (1 + 1) \times 0.2125 = 0.425mA$$

$$I_{R3} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_3} = \frac{3.0 - 0.1}{0.6} = 4.833mA$$

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)} - V_{CE(sat)}}{R_1} = \frac{3 - 0.7 - 0.1}{8} = 0.275mA$$

$$N_L \leq \frac{\beta_F I_{B2} - I_{R3}}{I_L} = \frac{20 \times 0.425 - 4.833}{0.275} = 13.3$$

取 $N_L = 13$

$$(c) \quad V_{OH} = V_{IH} + NM_H \geq 0.6 + 0.8 = 1.4V$$

$$N_H \leq \frac{V_{CC} - V_{OH}}{|I_E| R_3} = \frac{V_{CC} - V_{OH}}{\frac{\beta_R I_{B1}}{M} R_3} = \frac{3 - 1.4}{\frac{1 \times 0.2125}{1} \times 0.6} = 12.5$$

取 $N_H = 12$

(d) 此门的扇出选为12, 以保证达到规定的噪声容限。

(e) 如 Q_1 增加一射极, 但 Q_1 的基极电流不变。计算低电平扇出时仍应以一个输入端为低电平来计算 (即假设另一输入端接高电平或悬空), 这是较严重的情况, 所以对低电平扇出 N_L 没有影响。高电平输入时, 只要两个发射极没有合并接到同一高电平输出端, 即使有一个端悬空, 另一个输入端流入的电流仍是 (c) 中的一半, 因此高电平扇出 N_H 增加一倍为24。

P3.31 图3.19 (参见 E3.8 中插图) 的有源提拉输出 TTL 门有下列数据: $V_{CC} = 5.0V$, $V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.75V$, $V_{CE(sat)} = 0.15V$, $\beta_F = 15$, $\beta_R = 0.5$, $R_1 = 20k\Omega$, $R_2 = 3k\Omega$, $R_3 = 200\Omega$, $R_4 = 6k\Omega$ 。

(a) 计算低电平扇出。

(b) 假定 N_H 为 $N_{H(max)}$ 的 25%, 计算高电平扇出。

解 $V_{BC(sat)} = V_{BE(sat)} - V_{CE(sat)} = 0.75 - 0.15 = 0.6V$

(a) 输入高电平, 输出为低电平时, Q_1 处于反接放大状态, Q_2 、 Q_3 处于饱和状态, Q_4 截止状态。

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE(sat)} - V_{BC(sat)}}{R_1} = \frac{5 - 2 \times 0.75 - 0.6}{20} = 0.145mA$$

$$I_{B2} = -I_{C1} = (1 + \beta_R) I_{B1} = (1 + 0.5) \times 0.145 = 0.218mA$$

$$I_{C2(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)} - V_{BE(sat)}}{R_4} = \frac{5 - 0.15 - 0.75}{6} = 0.6833mA$$

$$I_{E2} = I_{C1} + I_{B2} = 0.6833 + 0.218 = 0.9013mA$$

$$I_{B3} = I_{E2} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_2} = 0.9013 - \frac{0.75}{3} = 0.6513mA$$

每一负载门灌入电流:

$$I_L = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)} - V_{BE(sat)}}{R_1} = \frac{5 - 0.15 - 0.75}{20} = 0.205mA$$

$$N_L \leq \frac{\beta_F I_{B3}}{I_L} = \frac{15 \times 0.6513}{0.205} = 47.70$$

取 $N_L = 47$

$$(b) \quad V_{IH} = V_{BE3(sat)} + V_{BE2(sat)} + V_{BC1(sat)} - V_{BE1(sat)} \\ = 0.75 + 0.75 + 0.6 - 0.75 = 1.35V$$

$$V_{OH(max)} = V_{CC} - V_{BE(sat)} - V_{D(on)} = 5 - 0.75 - 0.75 = 3.5V$$

$$NM_{H(max)} = V_{OH(max)} - V_{IH} = 3.5 - 1.35 = 2.15V$$

$$NM'_H = 25\% \times NM_{H(max)} = 25\% \times 2.15 = 0.5375V$$

$$V'_{OH} = V_{IH} + NM'_H = 1.35 + 0.5375 = 1.888V$$

输入低电平, 输出高电平时, Q_1 饱和, Q_2 , Q_3 截止, Q_4 导通。

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1(sat)} - V_{D1(on)} - V'_{OH}}{R_1} = \frac{5 - 0.75 - 0.75 - 1.888}{6} = 0.2687 \text{mA}$$

$$I_{C1(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE1(sat)} - V_{D1(on)} - V'_{OH}}{R_2} = \frac{5 - 0.15 - 0.75 - 1.888}{0.2} = 11.06 \text{mA}$$

$$\beta_F I_{B1} = 15 \times 0.2687 = 4.03 \text{mA} < I_{C1(sat)}$$

∴ Q_1 是放大状态

$$I_{E1} = (1 + \beta_F) I_{B1} = (1 + 15) \times 0.2687 = 4.299 \text{mA}$$

每一负载门输入电流:

$$-I_{E1} = \frac{\beta_R I_{B1}}{M} = \frac{0.5 \times 0.145}{2} = 0.03625 \text{mA}$$

$$N_H = \frac{I_{E1}}{|I_{E1}|} = \frac{4.299}{0.03625} = 118.6$$

取 $N_H = 118$

P3.32 对于图3.19的门电路, 其中 $V_{CC} = 5.0 \text{V}$, $V_{BE(sat)} = V_{D(on)} = 0.7 \text{V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{V}$, $\beta_F = 10$, $\beta_R = 0.5$, $R_1 = 10 \text{k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{k}\Omega$, $R_3 = 150 \Omega$, $R_4 = 4 \text{k}\Omega$.

(a) 如已知 $V_{OH} = 3.0 \text{V}$, 求扇出。

(b) 如不考虑任何暂态电流, 计算驱动四个同类门的 PD_{av} 值。

解 (a) 输出为高电平时:

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1(sat)} - V_{D1(on)} - V_{OH}}{R_1} = \frac{5 - 0.7 - 0.7 - 3}{4} = 0.15 \text{mA}$$

$$I_{C1(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE1(sat)} - V_{D1(on)} - V_{OH}}{R_2} = \frac{5 - 0.2 - 0.7 - 3}{0.15} = 7.333 \text{mA}$$

$$\beta_F I_{B1} = 10 \times 0.15 = 1.5 \text{mA} < I_{C1(sat)}$$

∴ Q_1 是放大状态

$$I_{E1} = (1 + \beta_F) I_{B1} = (1 + 10) \times 0.15 = 1.65 \text{mA}$$

对负载门, 输入为高电平:

$$V_{BC(sat)} = V_{BE(sat)} - V_{CE(sat)} = 0.7 - 0.2 = 0.5 \text{V}$$

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1(sat)} - V_{BE2(sat)} - V_{BC(sat)}}{R_1} = \frac{5 - 0.7 - 0.7 - 0.5}{10} = 0.31 \text{mA}$$

$$-I_{E1} = \frac{\beta_R I_{B1}}{M} = \frac{0.5 \times 0.31}{2} = 0.0775 \text{mA}$$

$$N_H = \frac{I_{E1}}{|I_{E1}|} = \frac{1.65}{0.0775} = 21.29$$

取 $N_H = 21$

输出为低电平时:

$$I_{B1} = 0.31 \text{mA}$$

$$I_{B2} = -I_{C1} = (1 + \beta_R) I_{B1} = (1 + 0.5) \times 0.31 = 0.465 \text{mA}$$

$$I_{C2(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE2(sat)} - V_{BE2(sat)}}{R_3} = \frac{5 - 0.2 - 0.7}{4} = 1.025 \text{mA}$$

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2(sat)} = 0.465 + 1.025 = 1.49 \text{mA}$$

$$I_{B3} = I_{E2} - \frac{V_{BE3(sat)}}{R_1} = 1.49 - \frac{0.7}{2} = 1.14 \text{mA}$$

每一负载门灌入电流:

$$I_L = I_{R1} = \frac{V_{CC} - V_{BE1(sat)} - V_{CE(sat)}}{R_1} = \frac{5 - 0.7 - 0.2}{10} = 0.41 \text{mA}$$

$$\therefore N_L = \frac{\beta_F I_{B3}}{I_L} = \frac{10 \times 1.14}{0.41} = 27.8$$

取 $N_L = 27$

所以该电路的扇出只能取 $N = N_H = 21$ 。

(b) 输出为高电平时, 由(a)得:

$$I_{R1} \approx 0.41 \text{mA}$$

$$I_{B3} + I_{R1} = I_{E4} = N |I_{B1}| = 4 \times 0.0775 = 0.31 \text{mA}$$

$$PD_H = V_{CC} \times I_{CCH} = V_{CC} \times (I_{R1} + I_{E4}) = 5 \times (0.41 + 0.31) = 3.6 \text{mW}$$

输出为低电平时, 由(a)得:

$$I_{B1} = 0.31 \text{mA}$$

$$I_{C2(sat)} = 1.025 \text{mA}$$

$$PD_L = V_{CC} \times I_{CCL} = V_{CC} \times (I_{B1} + I_{C2(sat)}) = 5 \times (0.31 + 1.025) = 6.68 \text{mW}$$

平均功耗

$$PD_{av} = \frac{PD_H + PD_L}{2} = \frac{3.6 + 6.68}{2} = 5.14 \text{mW}$$

P3.33 图 P3.33 的 ECL 门具有下列数据: $V_{CC} = 4.0 \text{V}$, $V_{BE(on)} = V_{D(on)} = 0.75 \text{V}$, $R_{C1} = 340 \Omega$, $R_{C2} = 425 \Omega$, $R_1 = R_2 = 2 \text{k}\Omega$, $R_3 = 625 \Omega$, $R_7 = 1 \text{k}\Omega$, $R_E = 850 \Omega$ 。假定 $\beta_F \rightarrow \infty$ 。

(a) 当门的一个输入端为高电平或全部输入端为低电平时, 分别确定 Q_2 的基极电压。

(b) 确定 V_{IH} 、 V_{IL} 、 V_{OH} 、 V_{OL} 及逻辑摆幅。

(c) 计算以上两种逻辑状态时各电阻中的电流。

(d) 当 V_{OH} 加在一个输入晶体管的基极而使它导通时, 计算它的 V_{CE} 。

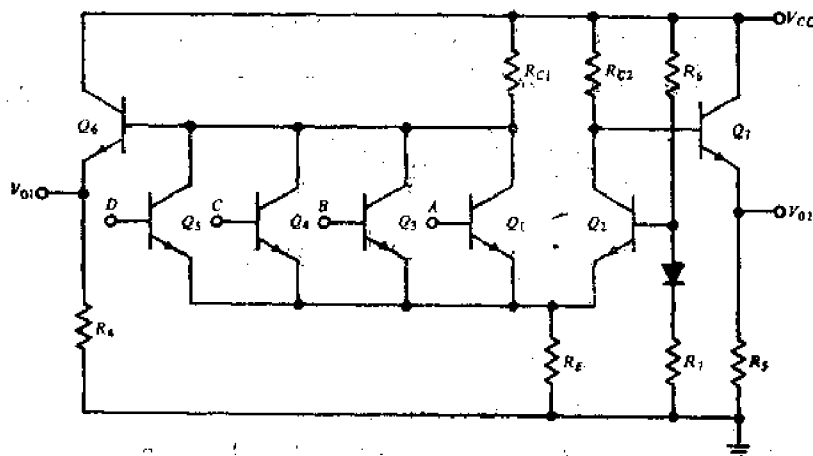


图 P3.33

解 (a) 当门的输入全为低电平时, Q_2 导通, 但因为 $\beta_F \rightarrow \infty$, 可忽略其基极电流, 故

$$V_{B2} = V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{D(on)}}{R_6 + R_7} \times R_6 = 4 - \frac{4 - 0.75}{0.625 + 1} \times 0.625 = 2.75V$$

当门的一个输入为高电平时, Q_2 截止, 但其基极电位由 R_6 、 R_7 、 D 、 V_{CC} 决定, 仍为 2.75V。

(b) 参考电压 $V_R = V_{B2} = 2.75V$ 如取过渡宽度为 240mV, 且参考电压在过渡区中点。则:

$$V_{IL} = V_R - 120mV = 2.75 - 0.12 = 2.63V$$

$$V_{IH} = V_R + 120mV = 2.75 + 0.12 = 2.87V$$

由于 $\beta_F \rightarrow \infty$, 忽略基极电流, 两个输出端的输出高电平相同为:

$$V_{OH1} = V_{OH2} = V_{CC} - V_{BE(on)} = 4 - 0.75 = 3.25V$$

当输入全部为低电平时, Q_2 导通, V_{O2} 输出低电平:

$$I_{C2} \approx I_E = \frac{V_{B2} - V_{BE(on)}}{R_E} = \frac{2.75 - 0.75}{0.85} = 2.353mA$$

$$V_{OL2} = V_{CC} - I_{C2}R_{C2} - V_{BE(on)} = 4 - 2.353 \times 0.425 - 0.75 = 2.25V$$

当门的一个或一个以上的输入端为高电平且等于 V_{OH} 时, V_{O1} 输出低电平:

$$I_{RC1} \approx I_E = \frac{V_{OH} - V_{BE(on)}}{R_E} = \frac{3.25 - 0.75}{0.85} = 2.94mA$$

$$V_{OL1} = V_{CC} - I_{RC1} \times R_{C1} - V_{BE(on)} = 4 - 2.94 \times 0.34 - 0.75 = 2.25V$$

逻辑摆幅 $= V_{OH} - V_{OL} = 3.25 - 2.25 = 1V$

(c) 输入高电平

$$I_{R6} = I_{R7} = \frac{V_{CC} - V_{D(on)}}{R_6 + R_7} = \frac{4 - 0.75}{0.625 + 1} = 2mA$$

$$I_{RC2} \approx 0$$

由(b)得 $I_{RC1} = I_{RE} = 2.94mA$

$$I_{R4} = \frac{V_{OL1}}{R_4} = \frac{2.25}{2} = 1.13mA$$

$$I_{R5} = \frac{V_{OH1}}{R_5} = \frac{3.25}{2} = 1.63mA$$

输入全为低电平时,

$$I_{R6} = I_{R7} = 2mA$$

由(b)得 $I_{RC2} = I_{RE} = 2.35mA$

$$I_{RC1} \approx 0$$

$$I_{R4} = \frac{V_{OH1}}{R_4} = \frac{3.25}{2} = 1.63mA$$

$$I_{R5} = \frac{V_{OL2}}{R_5} = \frac{2.25}{2} = 1.13mA$$

(d) 当 V_{OH} 加在输入晶体管 Q_1 的基极上并使其导通时,

$$I_{C1} \approx I_{RE} = \frac{V_{OH} - V_{BE(on)}}{R_E} = \frac{3.25 - 0.75}{0.85} = 2.94mA$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1}(R_{C1} + R_E) = 4 - 2.94(0.34 + 0.85) = 0.5V$$

P3.34 已知图 P3.34 中 ECL 门的数据为: $V_{CC} = 5.2V$, $V_{BE(on)} = 0.7V$, 参考电压 $V_R =$

4.1V, 与参考电压对称的逻辑摆幅为 0.8V, 所有晶体管的 $I_{E(max)} = 10\text{mA}$ 。假定逻辑电平 V_{in} 和 V_{out} 是兼容的。

(a) 计算电阻 R_4 及 R_5 。

(b) 确定电阻 R_{C1} 、 R_{C2} 及 R_E 的值。

解 (a) $V_{OH} = V_R + \frac{0.8}{2}$

$$= 4.1 + 0.4$$

$$= 4.5\text{V}$$

$$V_{OL} = V_R - \frac{0.8}{2}$$

$$= 4.1 - 0.4 = 3.7\text{V}$$

当输出为高电平时, 流过对应的输出晶体管 (Q_3 或 Q_4) 的电流最大,

$$I_{E1(max)} = I_{E4(max)} = \frac{V_{OH}}{R_{4(min)}}$$

$$= \frac{V_{OH}}{R_{5(min)}} = 10\text{mA}$$

$\therefore$

$$R_4 = R_5 \geq \frac{V_{OH}}{10} = \frac{4.5}{10} = 450\Omega$$

(b) 当输入低电平时, Q_1 截止, Q_2 导通, 则

$$V_{E2} = V_{R1} - V_{BE(on)} = 4.1 - 0.7 = 3.4\text{V}$$

$$R_{E(min)} = \frac{V_{E2}}{I_{E2(max)}} = \frac{3.4}{10} = 340\Omega$$

当输入高电平时, Q_1 导通, Q_2 截止, 则

$$V_{in} = V_{OH} = 4.5\text{V}$$

$$V_{E1} = V_{in} - V_{BE(on)} = 4.5 - 0.7 = 3.8\text{V}$$

$$R_{E(min)} = \frac{V_{E1}}{I_{E1(max)}} = \frac{3.8}{10} = 380\Omega$$

所以取 $R_E \geq 380\Omega$

此时 $V_{C1} = V_{Q1} + V_{BE(on)} = V_{OL} + V_{BE(on)} = 3.7 + 0.7 = 4.4\text{V}$

$$R_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{I_{C1}} = \frac{5.2 - 4.4}{10} = 80\Omega$$

Q_2 导通时, 同理得:

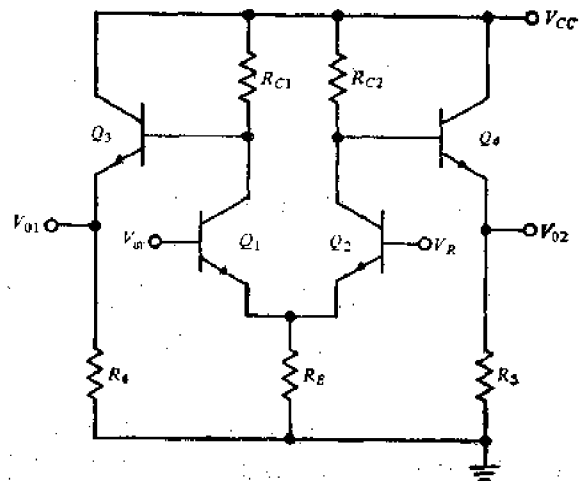
$$V_{C2} = 4.4\text{V}$$

由于取 $R_E = 380\Omega$, 所以 $I_{C2} \approx I_{E2} \approx 10\text{mA}$, 而是

$$I_E \approx I_{C2} = \frac{V_{R1} - V_{BE(on)}}{R_E} = \frac{4.1 - 0.7}{0.38} = 8.947\text{mA}$$

$$R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{I_{C2}} = \frac{5.2 - 4.4}{8.947} = 89.4\Omega$$

*P3.35 图 P3.35 中 ECL 门的数据为: $V_{CC} = 3\text{V}$, $V_{EE} = -3\text{V}$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, $R_{C1} =$



图p3.34

$R_{C2}=500\Omega$, $R_E=2k\Omega$, 假定 V_{in} 和 V_{out} 的高、低电平与地电平对称, 并且当输入都为低电平时的空载功耗为 $20mW$ 。在下面(a)和(b)中设 $\beta_F \rightarrow \infty$ 。

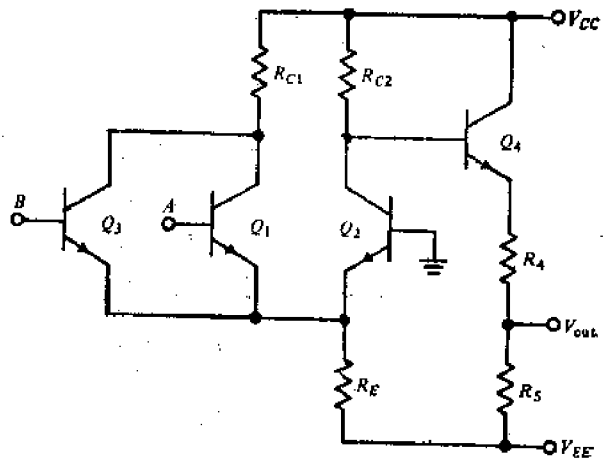
(a) 计算电阻 R_4 及 R_5 。

(b) 确定逻辑摆幅。

(c) 假定用此门来驱动同类门。

采用(a)中计算出的 R_4 、 R_5 , 并取 $\beta_F=40$ 。在被驱动电路的输入晶体管使 Q_2 刚好进入截止区的条件下, 即 $I_{C1}=\alpha_F I_{E2}$ 时 (I_{E2} 是 Q_2 导通时 R_E 中的电流, 此时忽略被驱动门扇入的影响), 求电路的扇出。

解 (a) 输入都为低电平时, Q_1 、 Q_2 截止, Q_3 导通, 又 $\beta_F \rightarrow \infty$, 忽略基极电流, 所以



图P3.35

$$I_{C2}=I_E=\frac{V_{B2}-V_{BE(on)}-V_{EE}}{R_E}=\frac{0-0.7-(-3)}{2}=1.15mA$$

$$V_{E4L}=V_{CC}-I_{C2}R_{C2}-V_{BE(on)}=3-1.15\times 0.5-0.7=1.725V$$

空载时:

$$I_{E4}=\frac{V_{E4L}-V_{EE}}{R_4+R_5}=\frac{1.725-(-3)}{R_4+R_5}=\frac{4.725}{R_4+R_5}$$

$$PD=(V_{CC}-V_{EE})(I_{C2}+I_{E4})$$

$$20=[3-(-3)]\left(1.15+\frac{4.725}{R_4+R_5}\right)$$

解得

$$R_4+R_5=2.164k\Omega$$

当输入高电平, Q_2 截止时,

$$V_{E4H}=V_{CC}-V_{BE(on)}=3-0.7=2.3V$$

由 V_{E4L} 及 V_{E4H} 可得输出高、低电平各为:

$$V_{OH}=\frac{V_{E4H}-V_{EE}}{R_4+R_5}\times R_5+V_{EE}=\frac{2.3-(-3)}{2.164}R_5-3=2.449R_5-3$$

$$V_{OL}=\frac{V_{E4L}-V_{EE}}{R_4+R_5}R_5+V_{EE}=\frac{1.725-(-3)}{2.164}R_5-3=2.183R_5-3$$

因为 V_{out} 的高、低电平对称于地电平, 所以 $V_{OH}=|V_{OL}|$

即得:

$$2.449R_5-3=3-2.183R_5$$

$$R_5=\frac{3+3}{2.449+2.183}=1.295k\Omega$$

$$R_4=(R_4+R_5)-R_5=2.164-1.295=0.869k\Omega$$

取 $R_5=1.3k\Omega$ $R_4=870\Omega$

(b) 逻辑摆幅 $=V_{OH}-V_{OL}=(2.449\times 1.3-3)-(2.183\times 1.3-3)=0.346V$

(c) 被驱动门 Q_2 刚好进入截止区时, 输入端的电压为:

$$V_{IH}=V_R=I_{E2}R_E+V_{BE(on)}+V_{EE}=1.15\times 2+0.7-(-3)=0V$$

当一个输入端接高电平时，输入电流最大：

$$I_{B1} = \frac{I_{B2}}{1 + \beta_F} = \frac{1.15}{1 + 40} = 0.02805 \text{mA}$$

驱动门：

$$\begin{aligned} V_{OH} &= V_{CC} - I_{B1} \times R_{C2} - V_{BE(on)} - I_{B1} R_1 \\ &= V_{CC} - V_{BE(on)} - \frac{I_{B1} \times R_{C2}}{1 + \beta_F} - I_{B1} R_1 \end{aligned}$$

∴

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)} - V_{OH}}{R_{C2}/(1 + \beta_F) + R_1}$$

当 $V_{OH} = V_{IH}$ 时，驱动门输出总电流：

$$\begin{aligned} I_{LT} &= I_{B1} - I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)} - V_{IH}}{R_{C2}/(1 + \beta_F) + R_1} - \frac{V_{IH} - V_{BE}}{R_2} \\ &= \frac{3 - 0.7 - 0}{0.5/41 + 0.87} - \frac{0 - (-3)}{1.3} = 0.2993 \text{mA} \end{aligned}$$

扇出

$$N = \frac{I_{LT}}{I_{B1}} = \frac{0.2993}{0.02805} = 10.67$$

取 $N = 10$

第四章 组合逻辑设计

练习

E4.1 编出图 4.1a 交通灯控制问题的真值表, 要求沿单向街道的交通应比双向街道优先。

解 设单行道有车辆时 $D_1=1$, 控制单行道的交通灯为绿灯时 $G_1=1$; 双向道有车辆时 $D_2=1$, 控制双向道的交通灯为绿灯时 $G_2=1$; 消防站要出车时, $D_3=1$, 它可优先通过, 即 $G_1=G_2=0$ 。

作真值表:

D_1	D_2	D_3	G_1	G_2	注 释
0	0	1	0	0	消防车优先
0	1	1	0	0	
1	0	1	0	0	
1	1	1	0	0	
1	0	0	1	0	单行道交通优先
0	1	0	0	1	
1	1	0	1	0	
0	0	0	1	0	

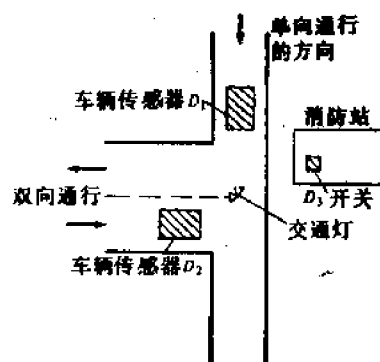


图 4.1a

E4.2 如果刚好有两块大规模集成电路(装在85孔印刷电路板上)可完成表 4.1 中 3000 门系统的全部工作, 每个集成组件有40只脚, 需要用一只80脚的插座, 每脚有二个绕接头。电源费用为25美元。如果仍要保持表 4.1 中混合系统的费用, 试问每块大规模集成电路的平均价格应为多少?

解 根据表 4.1

表4.1 3000门系统费用分析

	全部SSI (1000 块组件)	混合式 (200块SSI, 50块 MSI, 5块LSI组件)
1. 印刷电路板数 (每块板装100块组件)	10	3
2. 每块没有钻孔的 10in×14in 印刷电路板费用	\$ 7.00	\$ 7.00
3. 每块板钻孔数	1800	2000
4. 每块板费用 (包括钻孔和电镀, $\phi 1.5$ /孔)	\$ 34.00	\$ 37.00
5. 80脚插座的费用 (每块板一只插座)	\$ 2.50	\$ 2.50
6. 每块板在插座上绕接的费用/(每绕一根线 $\phi 10$, 每脚绕两根线每块板80脚)	\$ 16.00	\$ 16.00
7. 每块板联接费用 (项目4+5+6)	\$ 52.50	\$ 55.50
8. 系统联接总费用[项目(7)×(1)]	\$ 525.00	\$ 166.50

续表

	全部SSI(1000块组件)	混合式(200块SSI, 50块MSI, 5块LSI组件)
9. 集成电路费用: SSI=\$0.20/块 MSI=\$1.50/块 LSI=\$8.00/块	\$ 200.00	\$ 40.00 \$ 75.00 \$ 40.00
10. 5V电源的费用(全SSI为20A, 混合式为10A)	\$ 150.00	\$ 100.00
11. 系统总的“部件”费用(项目8+9+10)	\$ 825.00	\$ 421.50

现在, 所需费用为:

- (1) 未钻孔的印刷电路板一块 \$7.00
- (2) 钻孔费(包括钻孔和电镀孔 $\phi 1.5 \times 85$) \$1.275
- (3) 80脚插座一只 \$2.50
- (4) 插座上绕接费用 \$16.00
- (5) 电源费用 \$25.00
- (6) 集成电路费用(二块)

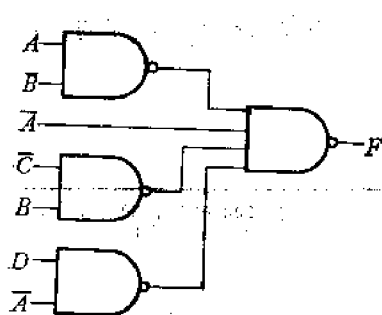
总共相加费用应保持混合系统的费用为 \$421.50, 所以每块大规模集成电路的平均价格应为:

$$\frac{421.50 - 7.00 - 1.275 - 2.50 - 16.00 - 25.00}{2} = \$184.86$$

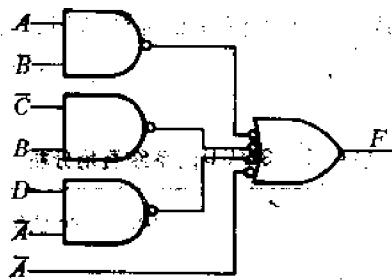
E 4.3 对图 E4.3 电路确定 F 的“与或”表达式。

解 利用 4.2 节逻辑图的分析方法可得图 E4.3a 和 b, 由图 b 得:

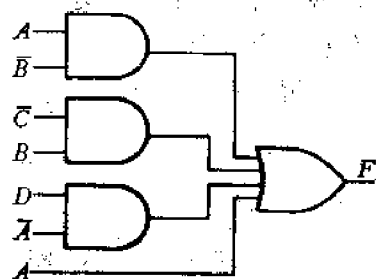
$$\begin{aligned} F &= \overline{A}\overline{B} + \overline{C}B + A + D\overline{A} \\ &= A + D + \overline{B}\overline{C} \end{aligned}$$



图E4.3



a)



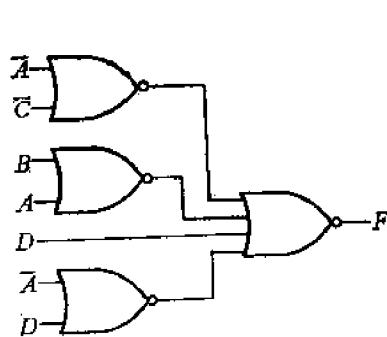
b)

图E4.3

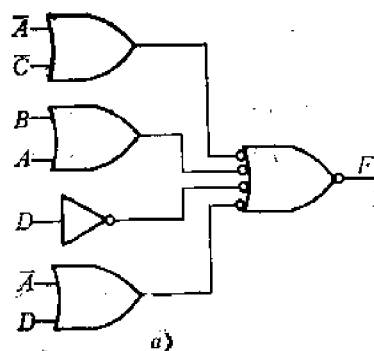
E 4.4 对图 E4.4 电路确定 F 的“或与”表达式。

解 利用 4.2 节逻辑图的分析方法可得图 E4.4a 和 b, 由图 b 得:

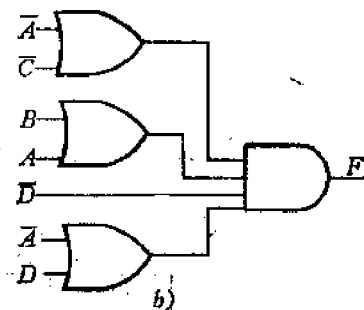
$$F = (\overline{A} + \overline{C})(B + A)(\overline{A} + D)D$$



图E4.4



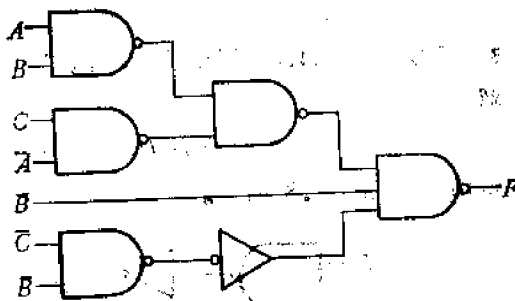
图E4.4



E 4.5 对图 E4.5 电路确定 F 的“与或”表达式。通过观察取消多余项。

解

$$\begin{aligned}
 F &= \overline{AB \cdot \overline{AC} \cdot B \cdot \overline{CB}} \\
 &= \overline{AB \cdot \overline{AC} + B + \overline{CB}} \\
 &= (\overline{A} + \overline{B})(\overline{A} + \overline{C}) + B + C + B \\
 &= \overline{AB} + \overline{AC} + \overline{BC} + B + C \\
 &= \overline{AB} + \overline{AC} + B + C \\
 &= A + B + C + \overline{A} \\
 &= 1
 \end{aligned}$$



图E4.5

E 4.6 利用图 4.1b 的真值表，设 $X=0, Y=1$ ，试用“与非”门画出产生 G_1 的标准“与-或”电路。

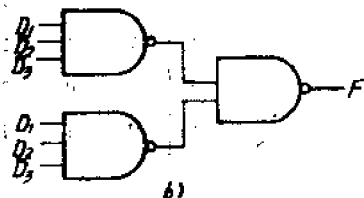
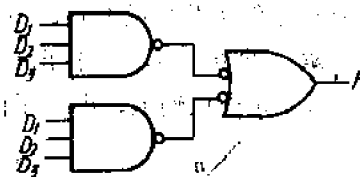
解 由真值表得“与或”表达式：

$$G_1 = D_1 \overline{D_2} \overline{D_3} + D_1 D_2 \overline{D_3}$$

由表达式得图 E4.6a，再化成“与非”门电路如图 E4.6b 所示。

D_1	D_2	D_3	G_1	G_2
0	0	1	0	0
0	1	1	0	0
1	0	1	0	0
1	1	1	0	0
1	0	0	1	0
0	1	0	0	1
0	0	0	X	X
1	1	0	Y	Y

图4.11(b)



图E4.6

E 4.7 试用“或非”门画出产生图 4.8c 卡诺图中函数的标准“或-与”电路。

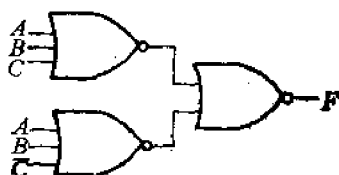
解 由卡诺图得标准“或与”式:

$$\begin{aligned} F &= (A+B+C) \cdot (A+B+\bar{C}) \\ &= \overline{(A+B+C)(A+B+\bar{C})} \\ &= \overline{A+B+C+A+B+\bar{C}} \end{aligned}$$

用“或非”门组成的逻辑电路如图 E4.7 所示。

C \ B \ A	A			
	00	01	11	10
0	0	1	1	1
1	0	1	1	1

图4.8c



图E4.7

E 4.8 重复练习 E4.6, 但要确定最简“与-或”电路, 并用“与非”门和反相器来实现。

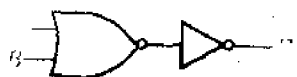
解

$$G_1 = D_1 \bar{D}_2 \bar{D}_3 + D_1 D_2 \bar{D}_3 = D_1 \bar{D}_3 (\bar{D}_2 + D_2) = D_1 \bar{D}_3$$

画逻辑电路如图 E4.8 所示。



图E4.8



图E4.9

E 4.9 重复练习 E4.7, 但要确定最简“或-与”电路, 并用“或非”门和反相器来实现。

解 由卡诺图图 4.8c (参见 E4.7 中插图) 简化得函数:

$$F = A + B$$

画逻辑电路如图 E4.9 所示。

E 4.10 参考图 4.20a, 如 $A=1011_2$, 及 $B=0110_2$, 试求 S 的值。由于寄存器 S 不具备贮存这个结果数值的容量, 所以这是一个溢出的答案。

解 参考图 4.20a 作出二个四位数相加的结果如图 E4.10 所示。

其中 C_n 是进位输入, 即等于前一位的进位输出 K_{n-1} 。

B	A			
	3	2	1	0
C_n	1	1	0	0
A_n	0	0	1	0
B_n	0	1	1	0
S_n	1	0	0	0
K_n	0	1	1	0

图4.20a

n 溢出	B			
	3	2	1	0
C_n	1	1	1	0
A_n	1	0	1	1
B_n	0	1	1	0
S_n	0	0	0	1
K_n	1	1	1	0

图E4.10

E 4.11 有一个满足真值表 4.6 前四行的半加器, 表中的输入变量 C_n 不用。试用最少的门来组成此半加器。可以采用反相器、“与非”门及“异-或”门。

解 由真值得:

$$S_n = \bar{B}_n A_n + B_n \bar{A}_n = A_n \oplus B_n$$

$$K_n = B_n A_n$$

根据 S_n 、 K_n 表达式画出半加器如图 E4.11 所示。

C_n	B_n	A_n	S_n	K_n
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮

表 4.6 二进制加法器真值表的前四行

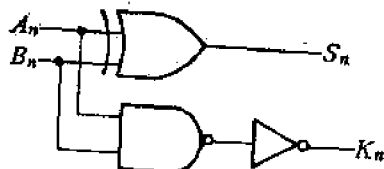


图 E4.11

E 4.12 如果只有两个“异-或”门, 怎样来组成图 E4.12 卡诺图中的函数 F 。[提示: 写出表达式并合并同类项, 还注意“异-或”表达式 (4.10) 的补。]

		B	A				
C				00	01	11	10
0		0	1	0	1	0	1
1		1	0	1	0	1	0

图 E4.12

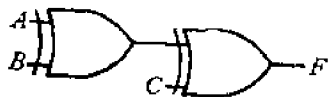


图 E4.12a

解 由卡诺图得,

$$\begin{aligned} F &= \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + ABC + \bar{A}B\bar{C} \\ &= A(\bar{B}\bar{C} + BC) + \bar{A}(B\bar{C} + \bar{B}C) \\ &= A(\overline{B \oplus C}) + \bar{A}(B \oplus C) \\ &= A \oplus B \oplus C \end{aligned}$$

用二个“异-或”门实现函数 F 如图 E 4.12a 所示。

E 4.13 图 E4.13 是函数 F 的卡诺图,

(a) 确定 F 的最简“与-或”表达式。

(b) 确定 F 的最简“或-与”表达式。

解 (a) 在卡诺图中合并“1”项, 如图 E4.13a 所示, 得: $F = \bar{C} + AB$

(b) 在卡诺图中合并“0”项, 如图 E4.13b 所示, 得: $F = (B + \bar{C})A$

		B A			
		00	01	11	10
C	0	0	1	0	0
	1	0	0	1	0

		00	01	11	10
0		0	1	0	0
1		0	0	1	0

a)

a)

		B			
		A			
C		00	01	11	10
0		0	1	0	0
1		0	0	1	0

b)

图 E4.13

1) $\oplus$ 习惯上表示“异-或”运算的符号。

E 4.14 试设计两个代码转换器来实现类似 4.4.1 节第一个例子中的双向转换, 但机器码采用的是格雷码而不是简单的二进制码, 即 $00_2 \leftrightarrow 0_{10}$, $01_2 \leftrightarrow 1_{10}$, $11_2 \leftrightarrow 2_{10}$, $10_2 \leftrightarrow 3_{10}$.

解 (1) 由二进制转换成十进制, 先作出代码转换器真值表如表 E 4.14 所示, 其中 A 、 B 是输入信号, S_0 、 S_1 、 S_2 、 S_3 为输出信号, 由真值表可得:

B	A	S_0	S_1	S_2	S_3
0	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0
1	1	0	1	0	0
1	0	1	0	0	0

表 E 4.14

$$S_0 = \overline{A}B = \overline{A+B}$$

$$S_1 = A\overline{B} = \overline{A+B}$$

$$S_2 = AB = \overline{A+B}$$

$$S_3 = \overline{A}B = \overline{A+B}$$

用“或非”门组成代码变换器如图 E 4.14a 所示

(2) 由十进制转换成二进制:

输入信号为 S_3 、 S_2 、 S_1 、 S_0 , 输出信号为 B 、 A 。作真值表应有 16 种输入组合, 但只有四种组合对 B 和 A 有确定的对应值, 其它 12 种组合 B 和 A 可取任意值 (如仍用表 E 4.14 的真值表则输入、输出变量互换)。

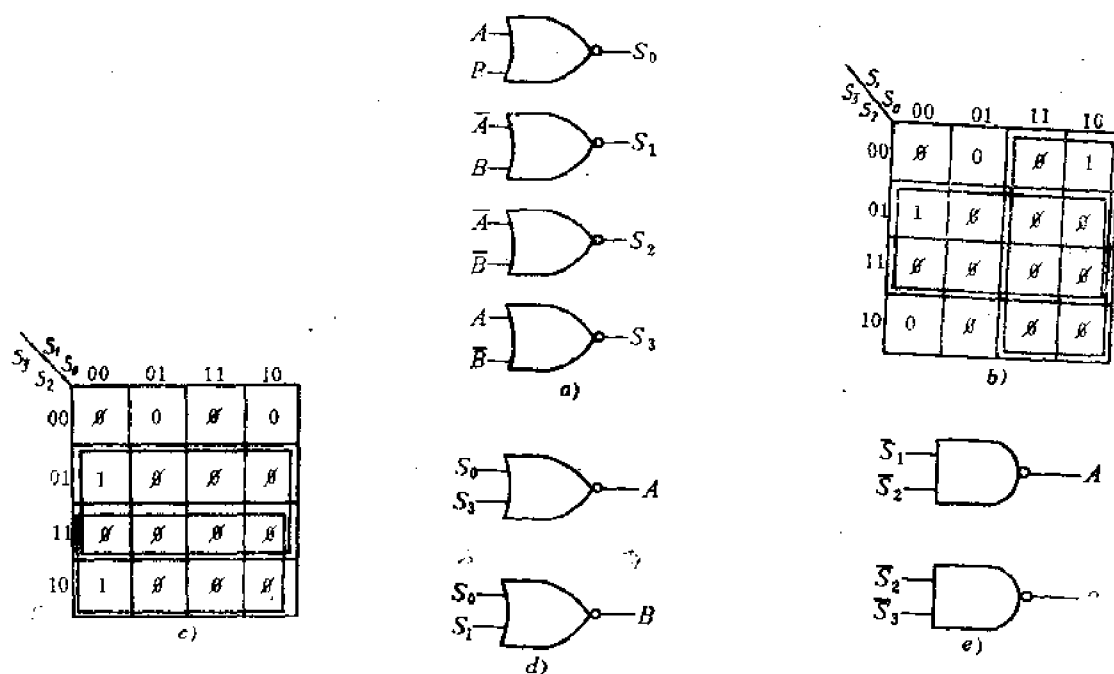


图 E 4.14

由此可作 B 、 A 的卡诺图如图 E4.14b、c 所示。用卡诺图化简（利用无关项），如合并“0”项可得，

$$A = \overline{S_0} \overline{S_1} = \overline{S_0 + S_1}$$

$$B = \overline{S_0} S_1 = \overline{S_0 + \overline{S_1}}$$

用“或非”门实现，如图 E4.14d 所示。如合并“1”项，则可得，

$$A = S_1 + S_2 = \overline{\overline{S_1} \cdot \overline{S_2}}$$

$$B = S_2 + S_3 = \overline{\overline{S_2} \cdot \overline{S_3}}$$

用“与非”门实现，如图 E4.14e 所示。

E 4.15 (a) 图 E4.15a 为 F 的卡诺图，试以最少的门数（3 输入门、2 输入门及反相器）设计一个能产生 F 的“与非”逻辑电路。每个输入只能用原变量。

(b) 对图 E4.15b 的函数 G 重复 (a)。

(c) 用已有的 G 电路，以最少的门数重新设计 (a)。

解 (a) 由卡诺图 E4.15a 中合并“0”项得，

$$F = \overline{ABC}$$

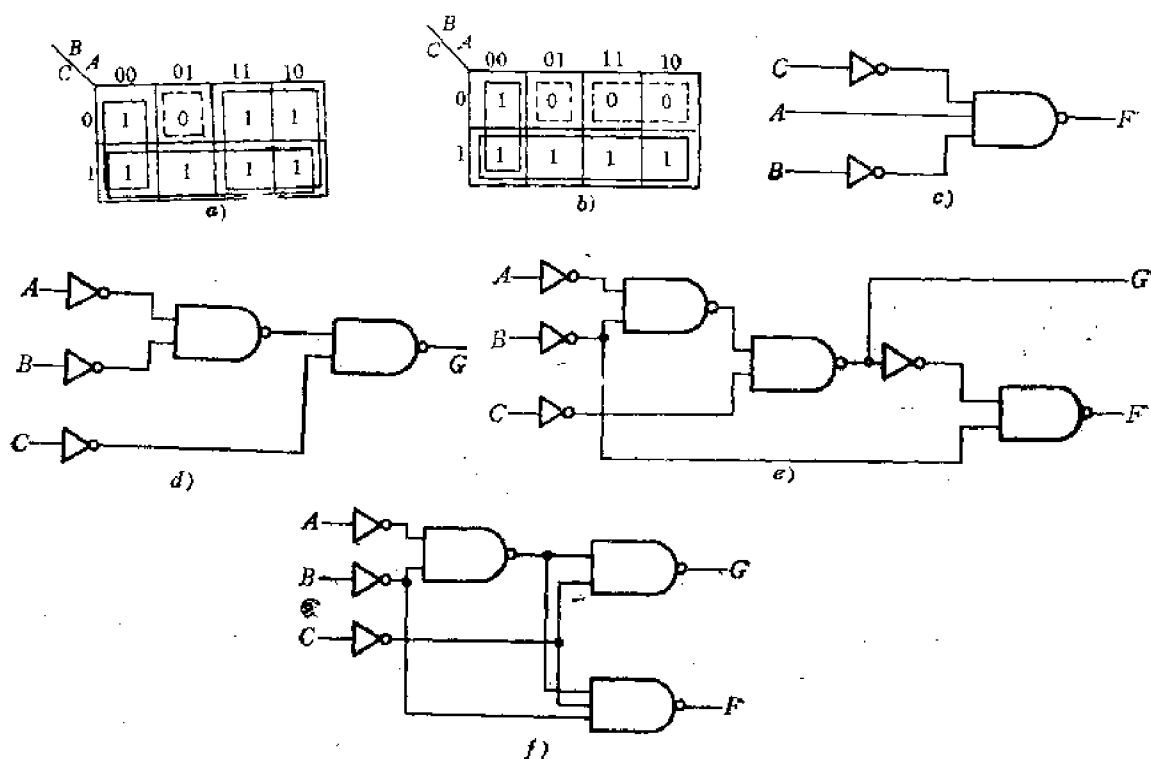
产生 F 的“与非”逻辑电路如图 E4.15c 所示。

(b) 由卡诺图 E4.15b 中合并“1”项得，

$$G = C + \overline{AB} = \overline{\overline{C} \cdot \overline{AB}}$$

产生 G 的“与非”逻辑电路如图 E4.15d 所示

(c) 解一：由卡诺图 E4.15a 合并“1”项可得，



图E4.15

$$F = C + \overline{A}B + B = G + B = \overline{G} \cdot \overline{B}$$

组成电路如图 E4.15e 所示。

解二：由上式：

$$F = C + \overline{A}B + B = \overline{C + \overline{A}B + B} = \overline{C \cdot \overline{A}B \cdot B}$$

组成电路如图 E4.15f 所示。

E 4.16 有一个低功耗 TTL 门用于驱动若干个常规 74 系列 2 输入门，每个门连成反相器。低功耗门输出为高电平时可提供 $100\mu\text{A}$ 电流，输出为低电平时可吸收 2mA 电流。常规的 TTL 门当输入端为高电平时，流入输入端的最大电流为 $40\mu\text{A}$ ；低电平时输入端流出的最大电流为 1.6mA 。试问对低功耗门的输出来讲，它的高电平和低电平扇出各为多少？

解 若负载门的两个输入端接在一起作为反相器，则

$$I'_{IH} = 2 \times I_{IH}, \quad I'_{IL} = I_{IL}$$

$$N_H = \frac{I_{OH}}{I'_{IH}} = \frac{100}{2 \times 40} = 1.25 \quad \text{取 } N_H = 1$$

$$N_L = \frac{I_{OL}}{I'_{IL}} = \frac{2}{1.6} = 1.25 \quad \text{取 } N_L = 1$$

E 4.17 在下列两种情况下，采用允许使用集电极逻辑（“线连-与”）的“与非”门来实现图 4.25a 卡诺图的 F 表达式。

(a) 可得到所有原输入变量及它的补；

(b) 只能得到原变量。

解 (a) 由卡诺图合并“0”项得：

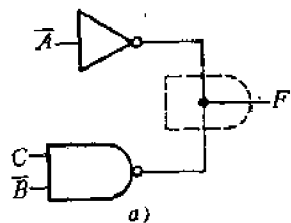
$$F = \overline{A} + \overline{B}C = A \cdot \overline{B}C$$

由于 A 信号线不能直接进行线连与，故须加缓冲器。

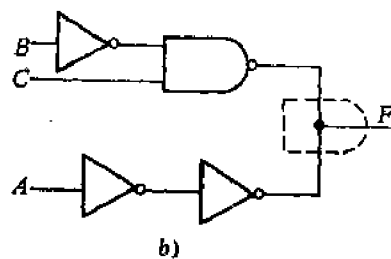
作逻辑电路如图 E 4.17a 所示。

		B	A		
C		00	01	11	10
0		0	1	1	0
1		0	0	1	0

图4.25a



图E4.17



(b) 在上图中加反相器把反变量输入变为原变量，即得图 E4.17b。

E 4.18 设计一个虚构的系统作为分段显示的练习。对一架只停靠四层楼面的专用乘客电梯采用四段显示器（按四方形排列）作为层数指示器。用二进制代表层数，显示符号按上升次序排列：(00 表示地下室 □)，(01 表示底层 □)，(10 表示一楼 □)，(11 表示七楼 □)。显示元件是低电平动作的，并且只有 BCD 的真值。试用最少的“与非”门和反相器来设计驱动四段显示器的逻辑。

A 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9

解：四段显示器如图 E4.18a 所示。

作 $XYZW$ 的真值表如表 E4.18 所示。由此表写出 $XYZW$ 的表达式

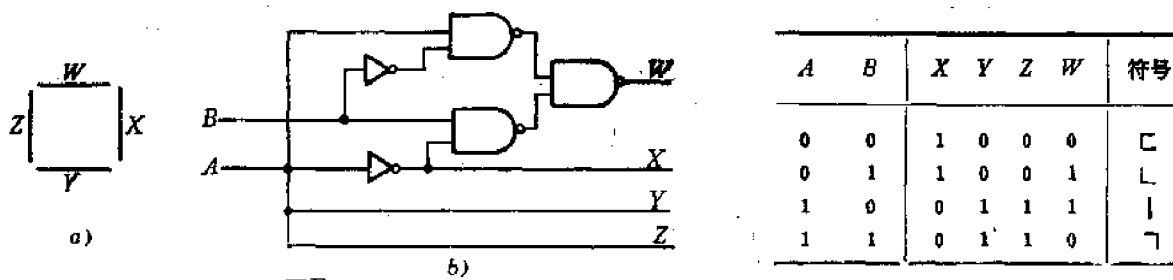
$$X = \bar{A}B + \bar{A}B = \bar{A}$$

$$Y = A\bar{B} + AB = A$$

$$Z = A\bar{B} + AB = A$$

$$W = \bar{A}B + \bar{A}B = \bar{A}B \cdot \bar{A}B$$

由表达式作逻辑图如图 E4.18b 所示。



图E4.18

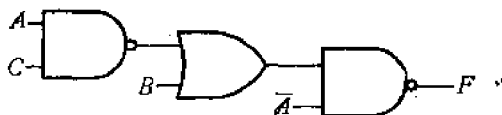


习 题 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
□ 1 2 3 4 5 6 7 8 9

P 4.1 求图 P4.1 中输出 F 的表达式。

解 根据 4.2 节逻辑图的分析方法，将图 P4.1 转换成图 P4.1a，则

$$F = AC\bar{B} + A = A(1 + C\bar{B}) = A。$$



图P4.1



图P4.1a

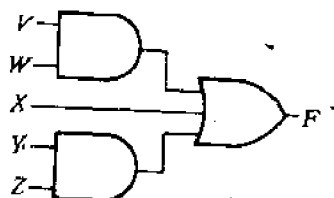
P 4.2 (a) 确定图 P4.2 电路中 F 的表达式。

(b) 把图P4.2电路转换成“与非”-“与非”逻辑。

(c) 用三个“或非”门和一个反相器来实现图 P4.2 电路。

解 (a) $F = VW + X + YZ$

(b) 利用逻辑图的转换方法把图 P4.2 电路转换成“与非”-“与非”逻辑，如图P 4.2a所示。



图P4.2

(c) 利用逻辑图的转换方法把图 P4.2 电路转换成“或非”门来实现。如图 P4.2b 及 c 所示。

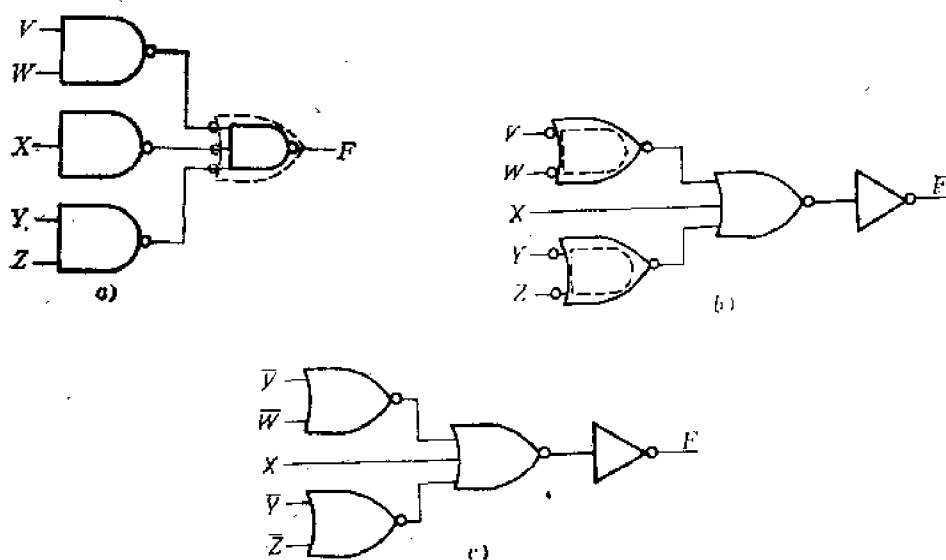


图 P4.2

P 4.3 试确定图 P4.3 中 S 和 K 的表达式。然后利用“异-或”运算来化简此表达式。

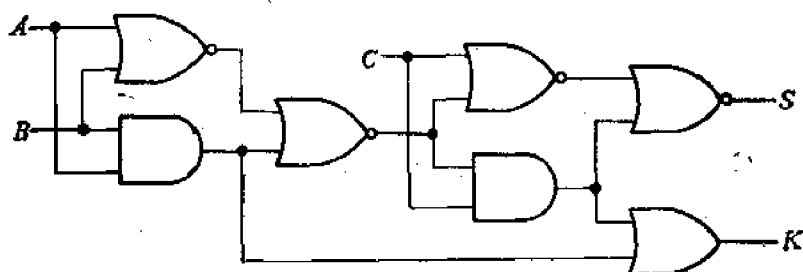


图 P4.3

解 由图得：

$$\begin{aligned}
 S &= \overline{A+B+AB+C} \\
 &= (\overline{AB} + \overline{AB})\overline{C} + (\overline{AB} + \overline{AB})\overline{C} \\
 &= (\overline{A \oplus B})\overline{C} + (\overline{A \oplus B})\overline{C} \\
 &= \overline{A \oplus B \oplus C} \\
 K &= \overline{(A+B+AB)C} + AB \\
 &= (\overline{A \oplus B})C + AB
 \end{aligned}$$

P 4.4 已知图 P4.4 卡诺图表示的函数：

- 试求以“与-或”式表示的最简表达式。
- 试求以“或-与”式表示的最简表达式。

(提示: 在本例中两个答案应相同。)

(c) 若只能得到原输入变量, 试用一个“或”门和必要的反相器来实现上面的表达式。

(d) 用一个“与非”门和几个反相器来实现上面的表达式。

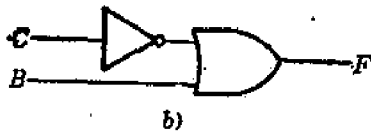
(e) 用“或非”门和反相器来实现上面的表达式。

B \ A	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	0	0	1	1
11	0	0	1	1
10	1	1	1	1

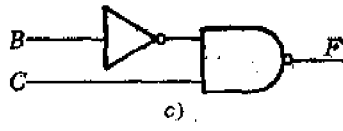
图P4.4

B \ A	00	01	11	10
00	1	1	1	1
01	0	0	1	1
11	0	0	1	1
10	1	1	1	1

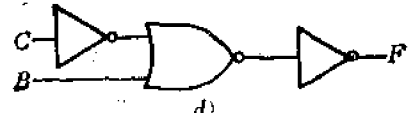
a)



b)



c)



d)

图P4.4

解 (a) 如图 P4.4a 所示, 合并“1”项得最简“与-或”式: $F = B + \bar{C}$

(b) 如图 P4.4a 所示, 合并“0”项得最简“或-与”式:

$$F = B + \bar{C}$$

(c) 如图 P4.4b 所示:

(d) $F = \bar{C} + B = \overline{C \cdot \bar{B}}$

如图 P4.4c 所示

(e) 如图 P4.4d 所示

P 4.5 已知 $F = \bar{A}BCD + ABC + DC + D\bar{C}B + \bar{A}BC$:

(a) 试填充卡诺图。

(b) 求F的最简化“与-或”式。

解 (a) 作卡诺图如图 P4.5 所示。

(b) 合并“1”项得最简化“与-或”式:

$$F = DC + CB + DB$$

P 4.6 已知下面的真值表: 试组成它的卡诺图, 然后求:

(a) F的最简化“与-或”式。

(b) F的最简化“或-与”式。

解 根据真值表画出卡诺图如图 P4.6 所示。

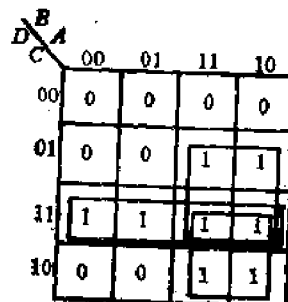
(a) 由卡诺图中合并“1”项得

$$F = B\bar{C} + AC\bar{D} + A\bar{C}D$$

(b) 由卡诺图中合并“0”项得

D	C	B	A	F
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	1
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	1
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	0	0
1	1	1	1	0

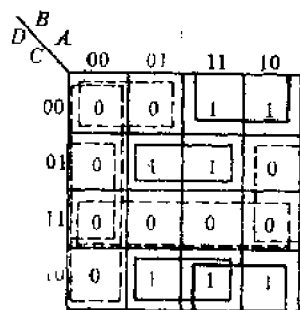
表P4.6



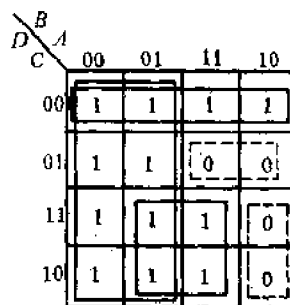
图P4.5

$$F = (A+B)(\bar{C}+D)(B+C+D)(A+\bar{C})$$

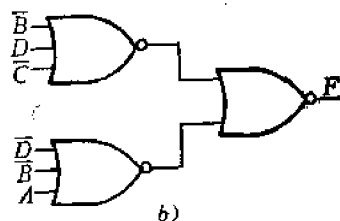
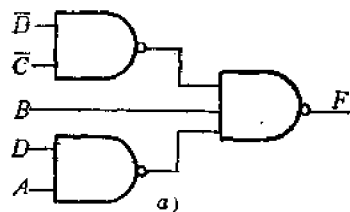
P 4.7 已知下面的卡诺图 P4.7。求能产生图中函数的最经济的二级电路。可用“与非”门或“或非”门。设所有原变量及其补都可得到。按一个门的每个信号端子为1美分来计算成本(即一个2输入门的成本为3美分)。



图P4.6



图P4.7



图P4.7

解 (1)由卡诺图中合并“1”项得表达式:

$$F = \bar{B} + \bar{D}\bar{C} + DA$$

用“与非”门实现函数如图 P4.7a 所示, 共 10 美分。

(2) 由卡诺图中合并“0”项得表达式:

$$F = (\bar{B} + D + \bar{C})(\bar{D} + \bar{B} + A) \\ = (\bar{B} + D + \bar{C}) + (\bar{D} + \bar{B} + A)$$

用“或非”门实现函数如图 P4.7b 所示, 共 11 美分。

故采用“与非”门组成两级电路较经济。

P 4.8 对图 P4.8 的卡诺图重复做习题 P4.7。

解 (1) 由卡诺图中合并“1”项得表达式

$$F = \bar{A}\bar{B} + \bar{B}\bar{C}$$

逻辑电路如图 P4.8a 所示, 共 9 美分。

(2) 由卡诺图中合并“0”项得表达式

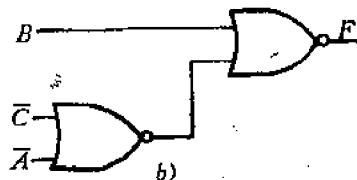
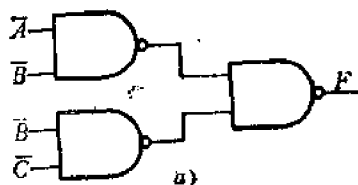
$$F = \bar{B}(\bar{C} + \bar{A}) = \bar{B} + (\bar{C} + \bar{A})$$

逻辑电路如图 P4.8b 所示, 共 6 美分。

故采用“或非”门电路较经济。

D \ C \ A				
	00	01	11	10
00	1	1	0	0
01	1	0	0	0
11	1	0	0	0
10	1	1	0	0

图P4.8



图P4.8

P 4.9 对图 P4.9 的卡诺图重复做习题 P4.7。

解 (1) 由卡诺图中合并“1”项得表达式

$$F = \bar{A}\bar{D} + B\bar{D} + ABC$$

逻辑电路如图 P4.9a 所示, 共 14 美分。

(2) 由卡诺图中合并“0”项得表达式

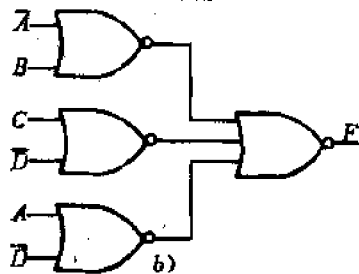
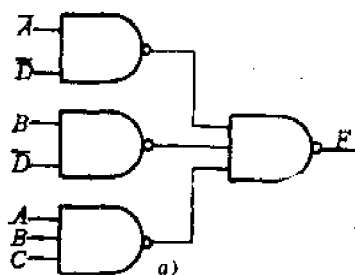
$$F = (\bar{A} + B)(C + \bar{D})(A + \bar{D}) \\ = (\bar{A} + B) + (\bar{C} + \bar{D}) + (\bar{A} + \bar{D})$$

逻辑电路如图 P4.9b 所示, 共 13 美分。

故采用“或非”门电路较经济。

D \ C \ A				
	00	01	11	10
00	1	0	1	1
01	1	0	1	1
11	0	0	1	0
10	0	0	0	0

图P4.9



图P4.9

P 4.10 对图 P4.10 的卡诺图重复做习题 P4.7。

解 (1) 由卡诺图中合并“1”项得表达式

$$F = D\bar{B} + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}D$$

作逻辑电路如图 P4.10a 所示, 共14美分。

(2) 由卡诺图中合并“0”项得表达式

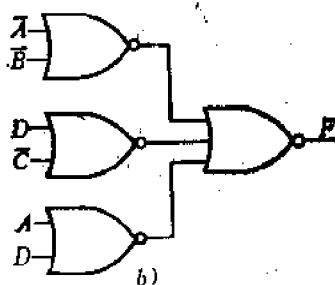
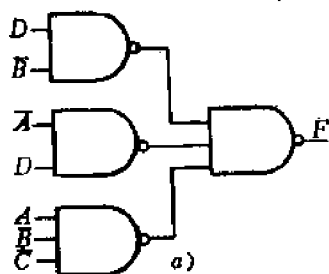
$$\begin{aligned} F &= (\bar{A} + \bar{B})(D + \bar{C})(A + D) \\ &= \overline{(\bar{A} + \bar{B}) + (D + \bar{C}) + (A + D)} \end{aligned}$$

作逻辑图如图 P4.10b 所示, 共 13 美分。

故采用“或非”门电路较经济。

		B			
D	A	00	01	11	10
		0	1	0	0
0	0	0	1	0	0
0	1	0	0	0	0
1	0	1	1	0	1
1	1	1	1	0	1

图P4.10



图P4.10

P 4.11 对图 P4.11 卡诺图重复做习题 P4.7。

解 (1) 由卡诺图中合并“1”项得表达式

$$F = \bar{A}B + B\bar{C}\bar{D}$$

作逻辑图如图 P4.11a 所示, 共 10 美分。

(2) 由卡诺图中合并“0”项得表达式

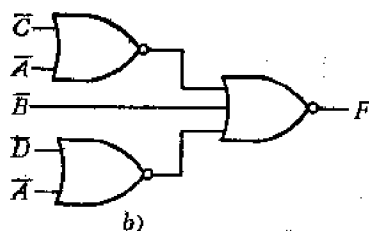
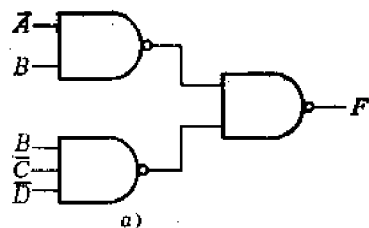
$$\begin{aligned} F &= B(\bar{C} + \bar{A})(\bar{D} + \bar{A}) \\ &= \overline{B + (C + A) + (D + A)} \end{aligned}$$

作逻辑图如图 P4.11b 所示, 共 10 美分。

故任意采用哪种电路, 成本均为10美分。

		B			
D	A	00	01	11	10
		0	0	1	1
0	0	0	0	1	1
0	1	0	0	0	1
1	0	0	0	0	1
1	1	0	0	0	1

图P4.11



图P4.11

P 4.12 已知 F 的表达式为: $ABC\bar{C} + \bar{A}\bar{C}D + \bar{A}CD + \bar{A}BC\bar{D} + \bar{A}BCD + \bar{A}\bar{B}D$

(a) 求 F 的最简化“与-或”式;

(b) 求 F 的最简化“或-与”式, (提示, 有一种以上的解)。

解 由表达式作卡诺图如图 P4.12a 及 b 所示。

(a) 由卡诺图 P4.12a 中合并“1”项得

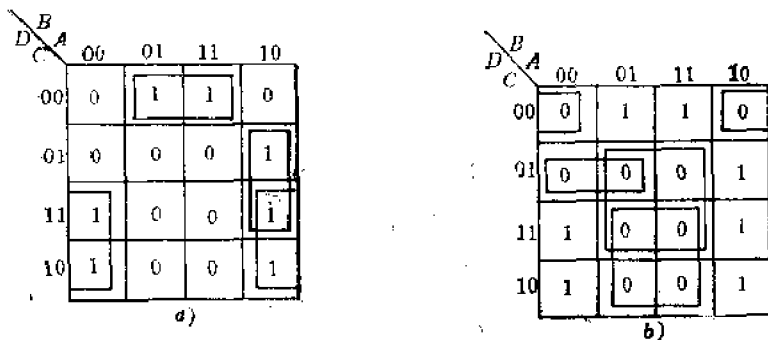
$$F = \bar{A}D + \bar{A}BC + A\bar{C}D$$

(b) 由卡诺图 P4.12b 中合并“0”项得

$$F = (\bar{A} + \bar{D})(\bar{A} + \bar{C})(A + C + D)(B + \bar{C} + D)$$

$$F = (\bar{A} + \bar{D})(\bar{A} + \bar{C})(A + C + D)(A + B + D)$$

或



图P4.12

P4.13 对图 P4.13 的卡诺图重复做习题 P4.7。

解 (1) 由卡诺图中合并“1”项得表达式

$$F = \bar{A}BC + \bar{A}BD + ABD + ACD$$

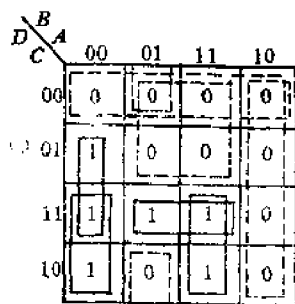
作逻辑电路如图 P4.13a 所示，共21美分。

(2) 由卡诺图中合并“0”项得表达式

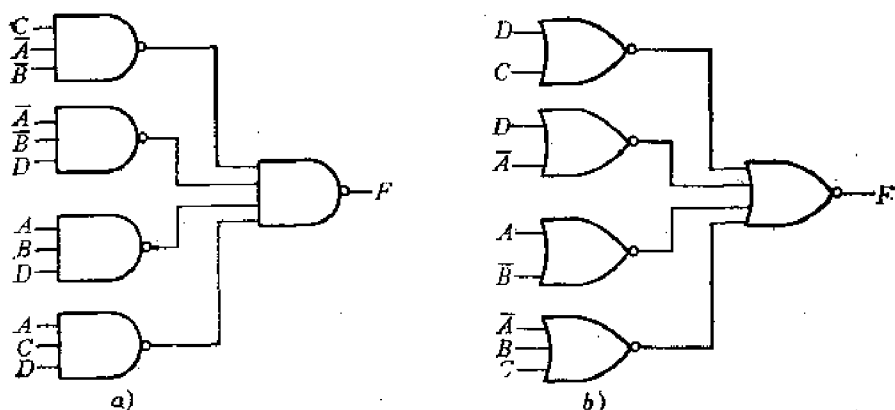
$$F = (D + C)(D + \bar{A})(A + \bar{B})(\bar{A} + B + C)$$

作逻辑电路如图 P4.13b 所示，共18美分。

故采取“或非”门电路较经济。



图P4.13

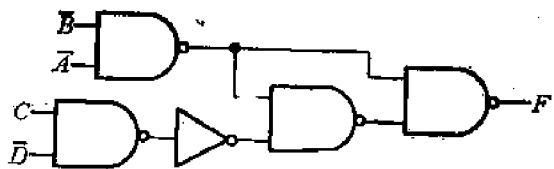


图P4.13

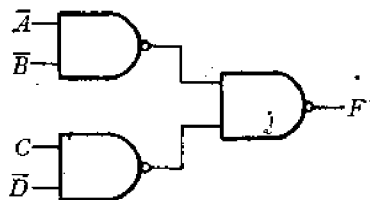
P4.14 对图 P4.14 电路，

(a) 确定电路输出的最简化“与-或”式。

(b) 设所有原变量及其补都可得到, 试用“与非”逻辑来实现该表达式。



图P4.14



图P4.14a

解 (a) 由电路得:

$$\begin{aligned} F &= \overline{\overline{A}\overline{B}} \cdot \overline{\overline{C}\overline{D}} \\ &= \overline{A}\overline{B} + \overline{\overline{C}\overline{D}} \\ &= \overline{A}\overline{B} + CD \end{aligned}$$

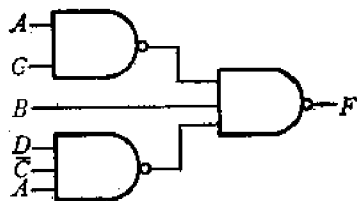
(b) 用“与非”逻辑实现该表达式如图 P4.14a 所示。

P 4.15 对图 P4.15 电路重复做习题 P4.14。

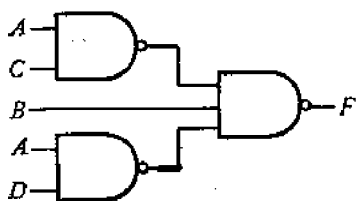
解 (a) 由电路得:

$$\begin{aligned} F &= \overline{AC} \cdot \overline{B} \cdot \overline{DCA} \\ &= AC + \overline{B} + DCA \\ &= \overline{B} + AC + AD \end{aligned}$$

(b) 用“与非”逻辑实现该表达式如图 P4.15a 所示。



图P4.15



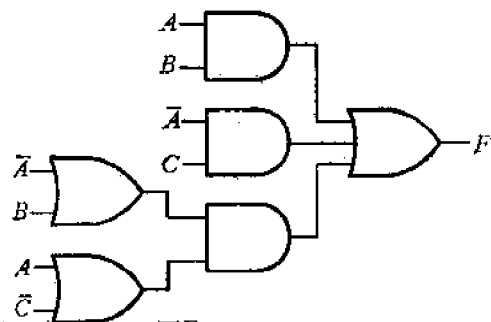
图P4.15a

P 4.16 对图 P4.16 电路重复做习题P4.14。

解 (a) 由电路得:

$$\begin{aligned} F &= AB + \overline{A}C + (\overline{A} + B)(A + \overline{C}) \\ &= AB + \overline{A}C + \overline{A}A + \overline{A}\overline{C} + B\overline{C} \\ &= AB + \overline{A} + B\overline{C} \\ &= \overline{A} + B \\ &= \overline{B \cdot A} \end{aligned}$$

(b) 用“与非”逻辑实现该表达式如图 P4.16a 所示。



图P4.16



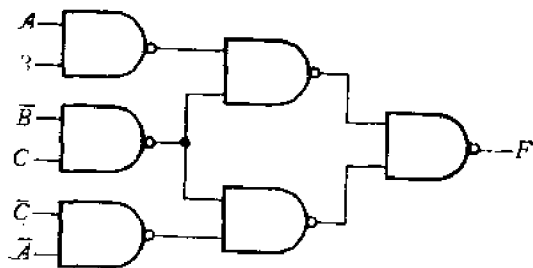
图P4.16a

P 4.17 对图 P4.17 电路重复做习题 P4.14。

解 (a) 由电路得:

$$\begin{aligned} F &= \overline{\overline{A} \overline{B} \overline{B} \overline{C} \cdot \overline{B} \overline{C} \cdot \overline{C} \overline{A}} \\ &= \overline{\overline{A} \overline{B} \overline{B} \overline{C} + \overline{B} \overline{C} \cdot \overline{C} \overline{A}} \\ &= (B + \overline{C})[(\overline{A} + \overline{B}) + (C + A)] \\ &= (B + \overline{C})(\overline{B} + C + 1) \\ &= B + \overline{C} = \overline{B} \cdot \overline{C} \end{aligned}$$

(b) 用“与非”逻辑实现该表达式如图 P4.17a 所示。



图P4.17



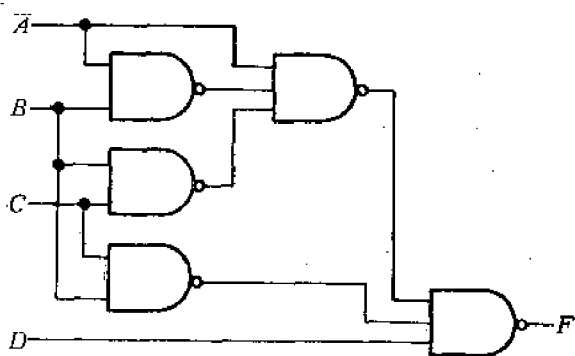
图P4.17a

P 4.18 对图 P4.18 电路重复做习题 P4.14。

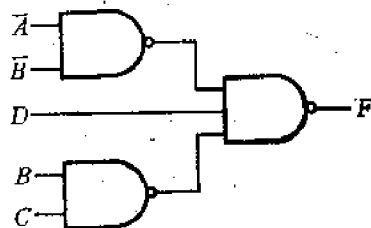
解 (a) 由电路得:

$$\begin{aligned} F &= \overline{\overline{A} \cdot \overline{A} \overline{B} \cdot \overline{B} \overline{C} \cdot \overline{C} \overline{B} \cdot D} \\ &= \overline{\overline{A} \cdot \overline{A} \overline{B} \cdot \overline{B} \overline{C} + \overline{C} \overline{B} \cdot D} \\ &= \overline{\overline{A}(B + A)(B + C) + (CB + D)} \\ &= \overline{\overline{A} \overline{B} + \overline{A} \overline{B} \overline{C} + CB + D} \\ &= \overline{\overline{A} \overline{B} + CB + D} \\ &= \overline{\overline{A} \overline{B} \cdot \overline{C} \overline{B} \cdot D} \end{aligned}$$

(b) 用“与非”逻辑实现该表达式如图 P4.18a 所示。



图P4.18



图P4.18a

P 4.19 已知卡诺图如图 P4.19 所示, 按每一信号引出脚 1 美分来计算成本,

(a) 用最低成本的“与非”逻辑电路来实现该卡诺图。

(b) 用最低成本的“或非”逻辑电路来实现该卡诺图。

解 (a) 在卡诺图中利用无关项, 合并“1”项可得

$$F = CD + A\bar{C} = \overline{C\bar{D}} \cdot \overline{A\bar{C}}$$

用“与非”逻辑电路来实现, 如图 P4.19a 所示, 共 9 美分。

(b) 在卡诺图中利用无关项, 合并“0”项得

$$F = (\bar{C} + \bar{D})(A + C) = \overline{(\bar{C} + \bar{D})} \cdot \overline{(\bar{A} + \bar{C})}$$

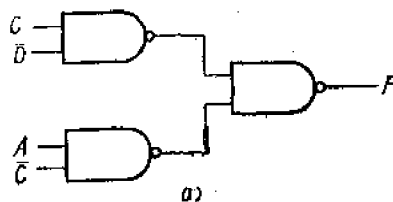
用“或非”逻辑电路来实现, 如图 P4.19b 所示, 共 9 美分。

如果允许采用线连逻辑, 则

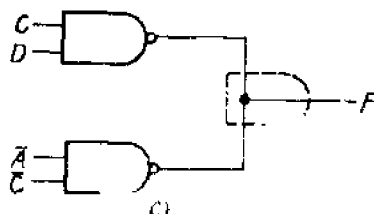
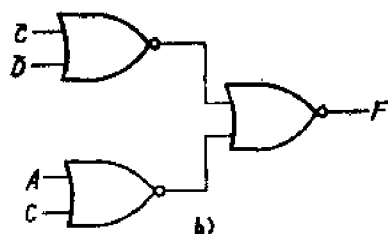
$$F = (\bar{C} + \bar{D})(A + C) = \overline{C \cdot D} \cdot \overline{A \cdot C}$$

逻辑图如图 P4.19c 所示, 共 6 美分。

		B			
		00	01	11	10
D	A				
	C	00	01	11	10
0	0	0	1	0	0
0	1	1	1	0	1
1	0	0	0	0	0
1	1	0	0	1	0



图P4.19



图P4.19

P 4.20 已知 4 个输入信号, 它们的值总是代表一个确实的 BCD 码, 要求当 BCD 值等于或大于 6₁₀ 时输出为 1, BCD 值小于 6₁₀ 时输出为 0, 试确定其“与非”逻辑电路。设只能得到四个原变量输入。

解 设 ABCD 为输入信号, F 为输出信号, 作真值表如表 P4.20 所示。由真值表填写卡诺图如图 P4.20a 所示。

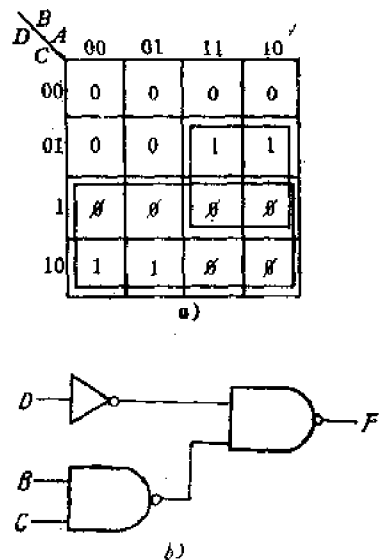
由卡诺图中简化得:

$$F = D + BC = \overline{\bar{D}} \cdot \overline{\bar{B}\bar{C}}$$

画出“与非”门组成的逻辑图如图 P4.20b 所示。

	D	C	B	A	F
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	1
7	0	1	1	1	1
8	1	0	0	0	1
9	1	0	0	1	1
10	1	0	1	0	0
11	1	0	1	1	0
12	1	1	0	0	0
13	1	1	0	1	0
14	1	1	1	0	0
15	1	1	1	1	0

表P4.20



图P4.20

P 4.21 (a)证明后面带反相器的“线连-与”逻辑和常规的“与非”-“与非”逻辑有同样的逻辑输出 (“与”-“或”)。如果不要求提供公共项,试证明这种方法比“与非”-“与非”逻辑(如表达式有 M 项)保证能节省 $(M-1)$ 美分。门的成本按习题 P4.7 的数据计算。

$\begin{smallmatrix} B \\ D \end{smallmatrix} \backslash \begin{smallmatrix} A \\ C \end{smallmatrix}$	00	01	11	10
00	0	1	0	0
01	1	0	0	1
11	0	0	0	1
10	1	0	0	0

图P4.21

(b) 图 P4.21 是函数 F 的卡诺图。如使用允许构成集电极逻辑 (“线连-与”) 的集成电路,怎样以最低成本来实现函数 F 。设每个信号脚的成本为 1 美分。

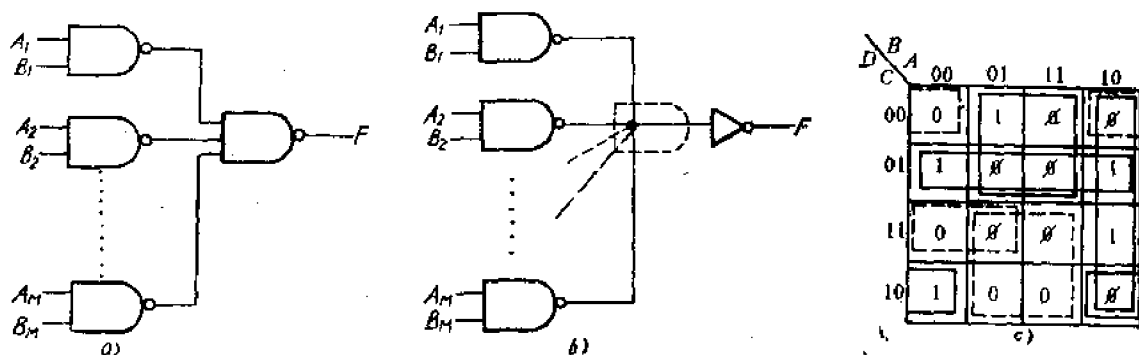
解 (a) 以双输入门为例,如用 “与非”-“与非”逻辑,如图 P4.21a 所示,则有

$$F = \overline{A_1 B_1} \cdot \overline{A_2 B_2} \cdots \overline{A_M B_M} \\ = A_1 B_1 + A_2 B_2 + \cdots + A_M B_M$$

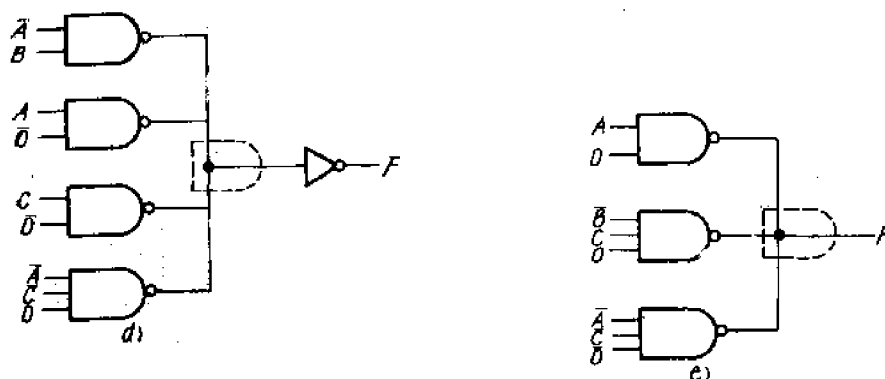
如用带反相器的 “线连-与”,如图 P4.21b 所示,也有

$$F = \overline{A_1 B_1} \cdot \overline{A_2 B_2} \cdots \overline{A_M B_M} = A_1 B_1 + A_2 B_2 + \cdots + A_M B_M$$

可见二者有相同的逻辑输出 (“与-或”)。



图P4.21



图P4.21

在不要求提供公共项的情况下，“与非”-“与非”逻辑的第二级门要有 M 个输入端（如表达式有 M 项）一个输出端，共有 $(M+1)$ 个信号脚，而“线连-与”逻辑加一个反相器则只需一个输入脚和一个输出脚，共 2 个信号脚，对比之下，可以节省 $(M+1)-2=M-1$ 个信号脚，每脚以一美分计算，可节省 $(M-1)$ 美分。

(b) (1) 在卡诺图中合并“1”项如图 P4.21c 所示，可得

$$F = \overline{A}B + A\overline{B} + C\overline{D} + \overline{A}C\overline{D}$$

$$= \overline{A}B \cdot \overline{A}\overline{B} \cdot C\overline{D} \cdot \overline{A}C\overline{D}$$

用“线连-与”逻辑及一个反相器来实现，如图 P4.21d 所示，共 15 美分。

(2) 在卡诺图中合并“0”项如图 P4.21c 所示，可得

$$F = (\overline{A} + \overline{D}) \cdot (B + \overline{C} + \overline{D}) (A + C + D)$$

$$= \overline{A} \cdot \overline{D} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \cdot \overline{D} \cdot \overline{A} \cdot C \cdot \overline{D}$$

用“线连-与”逻辑来实现，如图 P4.21e 所示，共 11 美分。

故采用第二方案成本较低。

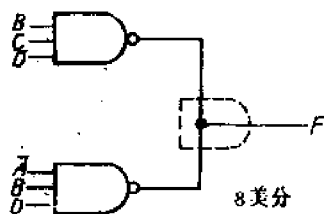
P 4.22 如允许用“线连-与”逻辑，重做习题 P4.7。

解 由图 P4.7 的卡诺图合并“0”项可得

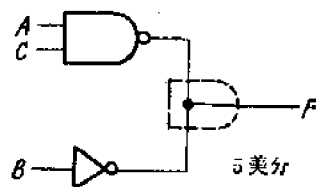
$$F = \overline{BCD} + \overline{ABD}$$

$$= \overline{BCD} \cdot \overline{ABD}$$

用“与非”门和“线连-与”逻辑来实现，如图 P4.22 所示，只需 8 美分。



图P4.22



图P4.23

P4.23 如允许用“线连-与”逻辑，重做习题 P4.8。

解 由图 P4.8 的卡诺图合并“0”项可得

$$F = \overline{B + AC} = \overline{B} \cdot \overline{AC}$$

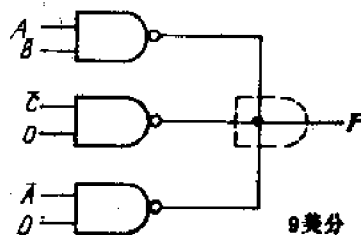
用“与非”门和“线连-与”逻辑来实现,如图 P4.23 所示,只需 5 美分。

P 4.24 如允许用“线连-与”逻辑,重做习题 P4.9。

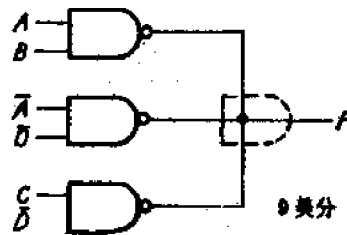
解 由图 P4.9 的卡诺图合并“0”项可得

$$F = \overline{AB + CD + AD} = \overline{AB} \cdot \overline{CD} \cdot \overline{AD}$$

用“与非”门和“线连-与”逻辑来实现,如图 P4.24 所示,只需 9 美分。



图P4.24



图P4.25

P 4.25 如允许“线连-与”逻辑,重做习题 P4.10。

解 由图 P4.10 的卡诺图合并“0”项可得

$$F = \overline{AB + AD + CD} = \overline{AB} \cdot \overline{AD} \cdot \overline{CD}$$

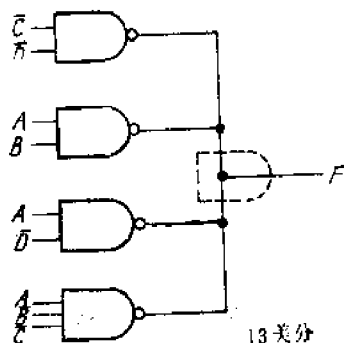
用“与非”门和“线连-与”逻辑来实现,如图 P4.25 所示,只需 9 美分。

P 4.26 如允许用“线连-与”逻辑,重做习题 P4.13。

解 由图 P4.13 的卡诺图合并“0”项可得

$$\begin{aligned} F &= \overline{CD + AB + AD + ABC} \\ &= \overline{CD} \cdot \overline{AB} \cdot \overline{AD} \cdot \overline{ABC} \end{aligned}$$

用“与非”门和“线连-与”逻辑来实现,如图 P4.26 所示,只需13美分。



图P4.26

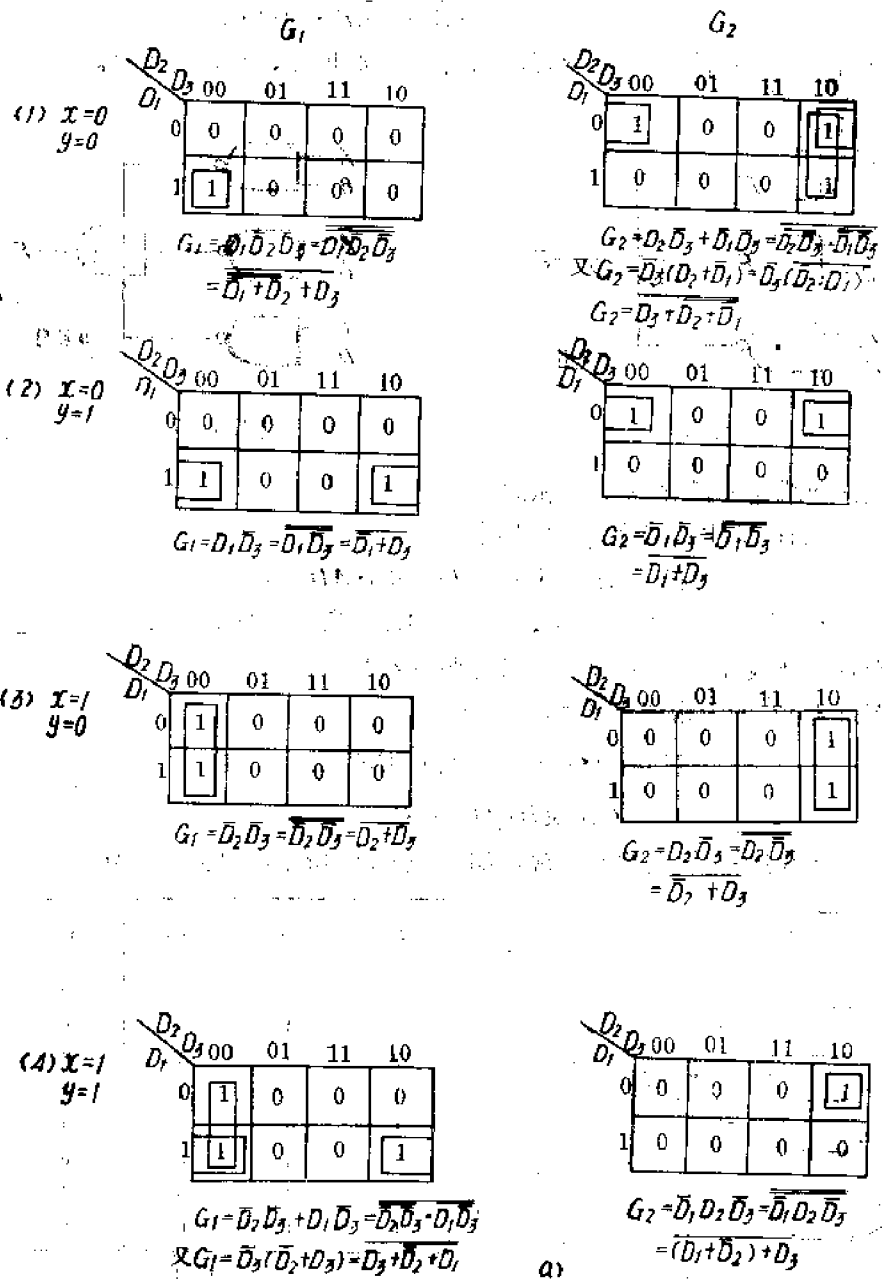
D_1	D_2	D_3	G_1	G_2
0	0	1	0	0
0	1	1	0	0
1	0	1	0	0
1	1	1	0	0
1	0	0	1	0
0	1	0	0	1
0	0	0	X	X
1	1	0	Y	Y

图4.1b

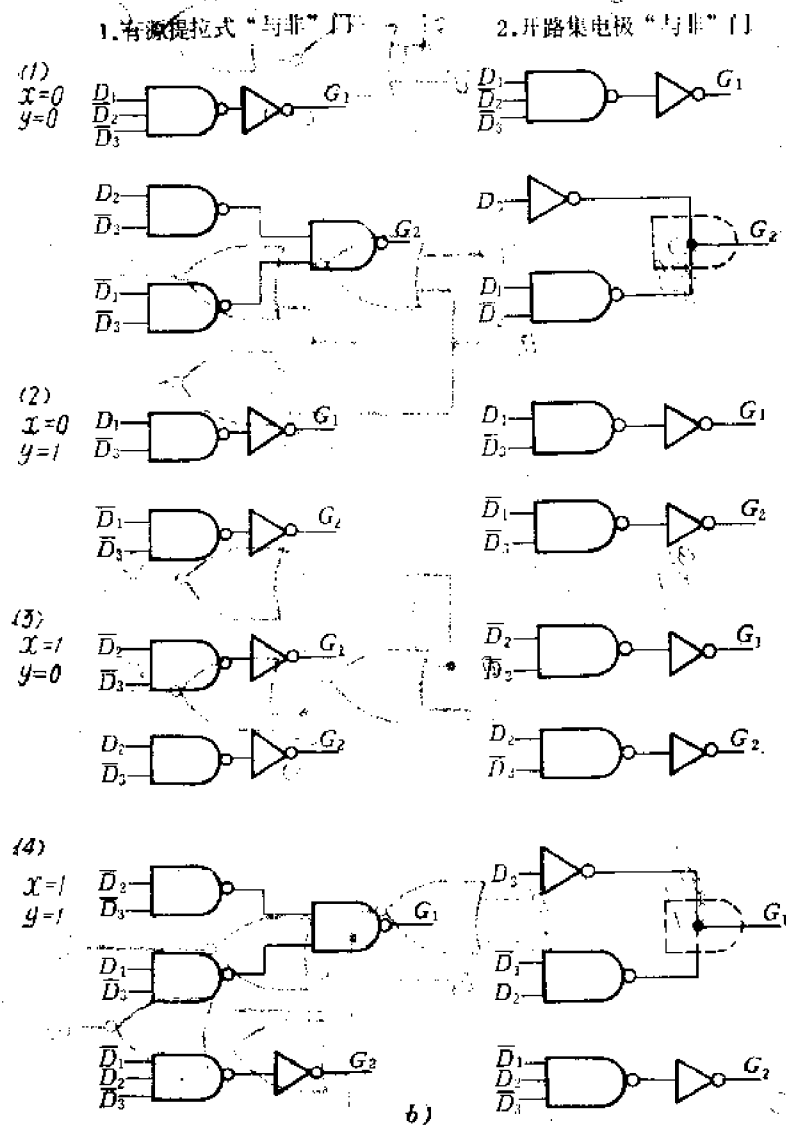
P 4.27 在本章引言中讨论的交通灯控制问题,根据需要 G_1 和 G_2 各有四种可能的卡诺图。

(a) 用有源提拉式“与非”门和开路集电极“与非”门求出所有八个图的最简表达式,

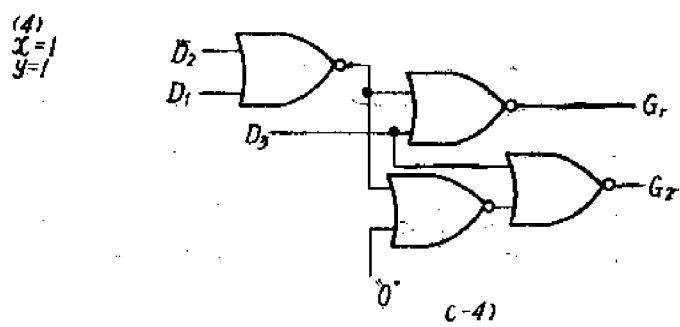
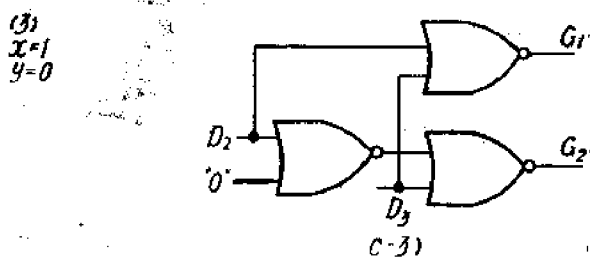
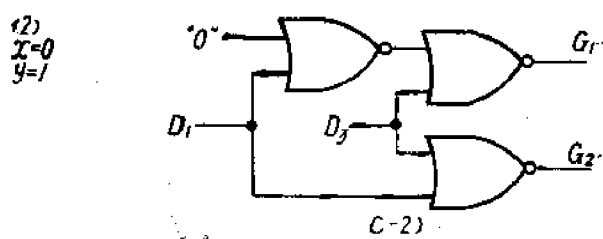
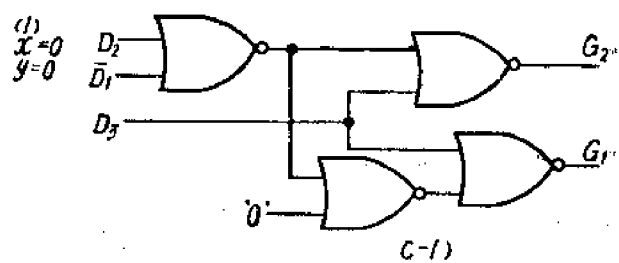
*(b) 试证明如果有“或非”门,则可得到另一种解,其中只用一块双列直插式封装



图P4.27a



图P4.27b



图P4.27c

的14脚集成电路。

解 由交通灯控制问题的真值表(图 4.1b), 根据不同的要求, G_1 和 G_2 可各列出如图 P4.27a 所示的四种卡诺图。并在图的下面写出对应的表达式。

(a) 分别用有源提拉式“与非”门和开路集电极“与非”门来实现的电路如图 P 4.27b 所示。

(b) 用“或非”门来实现如图 P4.27c 所示。最多用了四个2输入“或非”门共 12 个信号脚, 再加电源线和接地共 14 脚, 所以只需用一块双列直插式封装的 14 脚集成电路。

P 4.28 我们想用三只开关 C 、 B 和 A 去控制一条长廊上的一盏灯。设开关闭合时它的逻辑值为 1。如果有奇数个开关合上则灯亮。如果偶数个开关合上则灯熄灭(记住 0 是一个偶数)。设输入只有原变量, 如只用“异-或”门, 试由 C 、 B 和 A 来产生逻辑信号 F ($F=1$ 对应灯亮)。(提示: 在卡诺图上找出一个 1 和 0 的棋盘格式, 它表明使用“异-或”门最有效。)

解 根据题意列出 F 的真值表及卡诺图如表 P4.28 和图 P4.28a 所示。卡诺图为棋盘格式, 无法化简, 将表达式经整理后得:

$$\begin{aligned} F &= ABC + \bar{A}BC + A\bar{B}C + \bar{A}\bar{B}C \\ &= \bar{B}(AC + \bar{A}C) + B(\bar{A}C + AC) \\ &= \bar{B}(A \oplus C) + B(\overline{A \oplus C}) \\ &= A \oplus C \oplus B \end{aligned}$$

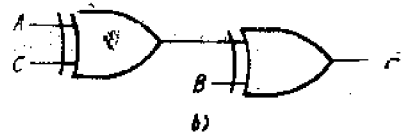
故可用二级“异或”门来实现, 如图 P4.28b 所示

C	B	A	F
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

表4.28

	$C \backslash B$	00	01	11	10
A	0	0	1	0	1
	1	1	0	1	0

a)



b)

图P4.28

P 4.29 试用布尔代数证明图 P4.29a 的 TTL 中规模集成电路能产生图 P4.29b 所示的各种输出。

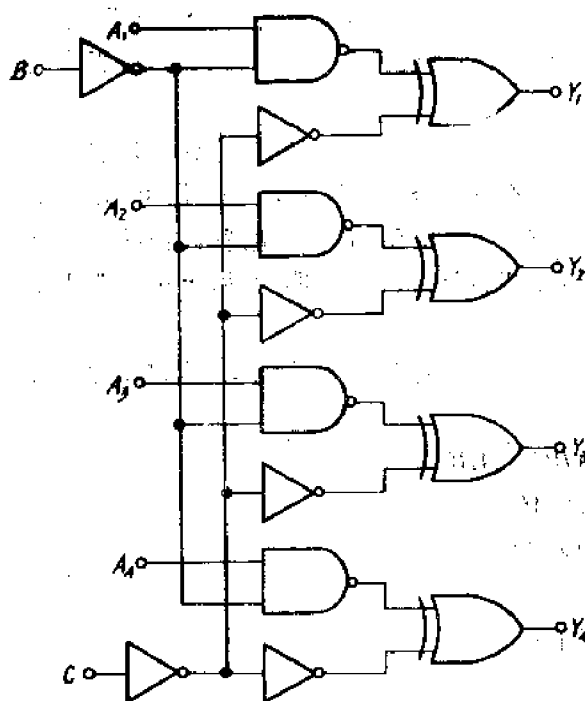
解 列出逻辑图中第 n 位的布尔代数式为:

$$\begin{aligned} Y_n &= \bar{A}_n \bar{B}_n \oplus C = \bar{A}_n \bar{B}_n \cdot C + A_n B_n \cdot C \\ &= (\bar{A}_n + B_n) \bar{C} + A_n B_n C \\ &= \bar{A}_n \bar{C} + B_n \bar{C} + A_n B_n C \end{aligned}$$

根据图 P4.29b 作出 Y_n 完整的真值表如表 P4.29 所示。由真值表写出表达式为

$$\begin{aligned}
 Y_n &= A_n B \bar{C} + A_n \bar{B} C + \bar{A}_n B \bar{C} + \bar{A}_n \bar{B} C \\
 &= (A_n + \bar{A}_n) B \bar{C} + A_n \bar{B} C + \bar{A}_n \bar{C} (B + \bar{B}) \\
 &= B \bar{C} + A_n \bar{B} C + \bar{A}_n \bar{C}
 \end{aligned}$$

上式与从逻辑图得到的 Y_n 式相等，所以图 P4.29a 的 TTL 中规模集成电路能产生图 P4.29b 所示的各种输出。



a)

图P4.29

4 位真/补
0/1 元件

B	C	Y_n
0	0	$\bar{A}_n$
0	1	A_n
1	0	1
1	1	0

b)

A_n	B	C	Y_n
1	1	1	0
1	1	0	1
1	0	1	1
1	0	0	0
0	1	1	0
0	1	0	1
0	0	1	0
0	0	0	1

表P4.29

P 4.30 在图 P4.30 中给出了函数 F_1 和 F_2 的卡诺图（由于速度上的要求，不允许用“线连-与”逻辑），试用“与非”-“与非”逻辑实现这些函数；

- 分别进行最佳化。
- 利用公共项。
- 比较 (a) 和 (b) 所用的信号端子数。

D \ C \ A	00	01	11	10
00	1	0	0	0
01	0	1	0	0
11	0	1	1	1
10	1	0	1	1

(a)

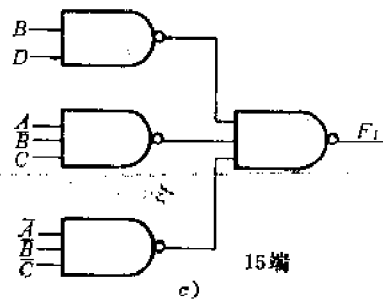
D \ C \ A	00	01	11	10
00	1	0	1	1
01	0	1	0	0
11	0	0	0	0
10	1	0	1	1

(b)

图P4.30

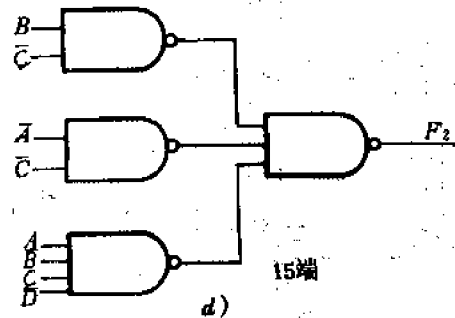
$\begin{matrix} B \\ D \backslash A \end{matrix}$	00	01	11	10
00	1	0	0	0
01	0	1	0	0
11	0	1	1	1
10	1	0	1	1

$$F_1 = BD + ABC + \bar{A}\bar{B}\bar{C}$$

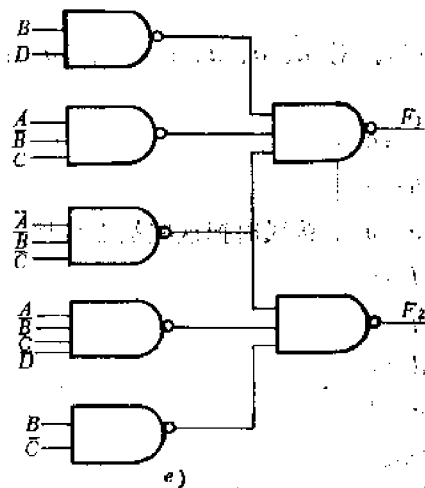


$\begin{matrix} B \\ D \backslash A \end{matrix}$	00	01	11	10
00	1	0	1	1
01	0	1	0	0
11	0	0	0	0
10	1	0	1	1

$$F_2 = B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}C$$



图P4.30



图P4.30

解 (a) 由卡诺图分别合并“1”项，得简化的表达式。再用“与非”-“与非”逻辑实现，如图 P4.30c、d 所示。

$$F_1 = BD + ABC + \bar{A}\bar{B}\bar{C}$$

$$F_2 = B\bar{C} + A\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}C$$

(b) 由卡诺图看出，可利用公共项 $\bar{A}BC$ ，则

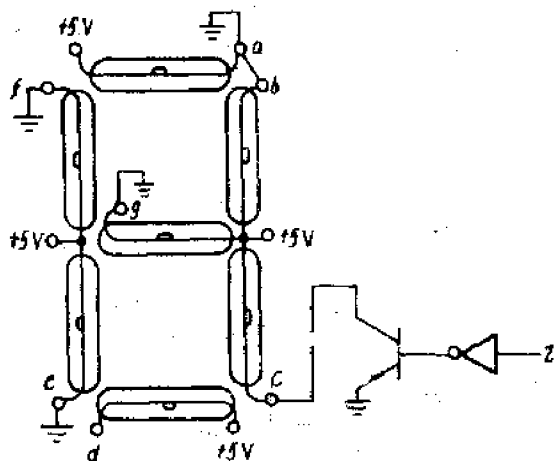
$$F_2 = B\bar{C} + ABCD + \bar{A}BC$$

逻辑电路如图 P4.30e 所示。

(c) 用(a)方案需 8 门 30 个信号端, 而用(b)方案只需 7 门 27 个信号端。

P 4.31 要求设计一台 12h 的数字钟, 它具有一个如图 4.34a 所示的七段字符显示, 该字符在上午显示 $\overline{\Pi}$, 而在下午则显示 $\overline{\Gamma}$ 。已有一个逻辑信号 Z , 在上午时为 0, 而在下午时为 1, 试画出七段字符的接线, 该七段显示器是低电平动作的。

解 作真值表如表 P4.31 所示:



图P4.31

Z	a	b	c	d	e	f	g	符号
上午 0	0	0	0	1	0	0	0	$\overline{\Pi}$
下午 1	0	0	1	1	0	0	0	$\overline{\Gamma}$

表P4.31

由真值表可知:

除 C 外不论上午还是下午, 对 a 、 b 、 d 、 e 、 f 和 g 各段都有相同的要求, 故只需控制 c 。

$a=0$
 $b=0$
 $e=0$
 $f=0$
 $g=0$
 $d=1$
 $c=2$

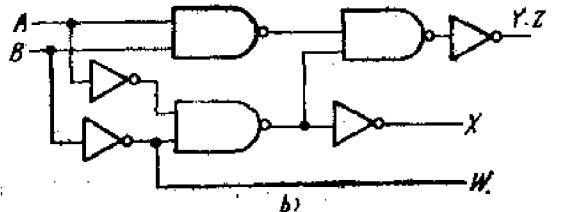
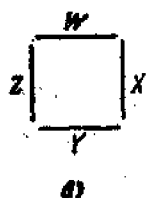
接线时把这些端点接地

全部接线如图 P4.31 所示。

P 4.32 重做练习 E4.18, 但现在对应于 00、01、10、11 的输出分别为 $\sqsubset$ 、 $\sqcap$ 、 $\sqsupset$ 、 $\sqcup$ 。

B	A	X	Y	Z	W
0	0	1	0	0	1
0	1	0	1	1	1
1	0	0	1	1	0
1	1	0	0	0	0

表P4.32



图P4.32

解 四段字符显示如图 P4.32a 所示, 列出真值表如表 P4.32 所示。

由真值表可列出逻辑表达式:

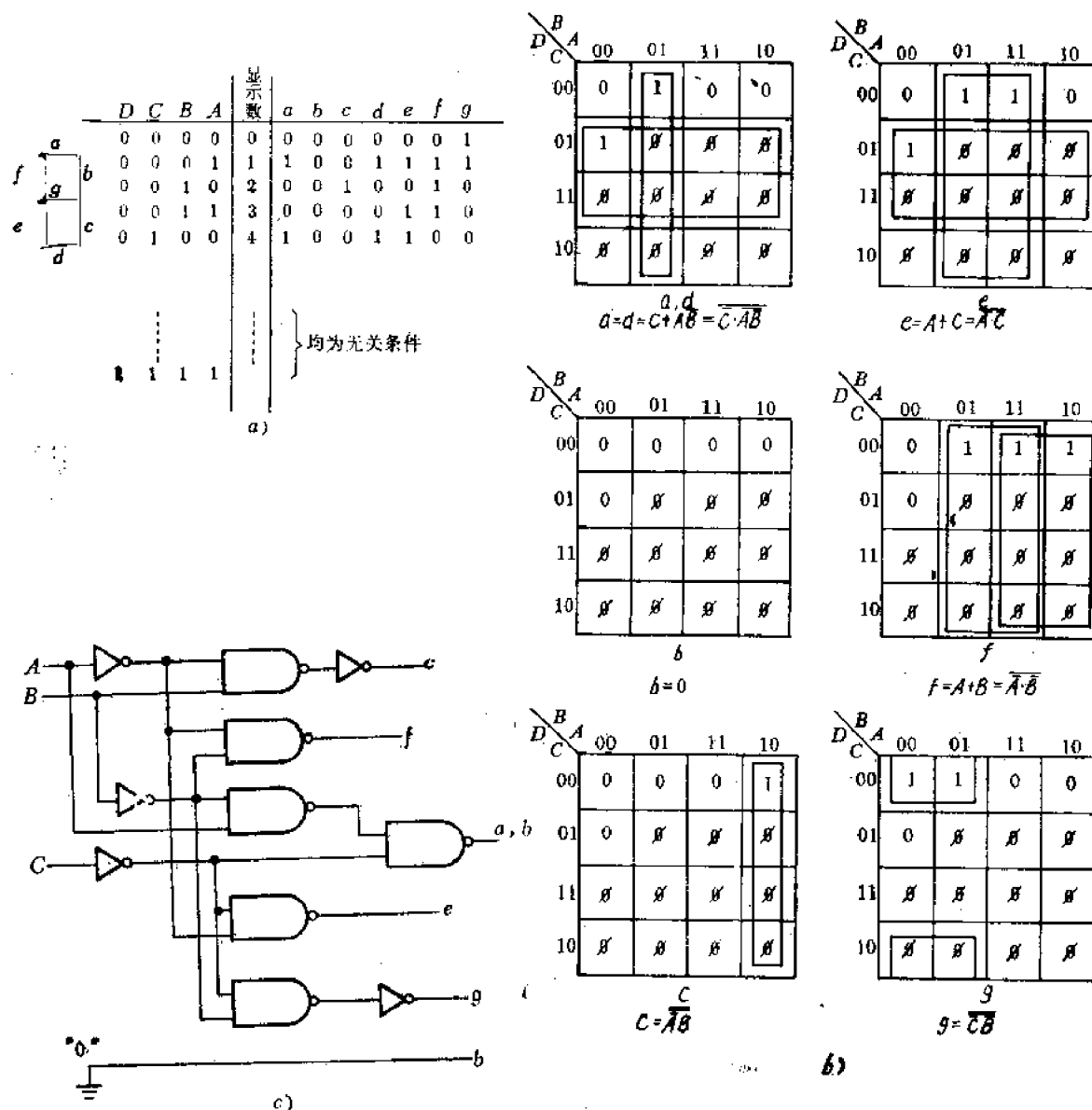
$$X = \overline{A}B$$

$$Y = Z = AB + \overline{A}B = \overline{A}B \cdot \overline{AB}$$

$$W = \overline{B}$$

画出逻辑图如图 P4.32b 所示。(注: 此题如改为: 对应于 01 的输出 1 放在左侧, 则可获较简单的电路)。

P 4.33 试采用 74 系列“与非”门设计一个译码器, 用来驱动一个图 4.34a 所示的白炽灯型 (Minitron 90 系列) 七段显示器。每段“导通”电流为 8mA。当输入取相应的 BCD 值



图P4.33

时显示器显示整数 0、1、2、3 和 4。把 1 安排在字符的右侧。对其他任何可能的输入会显示什么结果, 我们并不在意。设译码器输出是低电平动作的。

希望用最少的组件实现该译码器。现有的组件型号为：标准 TTL74 系列六反相器，2 输入四“与非”门，3 输入三“与非”门和 4 输入二“与非”门。所有的输出端保证能吸收 16mA。

解 列真值表及卡诺图如图 P4.33a 和 b 所示。根据卡诺图化简的结果可得逻辑图 P4.33c。

由于与非门输出端能吸收 16mA 电流，而白炽灯型显示器的每段导通电流为 8mA，所以 a、d 二段可由同一“与非”门驱动。现共用了 6 个 2 输入“与非”门、5 个反相器，所以需要 2 个 2 输入四“与非”门组件及 1 个六反相器组件。

P 4.34 设计一个具有四根输入线 (8421 BCD) 的“十中选一”译码器，它能在十个输出端中选出一个适当的输出。当选中的输出发生作用时，它是低电平。对于无效的 BCD 我们认为其输出值是“无关”的。

解 列出真值表如表 P4.34 所示。分别作 $S_0, S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6, S_7, S_8$ 及 S_9 的卡诺图如图 P4.34a 所示。简化后可得：

$$S_0 = \overline{D}\overline{C}\overline{B}\overline{A}$$

$$S_1 = \overline{D}\overline{C}\overline{B}A$$

$$S_2 = \overline{D}\overline{C}B\overline{A}$$

$$S_3 = \overline{D}\overline{C}BA$$

$$S_4 = \overline{D}C\overline{B}\overline{A}$$

$$S_5 = \overline{D}C\overline{B}A$$

$$S_6 = \overline{D}CBA$$

$$S_7 = D\overline{C}\overline{B}\overline{A}$$

$$S_8 = D\overline{C}\overline{B}A$$

$$S_9 = D\overline{C}BA$$

由表达式作译码器逻辑图如图 P4.34b 所示。

此译码器一旦有无效的 BCD 输入时，有时将出现二个输出端被选中的错误译码。

如要对无效的 BCD 拒绝译

码，可使表 P4.34 中后六项 (1010……1111) 的无关条中均改为 1，则得

$$S_0 = \overline{D}\overline{C}\overline{B}\overline{A}$$

$$S_1 = \overline{D}\overline{C}\overline{B}A$$

$$S_2 = \overline{D}\overline{C}B\overline{A}$$

$$S_3 = \overline{D}\overline{C}BA$$

$$S_4 = \overline{D}C\overline{B}\overline{A}$$

$$S_5 = \overline{D}C\overline{B}A$$

$$S_6 = \overline{D}CBA$$

$$S_7 = D\overline{C}\overline{B}\overline{A}$$

$$S_8 = D\overline{C}\overline{B}A$$

$$S_9 = D\overline{C}BA$$

D	C	B	A	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
0	1	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	1	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1
0	1	1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	0	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

表 P4.34

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00	0	0	1	1	1
01		1	1	1	1
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10		1	1	$\emptyset$	$\emptyset$

S_0

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00		1	0	1	1
01		1	1	1	1
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10		1	1	$\emptyset$	$\emptyset$

S_1

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00		1	1	1	0
01		1	1	1	1
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10		1	1	$\emptyset$	$\emptyset$

S_2

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00		1	1	0	1
01		1	1	1	1
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10		1	1	$\emptyset$	$\emptyset$

S_3

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00		1	1	1	1
01	0	0	1	1	1
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10		1	1	$\emptyset$	$\emptyset$

S_4

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00		1	1	1	1
01		1	0	1	1
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10		1	1	$\emptyset$	$\emptyset$

S_5

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00		1	1	1	1
01		1	1	1	0
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10		1	1	$\emptyset$	$\emptyset$

S_6

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00		1	1	1	1
01		1	1	0	1
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10		1	1	$\emptyset$	$\emptyset$

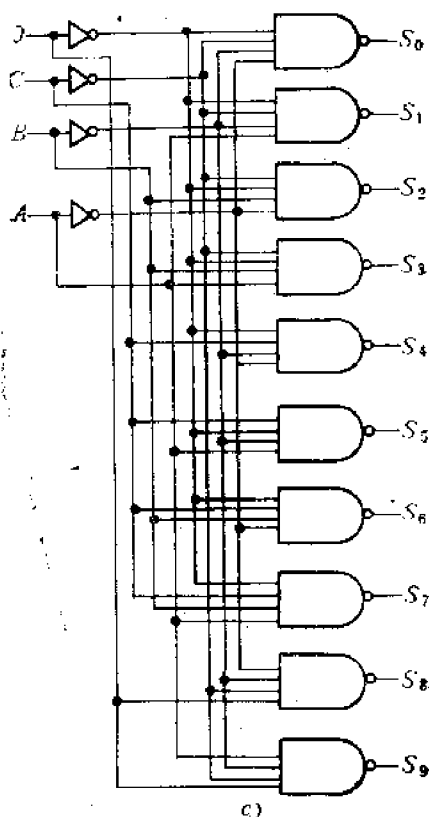
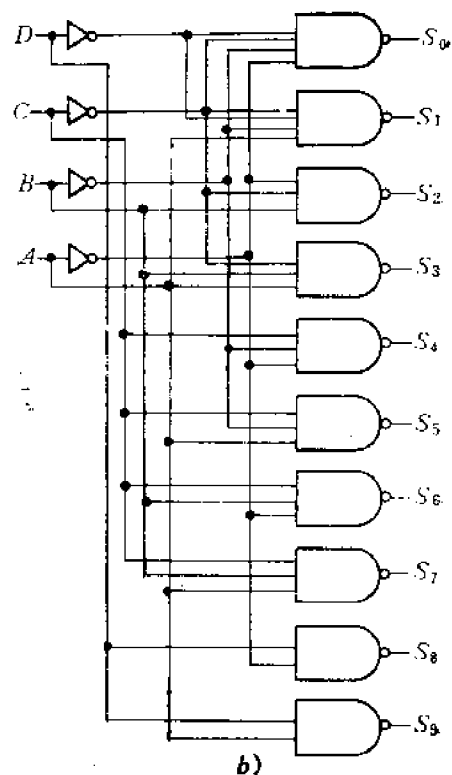
S_7

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00		1	1	1	1
01		1	1	1	1
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10	0	0	1	$\emptyset$	$\emptyset$

S_8

		$\begin{matrix} B \\ \diagdown \\ D \end{matrix} \begin{matrix} A \\ / \\ C \end{matrix}$			
		00	01	11	10
00		1	1	1	1
01		1	1	1	1
11		$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$	$\emptyset$
10	0	1	0	$\emptyset$	$\emptyset$

S_9



图P4.34

$$S_3 = \overline{DCBA}$$

根据表达式可作出逻辑图图 P4.34c。

P4.35 试就下列情况利用表 P4.35 的数据求 N_L 、 N_H 、 NM_L 和 NM_H 。

- (a) 标准门驱动低功耗门；
- (b) 低功耗门驱动标准门；
- (c) 高速门驱动标准门；
- (d) 高速门驱动低功耗门。

	I_{OL}	I_{IL}	V_{OL}	V_{IL}	I_{OH}	I_{IH}	V_{OH}	V_{IH}
标准 54/74 系列	16	1.6	0.4	0.8	0.4	0.04	2.4	2.0
高速(74H系列)	20	2.0	0.4	0.8	0.5	0.05	2.4	2.0
低功耗(74L系列)	2	0.18	0.3	0.7	0.1	0.01	2.4	2.0

注：电压单位是 V；电流单位是 mA。

表P4.35

解 (a) 标准门驱动低功耗门；

$$N_L = \frac{I_{OL(S)}}{I_{IL(L)}} = \frac{16}{0.18} = 88$$

$$NM_L = V_{IL(L)} - V_{OL(S)} = 0.7 - 0.4 = 0.3V$$

$$N_H = \frac{I_{OH(S)}}{I_{IH(L)}} = \frac{0.4}{0.01} = 40$$

$$NM_H = V_{OH(S)} - V_{IH(L)} = 2.4 - 2.0 = 0.4V$$

(b) 低功耗门驱动标准门；

$$N_L = \frac{I_{OL(L)}}{I_{IL(S)}} = \frac{2}{1.6} = 1$$

$$NM_L = V_{IL(S)} - V_{OL(L)} = 0.8 - 0.3 = 0.5V$$

$$N_H = \frac{I_{OH(L)}}{I_{IH(S)}} = \frac{0.1}{0.04} = 2$$

$$NM_H = V_{OH(L)} - V_{IH(S)} = 2.4 - 2.0 = 0.4V$$

(c) 高速门驱动标准门；

$$N_L = \frac{I_{OL(H)}}{I_{IL(S)}} = \frac{20}{1.6} = 12$$

$$NM_L = V_{IL(S)} - V_{OL(H)} = 0.8 - 0.4 = 0.4V$$

$$N_H = \frac{I_{OH(H)}}{I_{IH(S)}} = \frac{0.5}{0.04} = 12$$

$$NM_H = V_{OH(H)} - V_{IH(S)} = 2.4 - 2.0 = 0.4V$$

(d) 高速门驱动低功耗门；

$$N_L = \frac{I_{OL(H)}}{I_{IL(L)}} = \frac{20}{0.18} = 111$$

$$NM_L = V_{IL(L)} - V_{OL(H)} = 0.7 - 0.4 = 0.3V$$

$$N_H = \frac{I_{OH(H)}}{I_{IH(L)}} = \frac{0.5}{0.01} = 50$$

$$NM_H = V_{OH(H)} - V_{IH(L)} = 2.4 - 2.0 = 0.4V$$

P4.36 (a) 我们想要用一个低功耗 TTL 单元来驱动标准 TTL 门和低功耗 TTL 门的混合电路，根据表 P4.35 的数据，它能承担多大的负载？

(b) 重复做练习 E4.16，确定一个标准 54/74 系列的门能驱动多少低功耗 TTL 反

相器（将2输入门的两个输入端接在一起形成）。

解（a）按表 P4.35 的数据，一个低功耗 TTL 单元在低电平输出时可以驱动两个低功耗门和一个标准门；在高电平输出时可以驱动两个标准门和两个低功耗门，故扇出以低电平输出为准。

$$(b) \quad N_L = \frac{I_{OL(S)}}{I_{IL(L)}} = \frac{16}{0.18} = 88$$

$$N_H = \frac{I_{OH(S)}}{I_{IH(L)}} = \frac{0.4}{0.01 \times 2} = 20$$

所以 $N=20$ 。

P4.37 我们打算用一个开路集电极 TTL 门作为发光二极管的驱动器，如图 P4.37 所示。已知 $V_{CC}=5V \pm 10\%$ ， R 是误差为 5% 的电阻，门的输出晶体管的饱和电压最小值为 0.1V，最大值为 0.4V。 $V_{D(on)}$ 可在 1.5V 到 2V 内变动。

（a）求出使发光二极管中的最小电流为 5mA 的 R_{nom} （电阻的标称值）。

（b）门必须吸收的最大电流为多少？

$$\text{解 (a)} \quad I_{LEDmin} = \frac{V_{CC} - V_{D(on)}}{R}$$

$$R = \frac{V_{CC} - V_{D(on)}}{I_{LEDmin}}$$

$$= \frac{5(1-10\%) - 2}{5}$$

$$= 0.5k\Omega$$

$$R_{nom} = \frac{R}{1+5\%}$$

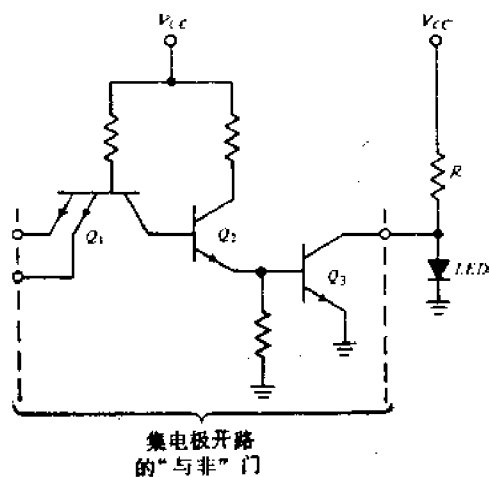
$$= \frac{500}{1.05}$$

$$= 476\Omega$$

$$(b) \quad I_{OL} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R}$$

$$= \frac{5(1+10\%) - 0.1}{0.476 \times (1-5\%)}$$

$$= 11.9mA$$



图P4.37

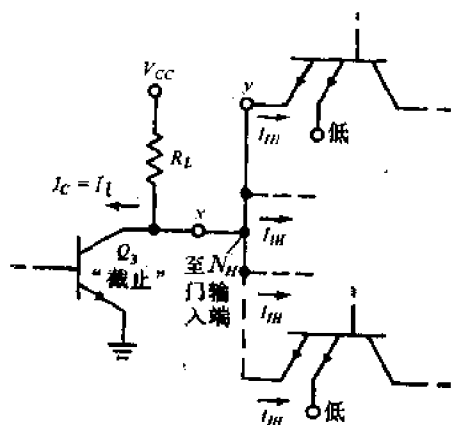
P4.38 我们想用有一个开路集电极输出的 54/74 系列的门（见图 P4.38），驱动一个 74 系列的门（数据见表 P4.35）。已知 $V_{CC}=5V$ ， I_I （漏电流）=0mA，要求 $NM_H=0.4V$ 时的 $N_H=10$ 。试问提拉电阻 R_L 的最大值可用到多大？

$$\text{解} \quad V_{OH} = V_{IH} + NM_H = 2.0 + 0.4 = 2.4V$$

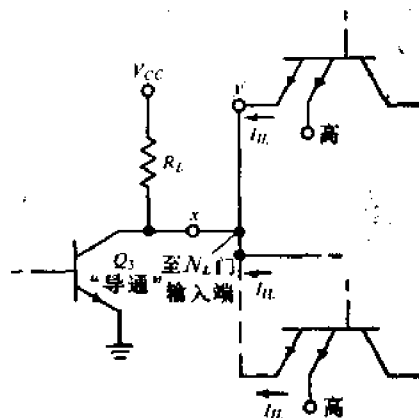
$$I_{OH} = N_H I_{IH} = 10 \times 0.04 = 0.4mA = \sum I_{IH}$$

$$V_{OH} = V_{CC} - R_L \sum I_{IH}$$

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_{OH}}{\sum I_{IH}} = \frac{5 - 2.4}{0.4} = \frac{2.6}{0.4} = 6.5 \text{ k}\Omega.$$



图P4.38



图P4.39

P4.39 我们想把开路集电极的 TTL 54/74 系列门电路用于图 P4.39 电路中, 要求当 $V_{CC}=5\text{V}$ 时, $N_L=5$ 。求提拉电阻 R_L 的最小值。

解

$$I_{OL} = \frac{V_{CC} - V_{OL}}{R_L} + N I_{IL}$$

$$R_L = \frac{V_{CC} - V_{OL}}{I_{OL} - N I_{IL}}$$

$$= \frac{5 - 0.4}{16 - 5 \times 1.6}$$

$$= 0.575 \text{ k}\Omega$$

P4.40 我们想把集电极逻辑用于图 P4.40 电路中, 其中 m 个开路集电极输出共用一个提拉电阻 R_L 。

(a) 试证明:

$$\overline{R_L} = \frac{V_{CC} - (V_{IH} + N M_H)}{m I_I + N_H I_{IH}}$$

$$R_L = \frac{\overline{V_{CC}} - (V_{IL} - N M_L)}{I_{OL} - N_L I_{IL}}$$

假定当 $V_i < V_{IL}$ 时漏电流 $I_I = 0$ 。

(b) 如果要求 TTL 54 系列的 $N M_L = 0.5\text{V}$, 则 V_{OL} 的保证值应改成多少?

(c) 已知 $m=6$, $N_H=15$, $N_L=6$, $\overline{V_{CC}}=5.25\text{V}$, $\underline{V_{CC}}=4.75\text{V}$, $I_I=250\mu\text{A}$ 。

求: (1) $\overline{R_L}$, (2) $\underline{R_L}$, (3) 适合 (1) 和 (2) 的 R_L 标称值。假定使用最大容差的电阻, 标准容差为 1、2、5、10 和 20%。

解 (a) 根据图 P4.40 列出下列方程:

$$V_{OH} = V_{IH} + NM_H$$

$$= V_{CC} - \bar{R}_L(mI_I + N_H I_{IH})$$

$$\therefore \bar{R}_L = \frac{V_{CC} - (V_{IH} + NM_H)}{mI_I + N_H I_{IH}}$$

$$\text{又: } V_{OL} = V_{IL} - NM_L$$

$$= V_{CC} - (I_{OL} - N_L I_{IL}) \bar{R}_L$$

$$\therefore \bar{R}_L = \frac{V_{CC} - (V_{IL} - NM_L)}{I_{OL} - N_L I_{IL}}$$

$$(b) \quad V_{OL} = V_{IL} - NM_L$$

$$= 0.8 - 0.5$$

$$= 0.3V$$

(c) (1)

$$\bar{R}_L = \frac{V_{CC} - (V_{IH} + NM_H)}{mI_I + N_H I_{IH}}$$

$$= \frac{4.75 - (2 + 0.5)}{6 \times 0.25 + 15 \times 0.04}$$

$$= 1.07k\Omega$$

$$(2) \quad \underline{R}_L = \frac{V_{CC} - (V_{IL} - NM_L)}{I_{OL} - N_L I_{IL}} = \frac{5.25 - (0.8 - 0.5)}{16 - 6 \times 1.6} = 0.773k\Omega$$

$$(3) \quad R_L = \frac{\bar{R}_L + \underline{R}_L}{2} = \frac{1.07 + 0.773}{2} = 0.922k\Omega$$

$$\text{电阻容差为 } \frac{R_L - \underline{R}_L}{R_L} \times 100\% = \frac{0.922 - 0.773}{0.922} \times 100\% = 16.1\%$$

故选容差为 10% 的电阻,

$$R_L \times 110\% = 0.922 \times 110\% = 1.01k\Omega < \bar{R}_L$$

$$R_L \times 90\% = 0.922 \times 90\% = 0.83k\Omega > \underline{R}_L$$

P 4.41 图 P4.41 是一个扩展器 (由 Q_1 、 Q_2 和 R_1 组成), 它的二个输出端与另一个可扩展的“与-或-非”门扩展器的节点接在一起。如图所示, 反相器晶体管 Q_1 、 Q_2 和 Q_3 的集电极和发射极引线公用。

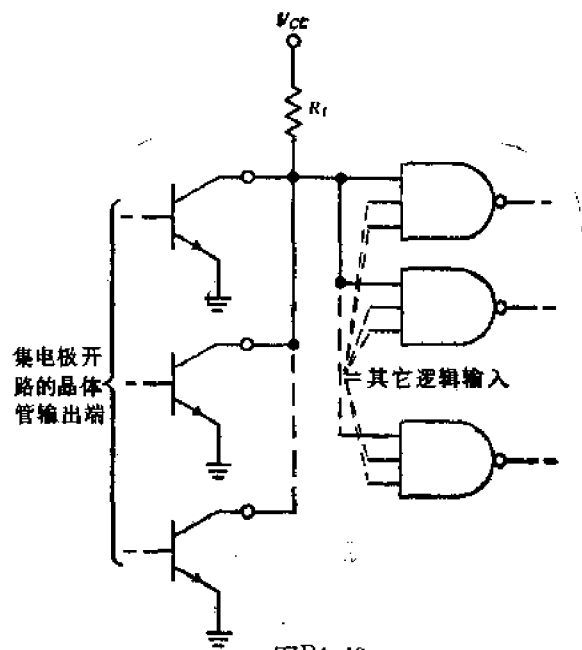
(a) 试证明输出表达式为图上给出的形式。

(b) 如果所有输入都是高电平, 且每个输入吸取 $40\mu A$ 电流, 试问当 Q_1 吸收最大负载电流 $16mA$ 时其基极的过驱动系数为多少? 设 $V_{CC} = 5V$, $V_{BE(sat)} = V_{BE(on)} = V_{D(on)} = 0.7V$, $V_{CE(sat)} = 0.2V$, $V_{BC(on)} = 0.7V$ (在反向放大区) $\beta_F = 50$ 。

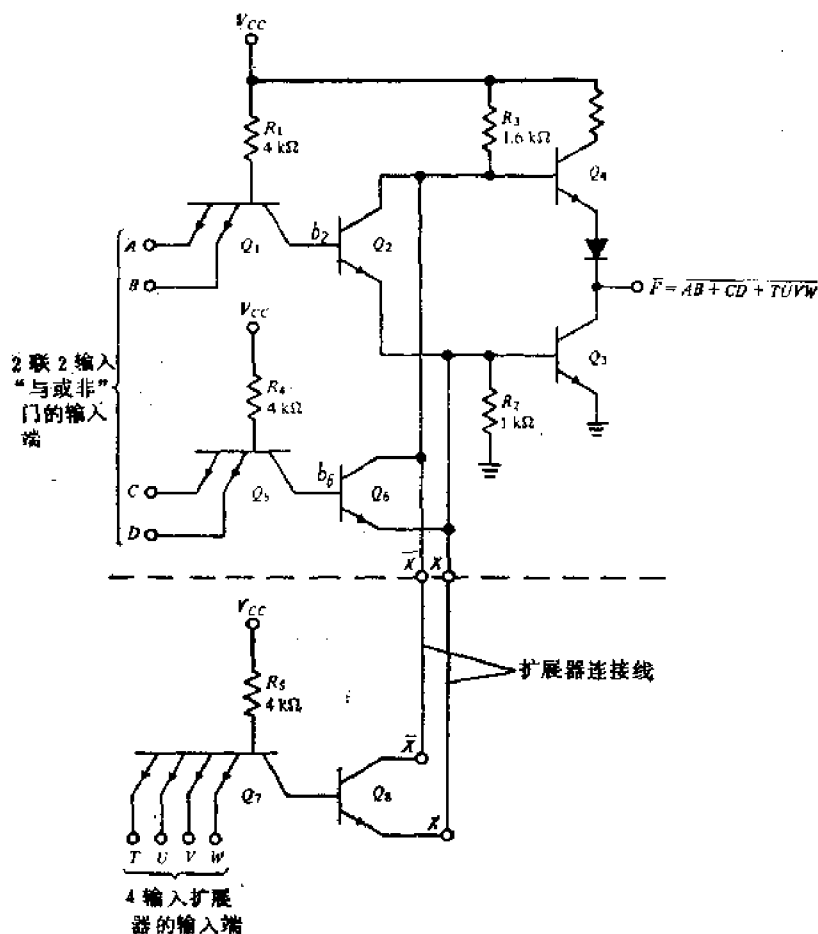
解 (a) Q_2 、 Q_3 、 Q_4 的基极 b_2 、 b_3 、 b_4 中只要有一个是高电平, 则 Q_2 、 Q_3 和 Q_4 中至少有一个管子饱和, Q_1 也饱和, 输出为低电平; 当 b_2 、 b_3 、 b_4 全为低电平时, 则 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 及 Q_1 均不导通, 输出为高电平。由于 $b_2 = AB$, $b_3 = CD$, $b_4 = TUVW$, 所以

$$F = \overline{AB + CD + TUVW}$$

$$(b) \quad I_{R1} = I_{R4} = I_{R3} = I_R$$



图P4.40



图P4.41

$$= \frac{V_{CC} - 2V_{BE(sat)} - V_{BC(on)}}{R_1}$$

$$= \frac{5 - 1.4 - 0.7}{4}$$

$$= 0.725\text{mA}$$

$$I_{B2} = I_{R6}$$

$$= I_R + 2I_{IH}$$

$$= 0.725 + 2 \times 0.04$$

$$= 0.805\text{mA}$$

$$I_{B6} = I_R + 4I_{IH}$$

$$= 0.725 + 4 \times 0.04$$

$$= 0.885\text{mA}$$

$$I_{R3} =$$

$$\frac{V_{CC} - V_{BE(sat)} - V_{CE(sat)}}{R_3}$$

$$= \frac{5 - 0.7 - 0.2}{1.6}$$

$$= 2.56\text{mA}$$

$$I_{R2} = \frac{V_{BE(sat)}}{R_2}$$

$$= \frac{0.7}{1}$$

$$= 0.7\text{mA}$$

$$I_{B3} = I_{R3} + I_{R2} + I_{B6}$$

$$+ I_{B5} - I_{R2} = 2.56 + 0.805 + 0.805 + 0.885 - 0.7 = 4.36\text{mA}$$

$$\text{过驱动系数 } k = \frac{I_{B3}}{I_{CS}/\beta_F} = \frac{4.36}{16/50} = 13.6$$

***P 4.42** 图 P4.42 的 TTL “与非” 缓冲器可用来提供比图 3.19 标准 7400 系列有源提拉电路更大的输出驱动能力。在此线路中用达林顿电路 (Q_1 和 Q_2) 作为射极跟随器, 它能提供 1.2mA 电流, 比图 3.19 电路中由单个晶体管提供的 0.4mA 输出电流大。在 74H 和 74S 系列中采用图 P4.42 的接法。

当 $V_{CC} = 5\text{V}$ 且电路输出最大电流 (0.4mA 和 1.2mA) 时, 试确定两电路的典型 V_o 值。所有输入 $V_i = 0.8\text{V}$ 。晶体管数据为 $V_{BE(sat)} = V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, $\beta_F = 50$, 除 Q_1 外的 $V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$, Q_1 的 $V_{CE(sat)} = 0.1\text{V}$ 。(提示: 当所有输入为 0.8V 时 Q_1 饱和, 电流由 Q_1 的集电极流出并流入 Q_2 的基极, Q_2 工作在放大区。)

解 对于图 3.19,

$$V_{B3} = V_i + V_{CE1} - V_{BE2} = 0.8 + 0.1 - 0.7 = 0.2\text{V}, Q_3 \text{ 截止,}$$

$$I_{R1} = I_{E2} = \frac{V_{B3}}{R_2} = \frac{0.2}{1} = 0.2\text{mA}$$

设 Q_1 处在放大区, 则:

$$I_{B1} = \frac{I_{E1}}{1 + \beta_F} = \frac{0.4}{1 + 50} = 0.00784 \text{ mA}$$

校验 Q_1 的工作状态:

$$\begin{aligned} V_{C1} &= V_{CC} - I_{C1} R_3 = V_{CC} - I_{B1} \beta_F R_3 \\ &= V_{CC} - \frac{I_{E1}}{1 + \beta_F} \cdot \beta_F \cdot R_3 \\ &= 5 - \frac{0.4}{1 + 50} \times 50 \times 0.13 = 4.949 \text{ V} \end{aligned}$$

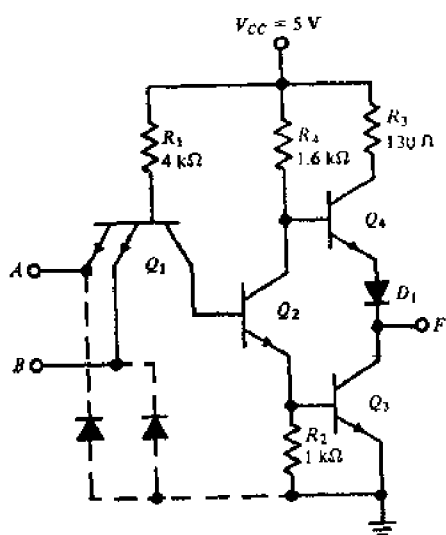
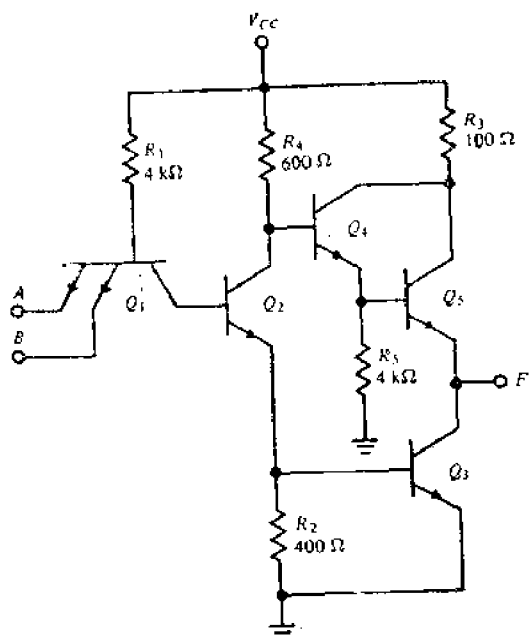


图3.19



图P4.42

$$\begin{aligned} V_{B1} &= V_{CC} - (I_{C2} + I_{B1}) R_4 \\ &= V_{CC} - \left(\frac{I_{E2}}{1 + \beta_F} \beta_F + I_{B1} \right) R_4 \\ &= 5 - \left(\frac{0.2}{1 + 50} \times 50 + 0.00784 \right) \times 1.6 = 4.674 \text{ V} \end{aligned}$$

(由提示已知 Q_2 工作在放大区)

$V_{BC1} = V_{B1} - V_{C1} = 4.674 - 4.949 = -0.275 \text{ V}$, 集电极反偏, Q_1 确实工作在放大区, 故

$$V_0 = V_{B1} - V_{BE1} - V_{D(on)} = 4.674 - 0.7 - 0.7 = 3.27 \text{ V}$$

对于图P4.42, 同上推导有 $V_{B3} = 0.2 \text{ V}$, Q_3 截止,

$$I_{R2} = I_{E2} = \frac{V_{B3}}{R_2} = \frac{0.2}{0.4} = 0.5 \text{ mA}$$

达林顿管中 Q_1 工作在放大区,

$$I_{B5} = \frac{I_{E5}}{1 + \beta_F} = \frac{1.2}{1 + 50} = 0.0235 \text{ mA}$$

设 Q_4 在放大区, 则

$$\begin{aligned} I_{R5} R_5 &= V_{CC} - (I_{C2} + I_{B4}) R_4 - V_{BE4} \\ &= V_{CC} - \left(I_{C2} + \frac{I_{R5} + I_{B5}}{1 + \beta_F} \right) R_4 - V_{BE4} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{R5} \left(R_5 + \frac{R_4}{1 + \beta_F} \right) &= V_{CC} - V_{BE4} \\ &\quad - \left(I_{C2} + \frac{I_{B5}}{1 + \beta_F} \right) R_4 \\ I_{R5} &= \frac{V_{CC} - V_{BE4} - \left(\frac{I_{E2}}{1 + \beta_F} \beta_F + \frac{I_{B5}}{1 + \beta_F} \right) R_4}{R_5 + \frac{R_4}{1 + \beta_F}} \\ &= \frac{5 - 0.7 - \left(\frac{0.5 \times 50}{1 + 50} + \frac{0.0235}{1 + 50} \right) \times 0.6}{4 + \frac{0.6}{1 + 50}} \\ &= 0.9985 \text{ mA} \end{aligned}$$

校验 Q_4 的工作状态:

$$\begin{aligned} V_{C4} &= V_{CC} - (I_{C4} + I_{C5}) R_4 \\ &= V_{CC} - (I_{R5} + I_{B5} + I_{E5}) \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} R_4 \\ &= 5 - (0.9985 + 0.0235 + 1.2) \\ &\quad \times \frac{50}{1 + 50} \times 0.1 = 4.782 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{B4} &= V_{CC} - (I_{B4} + I_{C2}) R_4 \\ &= V_{CC} - \left(\frac{I_{R5} + I_{B5}}{1 + \beta_F} + \frac{I_{E2}}{1 + \beta_F} \beta_F \right) R_4 \\ &= 5 - \left(\frac{0.9985 + 0.0235}{1 + 50} + \frac{0.5}{1 + 50} \times 50 \right) \times 0.6 = 4.694 \text{ V} \end{aligned}$$

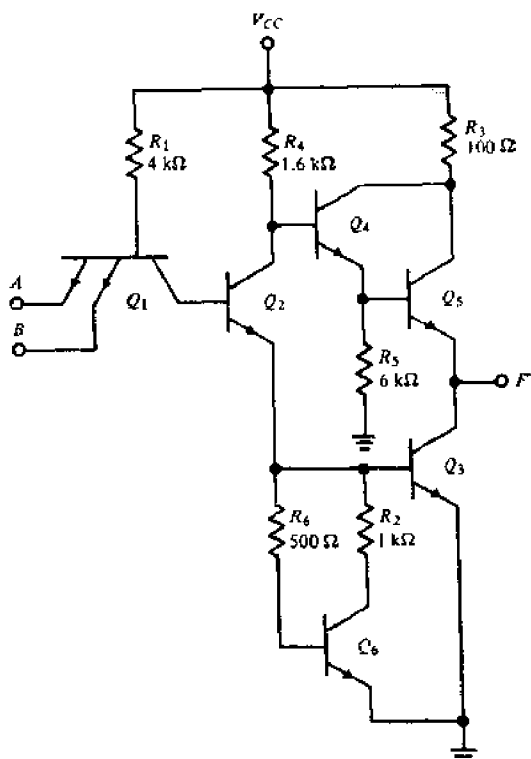
$V_{BC4} = V_{B4} - V_{C4} = 4.694 - 4.782 = -0.088 \text{ V}$ 集电极反偏, Q_4 确实工作在放大区, 故

$$V_{B5} = V_{B4} - 2V_{BE(on)} = 4.694 - 1.4 = 3.29 \text{ V}$$

***P 4.43** TTL 电路的另一种变形如图 P4.43 所示。除了有源提拉电路的上部采用达林顿电路外, Q_2 的发射极负载也作了修改。与 54/74 系列相比, 它能给出更接近矩形的传输特性, 此电路用于 74S 和 74LS 系列中。假定:

$V_{BE(on)} = V_{BE(sat)} = 0.6 \text{ V}$ (除 Q_6 为 0.55 V 外), $V_{CE(sat)} = 0.1 \text{ V}$, $\beta_F = 20$, $\beta_R = 0.2$, $V_{D(on)} = 0.6 \text{ V}^{(1)}$ 。

1) 编者补充的条件。



图P4.43 改型TTL门

其中 54/74 系列的 R_2 已用 R_4 , Q_4 和 R_1 代替。

(a) 试对图 3.19 所示的 74 系列电路, 仔细确定其电压传输特性, 特别注意曲线上的第一个转折点。

(b) 试对图 P4.43 所示电路重复 (a)。

(c) 试证明当所有输入为高电平时, 两种电路中 Q_1 的基极电流是相同的。

解 (a) 第一个转折点出现在 $V_{B2}=V_{BE(on)}=0.6V$, Q_2 即将开始导通时,

$$V_I = V_{B2} - V_{CE1(sat)} = 0.6 - 0.1 = 0.5V$$

$$V_0 \approx V_{CC} - V_{BE4} - V_{B1} = 5 - 0.6 - 0.6 = 3.8V$$

第二个转折点出现在 V_I 增加到 Q_3 即将开始导通时,

$$V_I = V_{BE2(on)} + V_{BE3(on)} - V_{CE1(sat)} = 0.6 + 0.6 - 0.1 = 1.1V$$

$$V_0 = V_{CC} - V_{BE4(on)} - V_{B1(on)} - \frac{V_{BE3(on)}}{R_2} \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} R_1$$

$$= 5 - 0.6 - 0.6 - \frac{0.6 \times 20}{1(1+20)} \times 1.6 = 2.89V$$

第三个转折点 $V_I = 1.1V$, Q_1 、 Q_3 均进入饱和区,

$$V_0 = V_{CE3(sat)} = 0.1V$$

(b) 第一个转折点出现在 Q_2 和 Q_3 即将同时开始导通时,

$$V_I = V_{BE2(on)} + V_{BE3(on)} - V_{CE1(sat)} = 0.6 + 0.55 - 0.1 = 1.05V$$

设 Q_1 处于放大区,

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE4(on)}}{R_1 + (1 + \beta_F)R_3} = \frac{5 - 0.6}{1.6 + (1 + 20)6} = 0.03448mA$$

因为空载, $I_{C3} = 0$, 所以

$$V_{C4} = V_{CC} - I_{B1}\beta_F R_3 = 5 - 0.03448 \times 20 \times 0.1 = 4.931V$$

$$V_{B4} = V_{CC} - I_{B1}R_1 = 5 - 0.03448 \times 1.6 = 4.945V$$

$$V_{BC4} = V_{B4} - V_{C4} = 4.945 - 4.931 = 0.01V < V_{BE(on)}$$

所以 Q_4 确实工作在放大区,

$$V_0 = V_{B4} - 2V_{BE(on)} = 4.945 - 2 \times 0.6 = 3.75V$$

第二个转折点在 V_I 增加到 Q_3 即将开始导通时,

$$V_I = V_{BE2(on)} + V_{BE3(on)} - V_{CE1(sat)} = 0.6 + 0.6 - 0.1 = 1.1V$$

$$I_{B3} = I_{R3} = \frac{V_{BE3(on)} - V_{BE4(on)}}{R_3} = \frac{0.6 - 0.55}{0.5} = 0.1mA$$

$$I_{C3(EOS)} = \frac{V_{BE3(on)} - V_{CE1(sat)}}{R_2} = \frac{0.6 - 0.1}{1} = 0.5mA$$

$\beta_F I_{B3} > I_{C3(EOS)}$, 所以 Q_3 处在饱和状态,

$$I_{E2} = I_{B3} = I_{C3(EOS)} + I_{B3} = 0.5 + 0.1 = 0.6mA$$

$$I_{C1} = I_{E2} \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} = 0.6 \frac{20}{1 + 20} = 0.5714mA$$

$$V_{CC} = (I_{C1} + I_{B1})R_1 + V_{BE4(on)} + I_{E4}R_3$$

设 Q_1 处于放大区,

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)} - I_{C2}R_4}{R_4 + (1 + \beta_F)R_3}$$

$$= \frac{5 - 0.6 - 0.5714 \times 1.6}{1.6 + (1 + 20)6}$$

$$= 0.02732 \text{ mA}$$

校验 Q_4 的工作状态:

$$V_{B4} = V_{CC} - (I_{C2} + I_{B4})R_4 = 5 - (0.5714 + 0.02732) \times 1.6 = 4.042 \text{ V}$$

$$V_{C4} = V_{CC} - \beta_F I_{B4} R_3 = 5 - 20 \times 0.02732 \times 0.1 = 4.945 \text{ V}$$

$$V_{B4C4} = V_{B4} - V_{C4} = 4.042 - 4.945 = -0.9 \text{ V}$$

所以 Q_4 处于放大区,

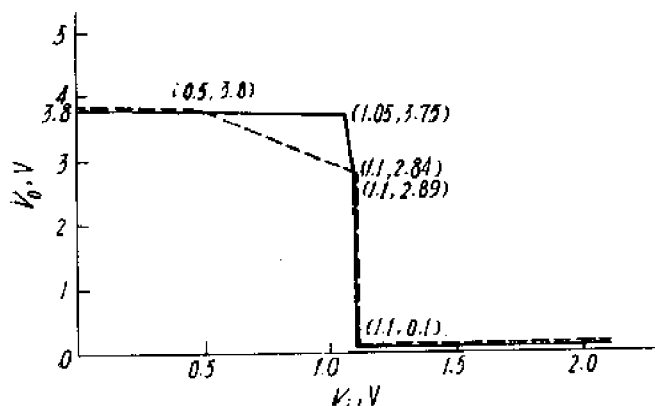
$$V_0 = V_{B4} - 2V_{BE(on)} = 4.042 - 2 \times 0.6 = 2.84 \text{ V}$$

第三个转折点 $V_I = 1.1 \text{ V}$, Q_2 、 Q_3 均进入饱和区,

$$V_0 = V_{CE(sat)} = 0.1 \text{ V}$$

根据 (a) (b) 结果, 可作电压传输特性如图 P4.43a 所示。

(c) 当所有输入均为高电平时, 对于图3.19,



图P4.43a

图中: 虚线图3.19的传输特性;
实线图P4.43的传输特性。

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE(sat)} - V_{BC(on)}}{R_1}$$

$$= \frac{5 - 2 \times 0.6 - 0.5}{4}$$

$$= 0.825 \text{ mA}$$

$$I_{B2} = (1 + \beta_R) I_{B1}$$

$$= (1 + 0.2) 0.825$$

$$= 0.99 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = I_{B1}$$

$$= \frac{V_{CC} - V_{BE3(sat)} - V_{CE2(sat)}}{R_4}$$

$$= \frac{5 - 0.6 - 0.1}{1.6}$$

$$= 2.688 \text{ mA}$$

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} = 0.99 + 2.688 = 3.678 \text{ mA}$$

$$I_{B3} = I_{E2} - \frac{V_{BE(sat)}}{R_1} = 3.678 - \frac{0.6}{1} = 3.078 \text{ mA}$$

对于图 P4.43,

$$I'_{B1} = I_{B1} = 0.825 \text{ mA}$$

$$I'_{B2} = I_{B2} = 0.99 \text{ mA}$$

$$I'_{R4} = I_{R4} = 2.688 \text{ mA}$$

$$I'_{E4} = I'_{R3} = \frac{V_{E4}}{R_3} = \frac{V_{BE3(sat)} + V_{CE2(sat)} - V_{BE4(on)}}{R_3}$$

$$= \frac{0.6 + 0.1 - 0.6}{6} = 0.01667 \text{ mA}$$

$$I'_{C4(EOS)} = \frac{V_{CC} - V_{CE4(sat)} - V_{E4}}{R_3} = \frac{5 - 0.1 - 0.1}{0.1} = 48 \text{ mA}$$

$I'_{E4} < I'_{C4(EOS)}$, 所以 Q_4 处在放大区,

$$I'_{B4} = \frac{I'_{E4}}{1 + \beta_F} = \frac{0.01667}{1 + 20} = 7.938 \times 10^{-4} \text{ mA}$$

$$I'_{C2} = I'_{R4} - I'_{B4} = 2.688 - 0.0007938 = 2.687 \text{ mA}$$

$$I'_{E2} = I'_{C2} + I'_{B2} = 2.687 + 0.99 = 3.677 \text{ mA}$$

由 (b) 知 $I'_{E6} = I_{C6} + I_{B6} = 0.5 + 0.1 = 0.6 \text{ mA}$

所以 $I'_{B3} = I'_{E2} - I'_{E6} = 3.677 - 0.6 = 3.077 \text{ mA}$

故 $I_{B3} \approx I'_{B3}$ (两者仅相差 Q_4 的基极电流)

***P 4.44** 本题分析一种三态逻辑 (TSL), 这是一种输出“可接总线的”TTL 电路。图

P4.44 所示的是基本门电路

(与图 P4.42 的电路相似), 在虚线框内的附加部分是“控制”逻辑。当

“控制”端为低电平时,

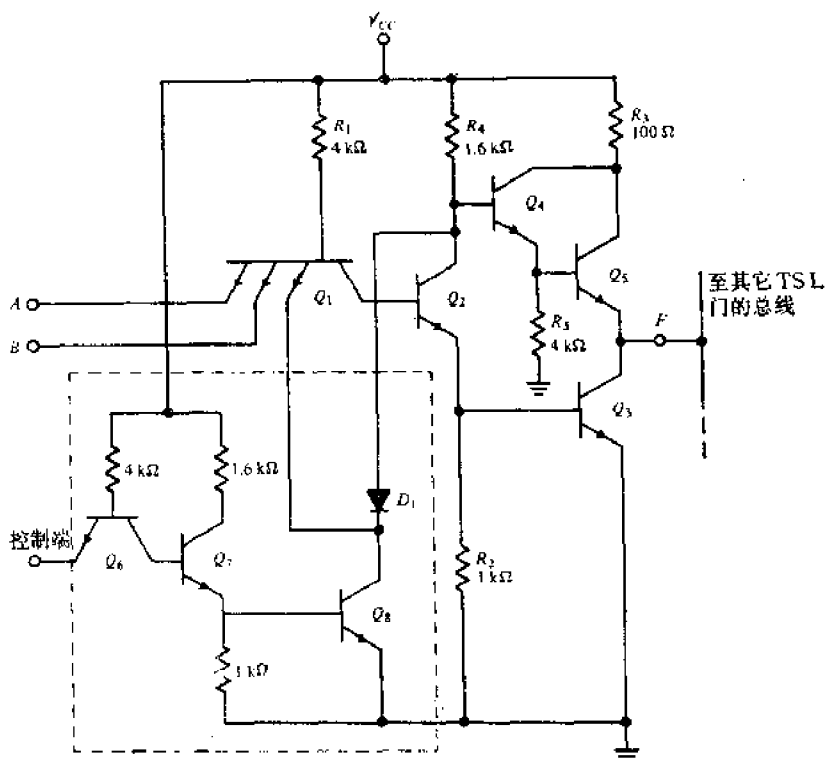
由于 Q_4 截止而没有电流流过二极管 D_1 , 于是门电路就具有正常 TTL 门的性能。当“控制”端为高电平时, 门失去作用,

这时 Q_6 和 D_1 导通, Q_4 的基极电压大约为 0.9 V ,

Q_4 导通、 Q_5 截止。由于 Q_4 的第三个发射极吸收流过 R_1 的电流, 所以 Q_2 截止, 从而 Q_3 也截止。

最后的结果是在输入和输出端上都只有漏电流流过。因此当门失去作用时, 门被有效地从电路上

“切除”。



图P4.44 基本三态逻辑(TSL)门

设负载门数为 3, 试确定输出能按图 P4.44 接在一起的最大 TSL 门数。在失去作用的状态下 TSL 门输出端的最大漏电流为 $40 \mu\text{A}$ 。

在 $V_{OH} = 2.4 \text{ V}$ $I_{IH} = 40 \mu\text{A}$ 时, $I_{OH} = 5.2 \text{ mA}$;

在 $V_{OL} = 0.2 \text{ V}$ $I_{IL} = 1.1 \text{ mA}$ 时, $I_{OL} = 16 \text{ mA}$ 。

解 设 I_I 为 TSL 门输出端的漏电流,

$$M_H = \frac{I_{OH} - 3I_{IH}}{I_I} = \frac{5.2 - 3 \times 0.04}{0.04} = 127$$

$$M_L = \frac{I_{OL} - 3I_{IL}}{I_I} = \frac{16 - 3 \times 1.1}{0.04} = 317$$

输出高电平时, 接到总线上的 TSL 门数除它本身外还可接 M_H 个, 所以接在一起的最大 TSL 门数为 $127 + 1 = 128$ 个, 同理输出低电平时共可接 $M_L + 1 = 318$ 个。

故现在应取 $M = 128$ 。

第五章 锁存器和触发器

练习

E5.1 一个发射极接地的 RTL 反相器电路，其参数如下：

$$R_c = 1\text{k}\Omega, \quad V_{CC} = 4\text{V},$$

$$R_B = 3\text{k}\Omega, \quad V_{BE(sat)} = 0.7\text{V},$$

$$\beta_F = 20, \quad V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}.$$

(a) 将这样的两个反相器接成一个锁存器，求在每个集电极上的高电平和低电平电压。

(b) 计算锁存器中每个反相器的过驱动系数 k 。

解 画锁存器电路如图 E5.1 所示。

(a) $V_{OL} = V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$

$$\begin{aligned} V_{OH} &= \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_c + R_B} R_B + V_{BE(sat)} \\ &= \frac{4 - 0.7}{1 + 3} \times 3 + 0.7 \approx 3.18\text{V} \end{aligned}$$

(b) 饱和边缘的基极电流：

$$I_{B(sat)} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_c \cdot \beta_F} = \frac{4 - 0.2}{1 \times 20} = 0.19\text{mA}$$

实际的基极电流：

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_c + R_B} = \frac{4 - 0.7}{1 + 3} = 0.825\text{mA}$$

过驱动系数：

$$k = \frac{I_B}{I_{B(sat)}} = \frac{0.825}{0.19} = 4.34$$

E5.2 一个类似图 5.5c 的锁存器由 TTL7400 型 2 输入四“与非”门组成。每个门的标称扇出为 10，最大传输延迟为 18ns。

(a) 锁存器的标称扇出将是多少？

(b) 如要使锁存器置 1，试确定加在 S_i 输入端的最小脉冲宽度。

解 (a) 锁存器的标称扇出 $N' = N - 1 = 10 - 1 = 9$ 。

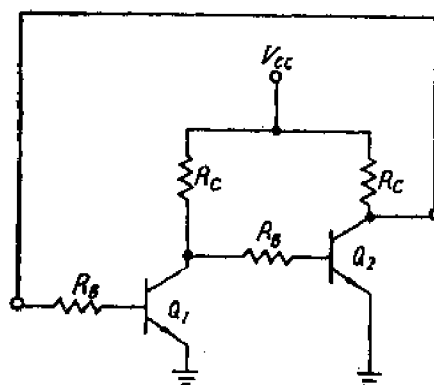


图 E5.1

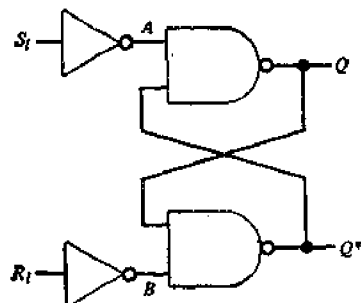


图 5.5c

(b) 因为触发脉冲宽度必须大于两个门的延迟时间锁存器电路才能可靠翻转, 所以最小脉冲宽度

$$t_A = 2t_{pd} = 2 \times 18 = 36 \text{ ns}$$

E5.3 已知 $R-S$ 触发器具有下图所示的特征表, 要求

(a) 推导这个触发器的激励表(与表 5.4 类似)。

(b) 确定与表 5.3 相类似的八个 Q_{n+1} 的逻辑状态。

解 (a) 作激励表, 如表 E5.3a 所示。

(b) 作真值表, 如表 E5.3b 所示。

n	S_n	R_n	Q_n	Q_{n+1}
1	1	1	0	0
2	1	1	1	1
3	0	1	0	0
4	0	1	1	0
5	1	0	0	1
6	1	0	1	1
7	0	0	0	?
8	0	0	1	?

表 E5.3b

S_n	R_n	Q_{n+1}
1	1	Q_n
1	0	1
0	1	0
0	0	?

表 E5.3

Q_n	Q_{n+1}	S_n	R_n
0	0	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	1	0

表 E5.3a

E5.4 用表 5.4 中 $R-S$ 触发器的激励表及图 5.7b 的电路画出图 E5.4 中 Q 输出端的波形。

解

Q_n	Q_{n+1}	S_n	R_n
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	0

表 5.4

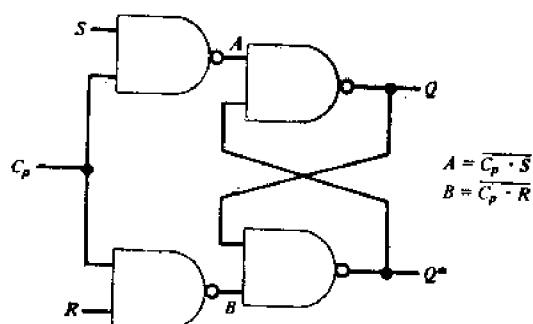


图 E5.4

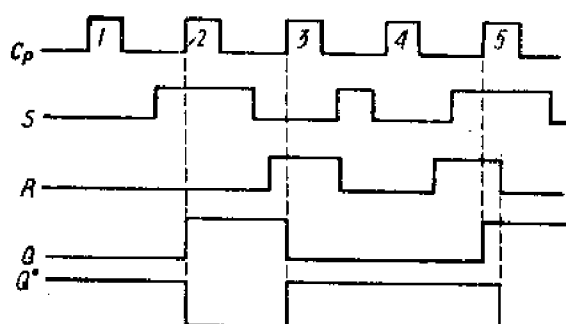


图 5.7b

说明:

- (1) $R-S$ 触发器在 C_p 为高电平时, 根据 R 、 S 的电平按表 5.4 的规律来决定 Q 。
- (2) 在第五个 C_p 脉冲来到时, $C_p=1$ 、 $S=1$ 、 $R=1$ 。由图 5.7b 电路分析得 $Q=Q^*=1$, 以后 $R=0$ 、 $S=1$, 则 $Q=1$ 、 $Q^*=0$ 。
- (3) Q 、 Q^* 的波形见图 E5.4 的下部。

E5.5 已知 $J-K$ 触发器的特征表如下:

(a) 试推导这个触发器的激励表 (与表 5.7 相似)。

(b) 确定与表 5.6 相似的八种逻辑状态下的 Q_{n+1} 。

解 (a) 作激励表, 如表 E5.5a 所示。

(b) 作真值表, 如表 E5.5b 所示。

Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	$\emptyset$	1
0	1	$\emptyset$	0
1	0	0	$\emptyset$
1	1	1	$\emptyset$

表 E5.5a

J_n	K_n	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\overline{Q_n}$

表 E5.5

n	J_n	K_n	Q_n	Q_{n+1}
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	1	0	0
4	0	1	1	0
5	1	0	0	1
6	1	0	1	1
7	1	1	0	0
8	1	1	1	1

表 E5.5b

E5.6 已知一个 $J-K$ 触发器的激励表如表 5.7 所示, 试将图 E5.6 中输出 Q 的时间波形补上。触发器在时钟脉冲的后沿动作, 也可以直接由输入 P 和 C 控制而与时钟脉冲无关。

解 Q 的波形见图 E5.6 的下部。

说明: (1) $J-K$ 触发器用同步脉冲后沿触发。

(2) P 、 C 端均为高电平触发。

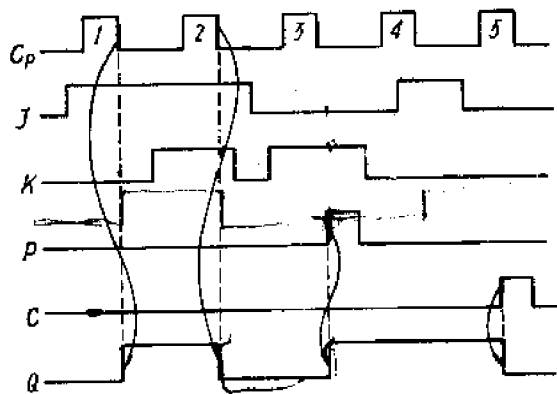


图 E5.6

Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	0	$\emptyset$
0	1	1	$\emptyset$
1	0	$\emptyset$	1
1	1	$\emptyset$	0

表 5.7a

E5.7 试用本节介绍的方法将一个上升沿触发的 $J-K$ 触发器转换成一个用同样方式触发的 D 触发器。这两个触发器的特性分别如表 5.8 及表 5.10 所示。

解 (1) 作 D 触发器的状态表如表 E5.7a 所示。

(2) 要得到与 D 触发器同样状态时, $J-K$ 触发器所需的激励信号如表 E5.7b 所示。

(3) 由 D 触发器的状态表及 $J-K$ 触发器的激励表作控制表如表 E5.7c 所示。

(4) 作 J_n 、 K_n 的控制图并简化, 如图 E5.7a 所示。

(5) 由逻辑式作控制逻辑图如图 E5.7b 所示。

Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	0	$\emptyset$
0	1	1	$\emptyset$
1	0	$\emptyset$	1
1	1	$\emptyset$	0

表 E5.7b

n	D_n	Q_n	J_n	K_n
0	0	0	0	$\emptyset$
1	1	0	1	$\emptyset$
2	0	1	$\emptyset$	1
3	1	1	$\emptyset$	0

表 E5.7c

J_n	K_n	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$

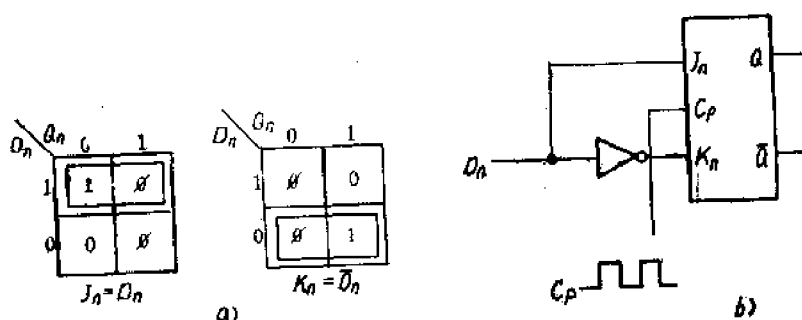
表 5.8

Q_n	Q_{n+1}	D_n
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

表 5.10

状态号码 n	现 在 状 态 D_n	Q_n	下一状态 Q_{n+1}
0	0	0	0
1	1	0	1
2	0	1	0
3	1	1	1

表E5.7a



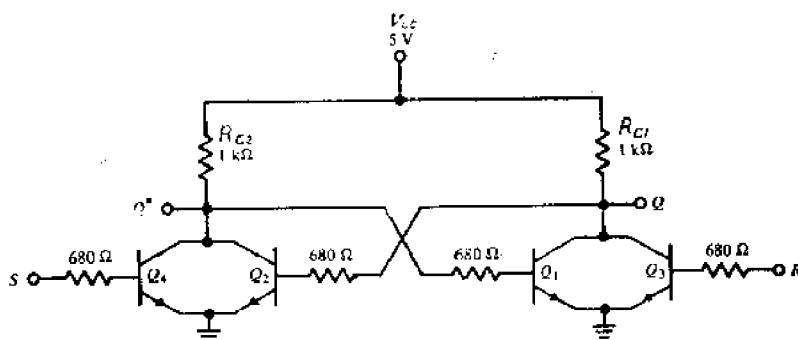
图E5.7

习 题

P5.1 在图 D5.1 的电路中, 设 $V_{BE(on)} = V_{BE(sat)} = 0.7V$, $V_{CE(sat)} = 0.2V$, $\beta_F = 50$ 。

(a) 当 Q_1 没有外接负载时, 确定 Q_2 的过驱动系数 K_2 。

(b) 如将 RTL 反相器 (与制作锁存器时所用的类型相同) 的输入端接到 Q_1 的集电极, 试求 K_1 。



图D5.1

解 (a) 临界饱和基极电流 $I_{B2(EO S)} = \frac{V_{CC} - V_{CE2(sat)}}{\beta_F \cdot R_{C2}} = \frac{5 - 0.2}{50 \cdot 1} = 0.096 \text{mA}$

实际基极电流 $I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_s + R_b} = \frac{5 - 0.7}{1 + 0.68} = 2.56 \text{mA}$

过驱动系数 $K_1 = \frac{I_{B1}}{I_{B1(EO S)}} = \frac{2.56}{0.096} = 26.7$

(b) 当 Q 端带一同类型反相器时, Q₂ 的实际基极电流:

$$I_{B1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_C + R_b/2} = \frac{5 - 0.7}{2(1 + 0.68/2)} = 1.604 \text{mA}$$

$$K_2 = \frac{I_{B1}}{I_{B1(EO S)}} = \frac{1.604}{0.096} = 16.7$$

P5.2 假定图 D5.1 电路中 Q₂ 饱和而 Q₁ 截止。试求锁存器状态开始转换时, “置 0”端所需的电压。

解 当 V_R 渐增, $V_Q \downarrow$, Q₂ 从饱和变成放大状态, $V_{Q*} \uparrow$, 当 $V_{Q*} = V_{BE1(on)} = 0.7 \text{V}$ 时, Q₁ 处于截止边缘状态, V_R 稍有波动, Q₁ 也进入放大, $V_Q \downarrow \rightarrow I_{B2} \downarrow \rightarrow V_{Q*} \uparrow \rightarrow I_{B1} \uparrow \rightarrow V_Q \downarrow$ 此正反馈过程直至 Q₂ 截止、Q₁ 饱和。所以, 当 $V_{Q*} = V_{BE1(on)} = 0.7 \text{V}$ 时, Q₂ 处于放大区, Q₁ 处于截止边缘, 这是电路开始转换的临界状态:

$$I_{B1} = \frac{V_{CC} - V_{Q*}}{R_{C2} \cdot \beta_F} = \frac{5 - 0.7}{1 \times 50} = 0.086 \text{mA}$$

$$V_Q = V_{BE2(on)} + I_{B1} \cdot R_B = 0.7 + 0.086 \times 0.68 = 0.7585 \text{V}$$

$$I_{RC1} = \frac{V_{CC} - V_Q}{R_{C1}} = \frac{5 - 0.7585}{1} = 4.242 \text{mA}$$

$$I_{C1} = I_{RC1} - I_{B1} = 4.242 - 0.086 = 4.156 \text{mA}$$

$$V_R = V_{BE3(on)} + \frac{I_{C1}}{\beta_F} \cdot R_B = 0.7 + \frac{4.156}{50} \times 0.68 = 0.757 \text{V}$$

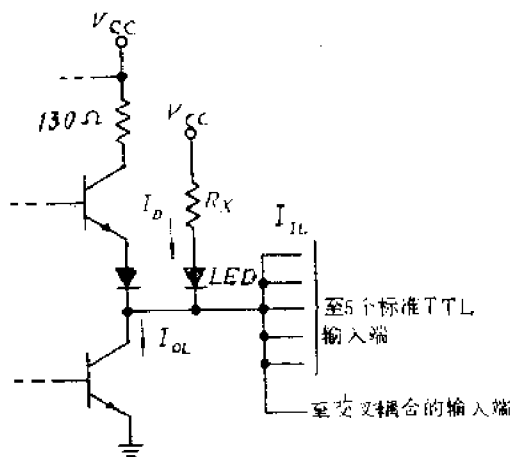
P5.3 对于图 D5.1 电路, 用习题 P5.2 中求得的电压加到锁存器“置 0”端, 试估计需要维持多久才能使电路“锁住”在它的新状态。假定电路中每个反相器的传输延迟时间是 100ns。

解 加上 P5.2 中求得的电压后, 须待 Q₁、Q₂ 均改变状态后电路才能“锁住”在新状

态。所以

$$t = 2 \cdot t_{pd} = 2 \times 100 = 200 \text{ ns}$$

P5.4 我们要求用发光二极管来显示锁存器的状态，锁存器是由 TTL “与非” 门交叉耦合组成的，见图 P5.4。要求锁存器能够驱动五个标准 TTL 负载。设 $V_{CC} = 5\text{V} \pm 5\%$ ， R_x 的容许误差为 5%，发光二极管的 $V_{D(on)}$ 为 1.5V 到 1.9V。



图P5.4

发光二极管的 $V_{D(on)}$ 为 1.5V 到 1.9V。

(a) 如采用表 P4.35 中的标准系列产品 54/74。试求发光二极管在最坏情况下的电流。

(b) 求 R_x 的标称值。

(c) 用 (b) 中求得的值，求最坏情况下通过发光二极管的最小电流值。

(d) 设 $V_{CE(sat)} = 0.1\text{V}$ ，再求发光二极管中的最大电流值。

解 (a) 由表 P4.35 查得，

$$I_{OL} = 16\text{mA}; I_{IL} = 1.6\text{mA}; V_{OL} = 0.4\text{V}$$

所以在最坏情况下允许通过发光二极管的最大电流，

$$\bar{I}_D = I_{OL} - N \cdot I_{IL} = 16 - 6 \times 1.6 = 6.4\text{mA}$$

$$(b) \quad \bar{I}_D = \frac{\bar{V}_{CC} - V_{OL} - V_{D(on)}}{R_x}$$

$$\therefore R_x = \frac{\bar{V}_{CC} - V_{OL} - V_{D(on)}}{0.95 \bar{I}_D} = \frac{1.05 \times 5 - 0.4 - 1.5}{0.95 \times 6.4} = 0.551\text{k}\Omega$$

$$(c) \quad \underline{I}_D = \frac{V_{CC} - V_{OL} - \bar{V}_{D(on)}}{R_x} = \frac{0.95 \times 5 - 0.4 - 1.9}{1.05 \times 0.551} = 4.23\text{mA}$$

(d) 当 $V_{CE(sat)} = 0.1\text{V}$ 时，

$$\bar{I}_D = \frac{\bar{V}_{CC} - V_{CE(sat)} - V_{D(on)}}{R_x} = \frac{1.05 \times 5 - 0.1 - 1.5}{0.95 \times 0.551} = 6.97\text{mA}$$

P5.5 一个“大功率”锁存器（用分立元件做成）驱动一个发光二极管及正规的 TTL 门，如图 P5.5 所示。 $V_{LED(on)}$ 的范围为 1.5—2.0V， $V_{BE(sat)} = 0.7\text{V}$ ， $V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$ ，及 $\beta_F = 50$ 。

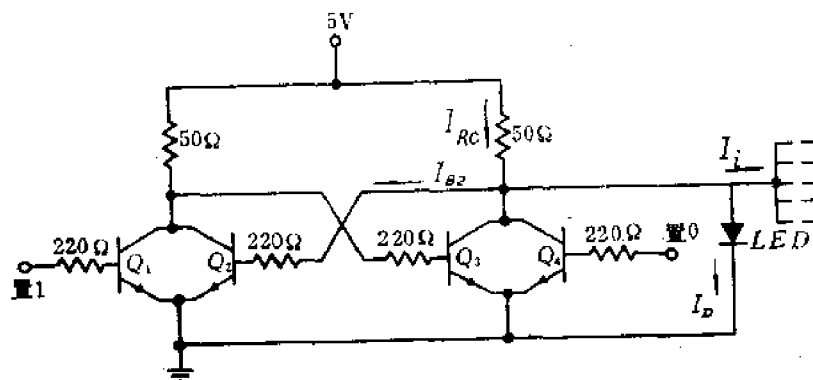
(a) 试求最坏情况下 I_{LED} 的最小值（假定 TTL 门的 I_{IH} 可忽略不计）。

(b) 设 Q_2 的过驱动系数 K_2 等于 3，试确定 Q_2 集电极能带动的标准 TTL 门的最大数目。

解 (a) 锁存器输出高电平时，

$$I_D = I_{RC} - I_{B2} - I_L = \frac{V_{CC} - V_{D(on)}}{R_C} - \frac{V_{D(on)} - V_{BE(sat)}}{R_B} - NI_{IH}$$

$$\underline{I}_D = \frac{V_{CC} - \bar{V}_{D(on)}}{R_C} - \frac{\bar{V}_{D(on)} - V_{BE(sat)}}{R_B} \quad (I_{IH} \text{ 忽略不计})$$



图P5.5

$$= \frac{5-2.0}{0.05} - \frac{2.0-0.7}{0.22} = 54.1\text{mA}$$

$$(b) \quad I_{C2(sat)} = I_{RC} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_{C2}} = \frac{5-0.2}{0.05} = 96\text{mA}$$

$$I_{B2(EOS)} = \frac{I_{C2(sat)}}{\beta_F} = \frac{96}{50} = 1.92\text{mA}$$

当 $K=3$ 时,

$$I_{B2} = K \cdot I_{B2(EOS)} = 3 \times 1.92 = 5.76\text{mA}$$

Q_2 允许灌入的负载电流:

$$I_{LT} = I_{B2} \cdot \beta_F - I_{C2(sat)} = 5.76 \times 50 - 96 = 192\text{mA}$$

由表 P4.35 已知每门 $I_{iL} = 1.6\text{mA}$, 所以

$$N = \frac{I_{LT}}{I_{iL}} = \frac{192}{1.6} = 120$$

P5.6 试用一个 J - K 触发器及几个“与非”门做成一个 D 触发器。

解 (1) 作 D 触发器的状态表, 如表 P5.6a 所示。

(2) 作 J - K 触发器的激励表, 如表 P5.6b 所示。

状态编号 n	现 在 状 态 D_n	Q_n	下一状态 Q_{n+1}
0	0	0	0
1	1	0	1
2	0	1	0
3	1	1	1

表P5.6a

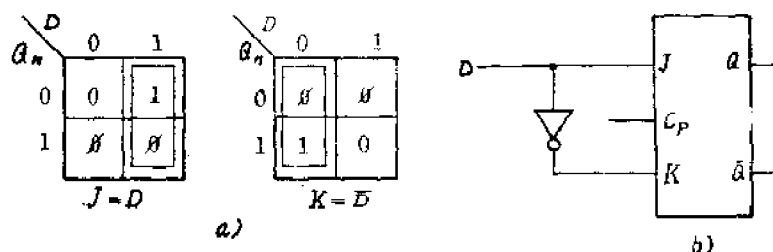
Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	0	ϕ
0	1	1	ϕ
1	0	ϕ	1
1	1	ϕ	0

表P5.6b

D	Q_n	J_n	K_n
0	0	0	ϕ
1	0	1	ϕ
0	1	ϕ	1
1	1	ϕ	0

表P5.6c

- (3) 作控制表, 如表 P5.6c 所示。
 (4) 作控制图, 如图 P5.6a 所示。
 (5) 作控制逻辑图, 如图 P5.6b 所示。

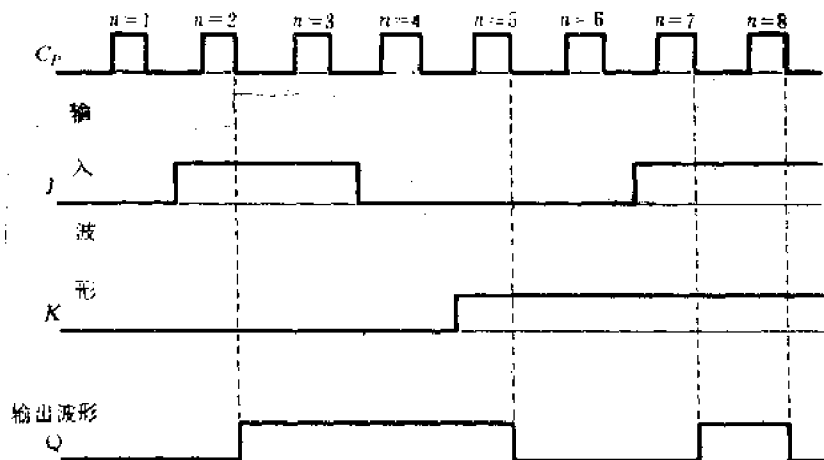


图P5.6

P5.7 一个边沿触发的J-K触发器 (不是主从触发器), 输入波形如图5.13所示, 试画出其输出波形。

解 (1) 触发器在时钟脉冲处上升边沿时动作。

(2) 根据J-K触发器的特征表决定Q的状态, 其输出波形如图P5.7所示。



图P5.7

P5.8 对图 5.12 的 J-K 主从触发器, 施加如图 P5.8 所示的时钟、J、K 等波形。触发器初始状态为置 0, 试画出“主”及“从”锁存器 Q 端输出的波形。在使用这类触发器时必须估计到这种所谓“捕 1”或“捕 0”作用。

解 (1) 当 C_P 脉冲为高电平时, 由 J、K 输入信号和现态 Q 、 $\bar{Q}$ 决定主触发器的输出 Q_1 、从触发器的输出 $Q_2(Q)$ 不变。

(2) 当 C_P 脉冲为低电平时, 由 Q_1 、 Q_2^* 的电平决定从触发器的输出 $Q_2(Q)$ 而 Q_1 不变。

(3) 当 C_P 脉冲为高电平时, J、K 多次变化, 而 Q_1 只能改变一次状态, 此称“一次性变化”, 例如此处第一个 C_P 脉冲高电平期间, J、K 由 0、0 变为 1、0, Q_1 由“0”变为“1”,

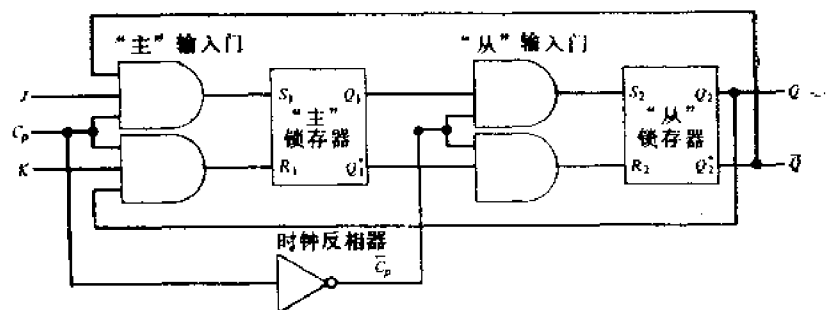


图5.12 J-K主从触发器

而当 J, K 由 1,0 变回 0,0 时, Q_1 并不恢复为“0”,这就是所谓“捕1”作用。

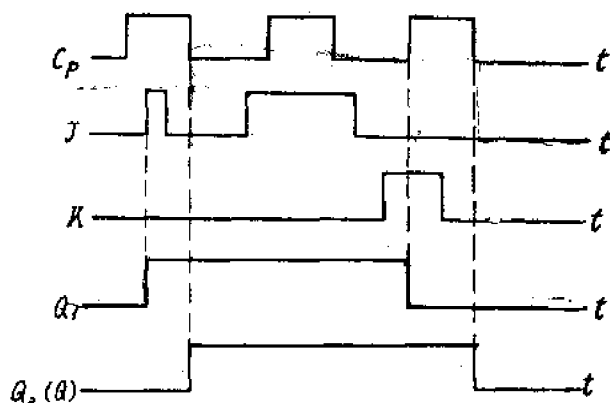
(4) Q 的波形见图 P5.8 的下部。

P5.9 图 P5.9 是一个 T 触发器的原理图。这是时钟同步触发器的另一种形式,表 P5.9 是它的激励表。

(a) T 端应加上什么输入才能成为一个对时钟脉冲计数的二进制计数器?

(b) 画出使 $J-K$ 触发器变成 T 触发器时应增加的控制逻辑。

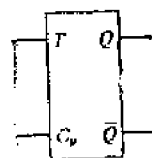
(c) 怎样在控制逻辑中采用“与非”门和“异或”门使一个 D 触发器换成一个 T 触发器。



图P5.8

Q_n	Q_{n+1}	T
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

表P5.9



图P5.9

解 (a) 由激励表可知,要 Q 改变状态必须使 $T=1$,这时加入时钟脉冲,输出端波形如图 P5.9a 所示,这就得到一个对时钟脉冲计数的二进制计数器。

(b) 由 $J-K$ 触发器转换成 T 触发器:

(1) 作 T 触发器的状态表,如表 P5.9b-1 所示。

(2) 作 $J-K$ 触发器的激励表,如表 P5.9b-2 所示。

(3) 作控制表,如表 P5.9b-3 所示。

(4) 作 J_n, K_n 的控制图,如图 P5.9b-1 所示。

(5) 作控制逻辑图,如图 P5.9b-2 所示。

状态编号 n	现 在 状 态 T_n	下一状态 Q_{n+1}
0	0	0
1	1	0
2	1	1
3	0	1

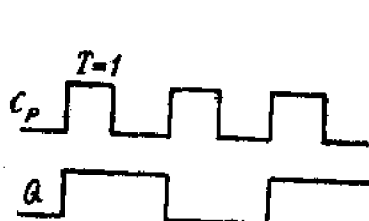
表P5.9b-1

Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	0	$\emptyset$
0	1	1	$\emptyset$
1	0	$\emptyset$	1
1	1	$\emptyset$	0

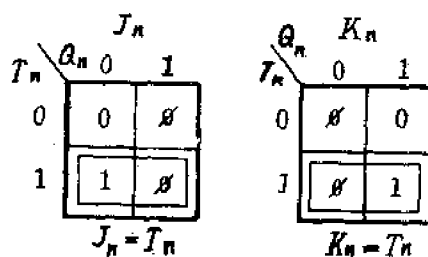
表P5.9b-2

T_n	Q_n	J_n	K_n
0	0	0	$\emptyset$
1	0	1	$\emptyset$
1	1	$\emptyset$	1
0	1	$\emptyset$	0

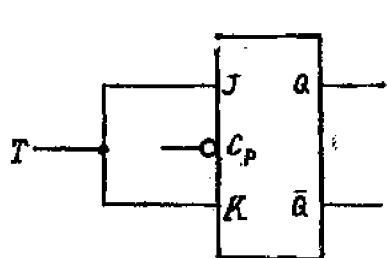
表P5.9b-3



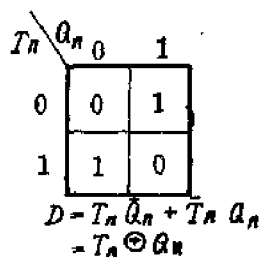
a)



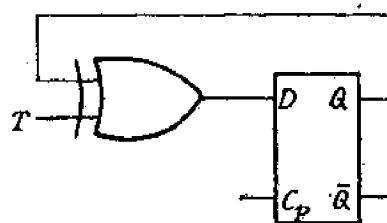
b-f)



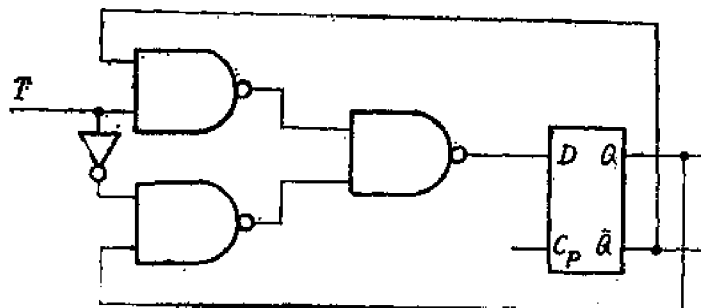
b-2)



c-f)



c-2)



c-3)

图P5.9

- (c) 由 D 触发器转换成 T 触发器。
- (1) 作 T 触发器的状态表, 如表 P5.9c-1 所示。
- (2) 作 D 触发器的激励表, 如表 P5.9c-2 所示。
- (3) 作控制表, 表 P5.9c-3。
- (4) 作 D 的控制图, 如图 P5.9c-1 所示。
- (5) 作控制逻辑图, 如图 P5.9c-2 和图 P5.9c-3 所示。

状态编号 n	现在状态 T_n Q_n		下一状态 Q_{n+1}	Q_n	Q_{n+1}	D
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	1	1
2	1	1	0	1	0	0
3	0	1	1	1	1	1

表P5.9c-1

表P5.9c-2

T_n	Q_n	D
0	0	0
1	0	1
1	1	0
0	1	1

表P5.9c-3

P5.10 如果作为触发器的主设计师, 必须设计所有的特殊触发器, 其中之一如下: 一个有 M 和 N 两个输入端的 $M-N$ 触发器, 其激励表已知如表 P5.10 所示。试设计两个逻辑网络, 它们可能的输入为 M 、 N 及 Q 。网络的输出用来驱动 $J-K$ 触发器, 其激励表就是表 5.7, 两个网络组合起来能满足图 P5.10 的要求。逻辑网络必须用“与非”门和反相器组成, 价格力求最低。这里指的价格是与门的信号端子数成正比的 (不论是输入或是输出端子, 价格都是相同的)。

解 (1) 由 $M-N$ 触发器的激励表得状态表, 如表 P5.10a 所示。

Q_n	Q_{n+1}	M	N	状态编号 n	M	N	Q_n	Q_{n+1}
0	0	0	1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0	0	1	0
1	0	0	0	2	0	1	0	0
1	1	1	0	3	0	1	1	0
		0	1	4	1	0	0	1
		1	0	5	1	0	1	1
		1	1	6	1	1	0	0
		1	1	7	1	1	1	1

表P5.10

表P5.10a

Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	0

表5.7

(2) 得到与 $M-N$ 触发器同样状态时 $J-K$ 触发器所需的激励信号, 如表 P5.10b 所示。

(3) 作控制表, 如表 P5.10c 所示。

Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	1	1	0
1	0	0	1
0	0	0	0
1	0	0	1
0	1	1	0
1	1	0	0
0	0	0	0
1	1	0	0

表P5.10b

M	N	Q_n	J_n	K_n
0	0	0	1	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	1	0	0	0
1	1	1	0	0

表P5.10c

(4) 作 $J-K$ 的控制图并简化, 如图 P5.10a 所示。

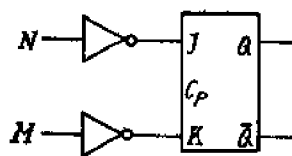
M N	J_n	00	01	11	10
Q_n	0	1	0	0	1
	1	0	0	0	0

$$J_n = \bar{N}$$

M N	K_n	00	01	11	10
Q_n	0	0	0	0	0
	1	1	1	0	0

$$K_n = \bar{M}$$

a)



b)

图P5.10

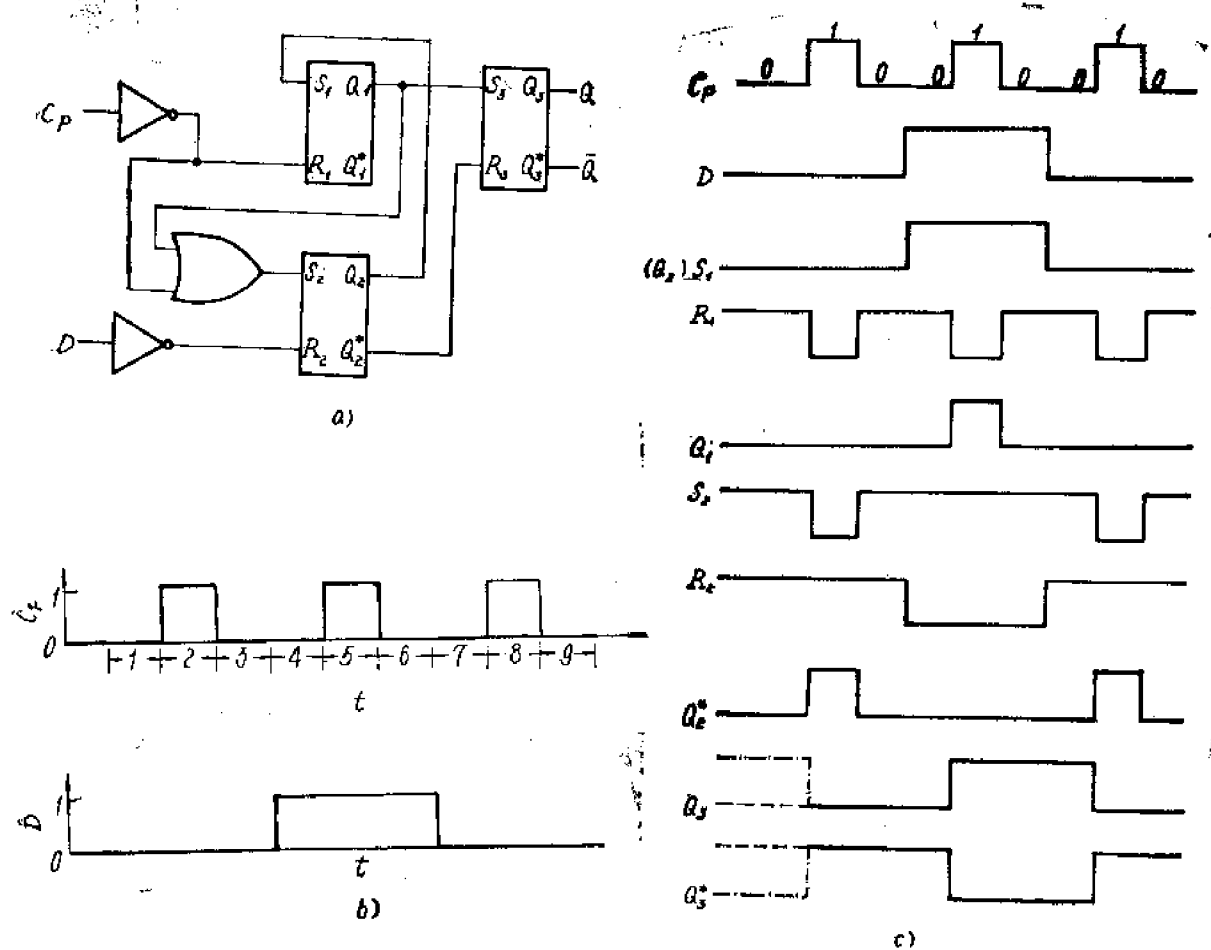
(5) 作控制逻辑图, 如图 P5.10b 所示。

•P5.11 图 P5.11a 电路是一个 D 触发器 (边沿触发式), 可用三个“或非”逻辑型 $R-S$ 锁存器、两个反相器及一个“或”门组成。试就图 P5.11b 的已知波形, 确定在九段时间间隔内 S_1 、 R_1 、 Q_1 、 S_2 、 R_2 、 Q_2 、 Q_2^* 、 Q_3 及 Q_3^* 等端点的波形。

提示: (1) 当这种锁存器的输入 R 和 S 都为 1 时, 它的两个输出都是 0; (2) 当 $C_p = 0$ 时, 可证明 S_1 和 R_1 总是 0; (3) Q_1 始终取 D 的值; (4) 在电路正常工作中, 必须考虑有限的传输延迟。

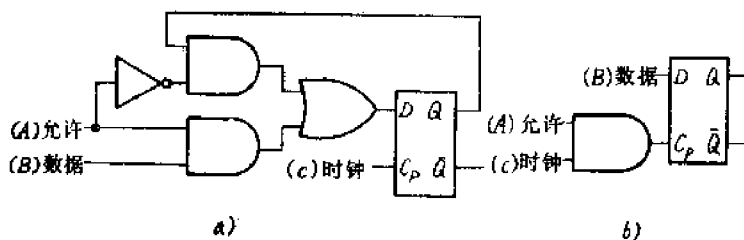
解 (1) 假设原始状态 $Q_1 = 1$, $Q_1^* = 0$, 波形用 “— · — · —” 表示, 同样也可设 $Q_1 = 0$, $Q_1^* = 1$, 波形用 “— — — —” 表示, 当第一个 C_p 来后, 则不管初始状态如何, Q_1 均将变为 0, Q_1^* 变为 1, 其结果相同。

(2) 这是或非锁存器, 故当输入 S 和 R 均为“0”时, 它的输出维持原状。



图P5.11

P5.12 一个 D 触发器根据它的特性只能把数据存贮一个时钟周期，因此就叫做延迟触发器。于是，如果要求 D 触发器中数据的存贮时间超过一个周期，可有几种方案。试证明图 P5.12a 和 b 中的电路在实现这种做法时在逻辑上是等效的。对于图 P5.12a 和 b 的触发器在“允许”线上必须加什么逻辑信号才能使新数据进入？



图P5.12

解 设允许信号为 A 、数据为 B 、时钟脉冲为 C 。

(1) 图 a 电路的控制逻辑 $D = AB + \bar{A}Q$ 、 $C_p = C$ 。当 $A=0$ 时 $D=Q$ 保持原数据，不随新数据 B 变化，触发器维持现态不变。当 $A=1$ 时， $D=B$ (数据)，数据才能加到 D 触发器上，当 C_p 信号输入时新数据就能进入触发器。

(2) 图 b 电路控制逻辑 $C_P = A \cdot C$ 、 $D = B$ 。当 $A = 0$ 时 $C_P = 0$ ，故即使有新数据，也不能进入触发器，当 $A = 1$ ， $C_P = C$ 时，时钟脉冲才能加到 D 触发器上，此时如有新数据，就可能进入触发器。所以，只有当允许信号 $A = 1$ 时对图 a 触发器，数据 B 才能加到 D 端，对图 b 触发器，时钟脉冲 C 才能加到 C_P 端，此时两电路才能送入新数据，因此，逻辑上是等效的。为了使 D 触发器中数据的存贮时间超过一个时钟脉冲周期，必须

(1) A, B 信号领先于 C 信号一定的时间，以保证使：加到触发器 D 端的信号先于 C_P 到来之前；

(2) 允许信号 A 的高电平脉冲宽度要小于时钟脉冲周期；

(3) 允许信号 A 的周期必须大于时钟脉冲周期。

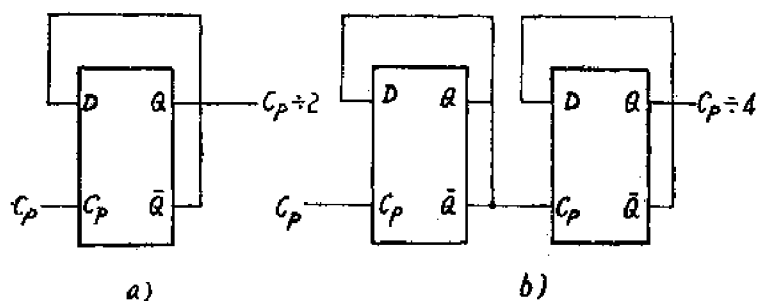
P5.13 根据习题 P5.9(a)和(c)的结果：

(a) 说明如何用单个 D 触发器做成一个 $\div 2$ 计数器。

(b) 说明如何利用两个 D 触发器组成一个 $\div 4$ 计数器。

解 (a) 由题 P5.9(c) 得 D 触发器转换成 T 触发器所需的控制逻辑为 $D = T\bar{Q}_n + \bar{T}Q_n$ 。又由题 P5.9(a) 知 $T = 1$ 时能得一个二进制计数器 (即 $\div 2$ 计数器)，所以将 $T = 1$ 代入上式，则 $D = \bar{Q}_n$ ，故可画出 $\div 2$ 计数器，如图 P5.13a 所示。

(b) 将一个 $\div 2$ 计数器的输出作为另一个 $\div 2$ 计数器的时钟脉冲信号，输出就将再除 2，就成了一个 $\div 4$ 计数器。现 D 触发器是上升沿动作的，则可将前级 $\bar{Q}$ 接到后级的 C_P 端，如图 P5.13b 所示，即为一个 $\div 4$ 计数器。



图P5.13

P5.14 对于图 5.21a 所示的基本共射极施密特触发器，试求用 R_E 表示的 R_1 及 R_2 ，从而可得 $V_{T+} = 2.45V$ 和 $V_{T-} = 1.55V$ 。

设 $V_{CC} = 5V$ ， $V_{BE(EOC)} = 0.5V$ ， $V_{BE(on)} = V_{BE(sat)} = 0.7V$ ， $V_{CE(sat)} = 0.2V$ ，及 β_F 为无穷大。

解 (1) $V_{in} = V_{T+}$ 时， $V_E = V_{T+} - V_{BE(on)} = 2.45 - 0.7 = 1.75V$

这时 Q_1 处在放大状态， Q_2 处于饱和的边缘，如忽略 Q_1 在放大状态下的 I_{C1} ，则

$$V_E = I_{E(sat)} R_E = \frac{V_{CC} - V_E - V_{CE(sat)}}{R_1} R_E$$

$$\therefore R_1 = \frac{V_{CC} - V_E - V_{CE(sat)}}{V_E} R_E$$

如这时 V_m 有极微小的波动, 则

$$I_{C1} \uparrow \rightarrow V_{C1} \downarrow \rightarrow I_{B2} \downarrow \rightarrow V_E \downarrow \rightarrow I_{B1} \uparrow \rightarrow I_{C1} \uparrow$$

当 V_{in} 减少到 V_{T-} 时, Q_1 处于放大区, Q_2 在截止边缘 V_{in} 有微小波动使

$$I_{C1} \downarrow \rightarrow V_{C1} \uparrow \rightarrow I_{C2} \uparrow \rightarrow V_E \uparrow \rightarrow I_{b1} \downarrow \rightarrow I_{C1} \downarrow$$

$$V_{in} = V_{T-} = V_{BE, (on)} + V_E$$

∵ Q_2 在截止边缘, $I_{RE} = I_{E1} = I_{R1}$

$$\therefore R_1 = -\frac{V_{CC} - V_{BE(EOC)} - V_E}{V_E} R_E$$

$$= \frac{5 - 0.5 - 0.85}{0.85} R_E = 4.29 R_E$$

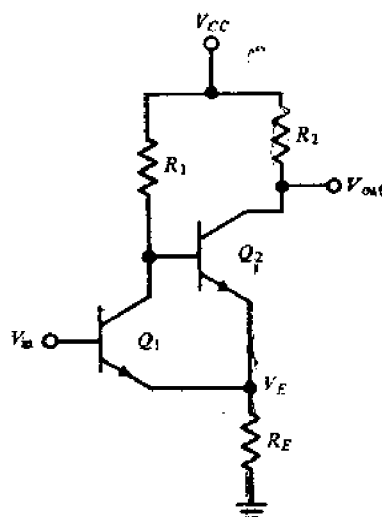


图5.21a

(2) 当 V_{ce} 由小增大到 V_{ce}^+ 时, Q_1 处在放大状态, Q_2 处于饱和的边缘, 这时如不忽略 Q_2 在放大状态下的 I_{C2} , 则:

$$V_E = V_{T^+} - V_{BE,(\text{on})} = 2.45 - 0.7 = 1.75\text{V}$$

$$I_{R_2} = I_{E2(sat)} = \frac{V_{CC} - V_E - V_{CE(sat)}}{R_2} = \frac{5 - 1.75 - 0.2}{R_2} = \frac{3.05}{R_2}$$

$$I_{E1} = \frac{V_{CC} - V_{BE2(sat)} - V_E}{R_1} = \frac{5 - 0.7 - 1.75}{R_1} = \frac{2.55}{R_1}$$

$$V_E = (I_{E1} + I_{E2})R_E \quad 1.75 = \left(-\frac{2.55}{R_1} + \frac{3.05}{R_2} \right) R_E \quad (1)$$

当 V_{in} 减小到 V_T 时, 同解(1)得 $R_1 = 4.29R_E$ 代入(1)式:

$$1.75 = \left(\frac{2.55}{4.29 R_E} + \frac{3.05}{R_1} \right) R_E$$

$$R_2 = \frac{3.05 R_E}{1.75 - 2.55/4.29} = 2.64 R_E$$

P5.15 对于一个单稳多谐振荡器:

(a) 试按公式(5.1)确定 C_x 的值。输出脉冲宽度为 10000ns 。我们采用的是9601型集成电路,其 R_x 值为(1) $5\text{k}\Omega$, (2) $27\text{k}\Omega$, (3) $50\text{k}\Omega$ 。

(b) 设 $C_s = 2000\text{pF}$, 输出脉冲宽度为 4000ns , 对于 9601 型电路, R_s 应取何值?

- (c) 设 $R_x = 20\text{k}\Omega$, 输出脉冲宽度为 200ns , 试按图 5.23b 中的曲线确定 C_x 的数值。
 (d) 给定脉冲宽度为 100ns , 试按图 5.23b 中的曲线确定 R_x 的最小值及相应的 C_x 值。

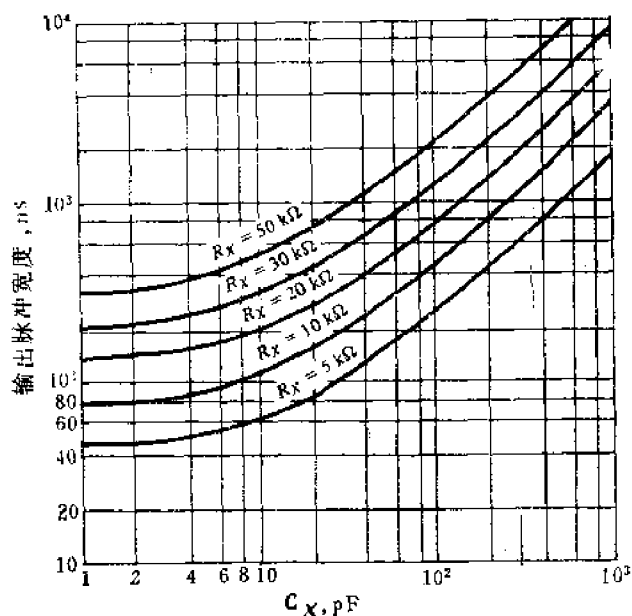


图 5.23b

若脉冲宽度为 100ns , 则 R_x 的最大值及相应的 C_x 值是多少?

解 公式 (5.1) 式:

$$t = 0.32R_xC_x \left(1 + \frac{0.7}{R_x}\right)$$

(a) $t = 10000\text{ns}$,

则:

R_x (k Ω)	$C_x = \frac{t}{0.32R_x \left(1 + \frac{0.7}{R_x}\right)}$ (pF)
5	5480
27	1130
50	616

(b) 设 $C_x = 2000\text{pF}$, $t = 4000\text{ns}$, 则

$$R_x = \frac{t - 0.7 \times 0.32C_x}{0.32C_x} = \frac{t}{0.32C_x} - 0.7$$

$$= \frac{4000}{0.32 \times 2000} - 0.7 = 5.55\text{k}\Omega$$

(c) 设 $R_x = 20\text{k}\Omega$, $t = 200\text{ns}$,
 由曲线上查出 $C_x = 10\text{pF}$

(d) 给定 $t = 100\text{ns}$, 由曲线上确定出:

$$R_{x\min} = 5\text{k}\Omega, \text{ 对应的 } C_x = 27\text{pF}$$

$$R_{x\max} = 15\text{k}\Omega, \text{ 对应的 } C_x = 1\text{pF}$$

***P5.16** 一个可用于一定温度范围的简单单稳多谐振荡器, 它由半个 7400 型 TTL 电路做成, 见图 P5.16。假定这些门的 V_{OL} 及 V_{OH} 分别等于 0 及 3.6V , $V_{IL} = V_{IH} = 1.5\text{V}$ 。

(a) 画出在触发脉冲 V_{tri} 加到输入端之后 Q 及 $\bar{Q}$ 输出端以及 V_{i2} 输入端的完整时间波形。

(b) 推导一个可对输出脉冲宽度作近似计算的简单公式。

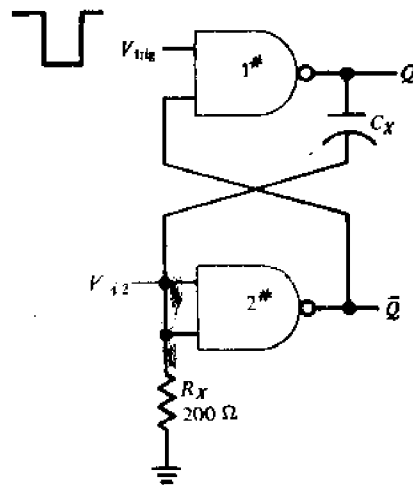
(c) 触发脉冲的最小宽度是多少?

解 画出由 7400 型 TTL 电路组成的单稳振荡器, 如图 P5.16a 所示。

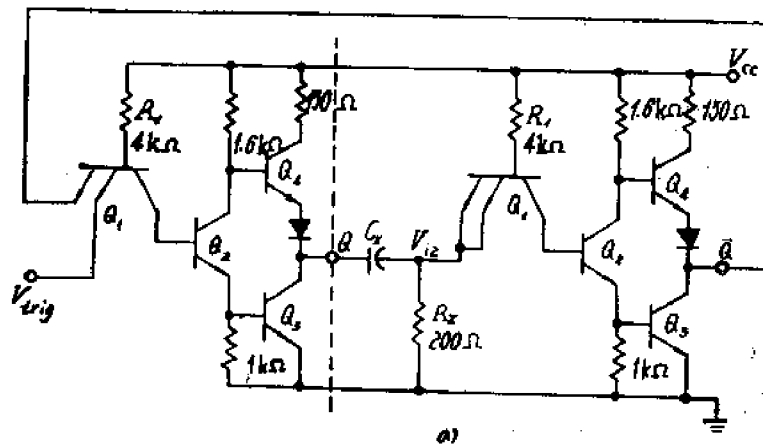
(a) (1) 初始状态 $V_{tri} = 1$, $V_Q = V_{OL} = 0\text{V}$, $V_{\bar{Q}} = V_{OH} = 3.6\text{V}$, 此时

$$V_{i2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(sat)}}{R_1 + R_x} R_x = \frac{5 - 0.7}{4 + 0.2} \times 0.2 \approx 0.2\text{V}$$

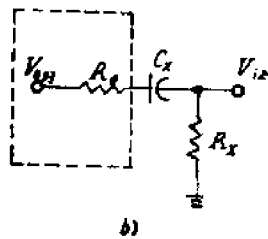
(2) V_{tri} 由 “1” $\rightarrow$ “0”;



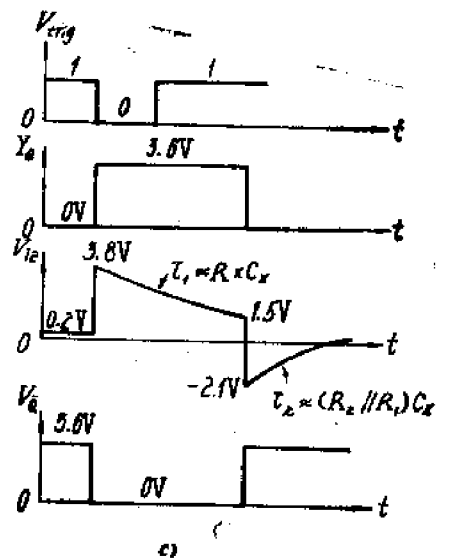
图P5.16



a)



b)



c)

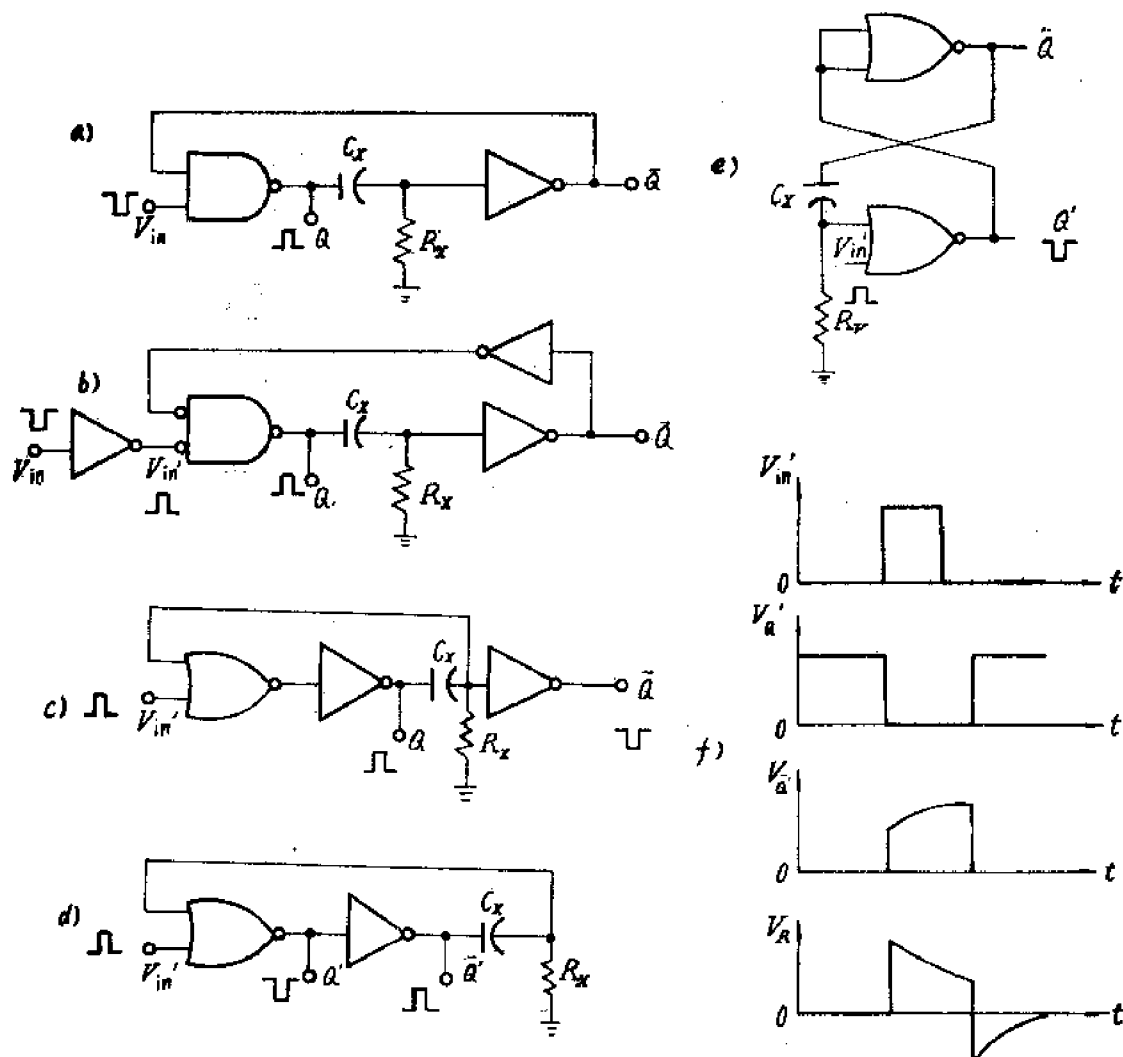
图P5.16

$V_Q = V_{OH} = 3.6\text{V}$ (忽略 1* 输出电阻上的压降) 由于电容两端电压不能突变, 故 $V_{i2} = 0.2 + 3.6 = 3.8\text{V}$, $V_{\bar{Q}} = V_{OL} = 0\text{V}$, 并反馈到 1* 输入端, 维持 Q 的高电平输出, 即使 V_{i2} 又变为高电平 “1” 也不改变状态。此时电容 C_x 正向充电, V_{i2} 按指数规律下降, 充电的等效电路见图 P5.16b。时间常数 $\tau = (R_o + R_x)C_x$, 式中 R_o 为 1* 门的输出电阻, 现 R_o 可以忽略, 则 $\tau \approx R_x C_x$ 。

(3) 当 V_{i2} 下降到等于 $V_{iL} = 1.5\text{V}$ 时, $V_{\bar{Q}}$ 由 $V_{OL} \rightarrow V_{OH} = 3.6\text{V}$, V_Q 由 $V_{OH} \rightarrow V_{OL} = 0\text{V}$, C_x 上电压不能突变, 所以 V_{i2} 也下降了 3.6V 变为 -2.1V , C_x 通过 1* 门的 $Q_3 \rightarrow R_x$ 和 $Q_3 \rightarrow V_{cc} \rightarrow R_1 \rightarrow 2^*$ 的 $Q_1 BE$ 结两个回路放电, 直至 $V_{i2} = 0.2\text{V}$, 放电时间常数 $\tau \approx C_x(R_1 // R_x)$ 。完整的 Q、 $\bar{Q}$ 及 V_{i2} 波形, 见图 P5.16c。

(b) V_{i2} 变化规律为

$$V_{i2} = (V_{i2L} + V_{OH})e^{-t/\tau}$$



图P5.17

其中 V_{iL} 为稳态时 V_{i1} 之值, 计算方法见本题(a)。

输出脉冲宽度 T , 决定于 V_{i2} 下降到 V_{iL} 的时间

$$\blacktriangle V_{iL} = (V_{i2L} + V_{OH})e^{-T/R_x C_x}$$

等式两边取对数得:

$$T = R_x C_x \ln \frac{V_{i2L} + V_{OH}}{V_{iL}}$$

(c) 触发脉冲必须维持到 $V_{\bar{Q}}$ 反馈为低电平, 这样 1* 才不会改变状态, 所以须经 1* 由“0”→“1”的 t_{pdH} 时间加上 2* 由“1”→“0”的 t_{pdL} 时间, 故触发脉冲的最小宽度

$$T = t_{pdH} + t_{pdL} = 2t_{pd}$$

•P5.17 设计一个由两个 TTL 型“或非”门组成的简单单稳多谐振荡器, 采用输入脉冲上升沿触发。

解 由 P5.16 电路用“逻辑门的转换方法”变换成“或非”门组成的电路, 如图 P5.17e 所示, 其输入输出波形如图 P5.17f 所示。

第六章 计数器和寄存器

练 习

E6.1 如用二进制行波计数器从零计数到下列十进制数,问需要多少个触发器?

- (a) 12。
- (b) 60。
- (c) 144。

解 N 位二进制计数器能计数的最大十进制数为 $2^N - 1$, 所以,

- (a) $12 \leq 2^N - 1$, $2^N \geq 13$, $N = 4$ 。
- (b) $60 \leq 2^N - 1$, $2^N \geq 61$, $N = 6$ 。
- (c) $144 \leq 2^N - 1$, $2^N \geq 145$, $N = 8$ 。

E6.2 具有下列触发器数的二进制行波计数器能够表达多少种状态?

- (a) 8。
- (b) 12。
- (c) 16。

解 N 位二进制计数器能表达的状态数 $n = 2^N$, 所以,

- (a) $n = 2^3 = 8$ 。
- (b) $n = 2^{12} = 4096$ 。
- (c) $n = 2^{16} = 65536$ 。

E6.3 设计一个能加到7或从7减起的二进制可逆行波计数器,用一根控制线来确定加、减计数的方向,控制线为低电平时作减法计数。所用的触发器与图6.1a的相同。试用“与非”门来实现包括置7逻辑在内的整个控制逻辑。

解 (1) 确定触发器数 N :

$$2^N - 1 \geq 7, 2^N \geq 8, N = 3。$$

(2) 行波计数器中各触发器接成计数状态,故 $J = K = 1$ 。

(3) 加法计数时,控制信号 $C_c = 1$, $C_{pA} = C_p$, $C_{pB} = Q_A$, $C_{pC} = Q_B$ 。

减法计数时,控制信号 $C_c = 0$, $C_{pA} = C_p$, $C_{pB} = \bar{Q}_A$, $C_{pC} = \bar{Q}_B$ 。

由此可得逻辑关系: $C_{pA} = C_p$

$$C_{p,i+1} = C_c Q_i + \bar{C}_c \bar{Q}_i$$

即: $C_{pB} = C_c Q_A + \bar{C}_c \bar{Q}_A = \overline{\bar{C}_c Q_A \cdot \bar{C}_c \bar{Q}_A}$

$$C_{pC} = C_c Q_B + \bar{C}_c \bar{Q}_B = \overline{\bar{C}_c \bar{Q}_B \cdot \bar{C}_c Q_B}$$

(4) 置“7”逻辑:

置“7”时, $Q_A = 1$ 、 $Q_B = 1$ 、 $Q_C = 1$, 故可利用直接置数输入端给触发器置“1”,使 $p_A =$

$$p_s = 0, \quad p_c = 0。$$

(5) 根据上述结果, 可作出此计数器的完整电路如图 E6.3 所示。

C_C	Q_i	$C_{P(i+1)}$
1	1	1
1	0	0
0	1	0
0	0	1

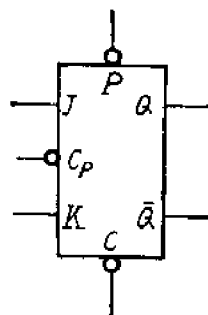


图6.1a

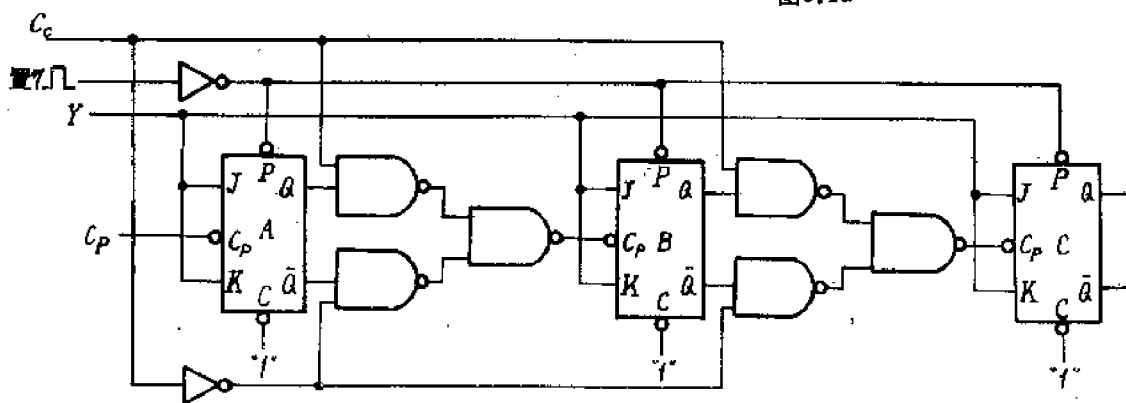
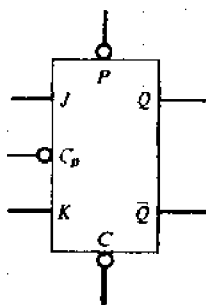


图 E6.3

应当注意：当 C_c 端状态发生变化时，上图可能产生误触发信号，这与 Q 端的状态有关，例如当 $Q_A=1$ ， $\bar{Q}_A=0$ 时， C_c 由 1 变 0，则 C_{pA} 端将由 1 变 0，产生一负阶跃电压，使触发器 B 翻转。为了克服这一缺点，可用一计数控制端 Y 来控制 J 、 K 端的状态，当 $Y=0$ 时，各触发器始终保持原态，这时可以改变 C_c 的状态，然后使 Y 回到 1 态，于是计数器以新的工作方式计数（由加变减或由减变加）。

E6.4 试用图 6.1 的触发器设计一个从 0 到 6 循环计数的同步计数器。附加的控制逻辑采用“与非”门。



এ)

J_n	K_n	Q_{n+}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	$\bar{Q}_n$

61

Q_n	Q_{n+}	J_n	K_n
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	0

21

图6.1

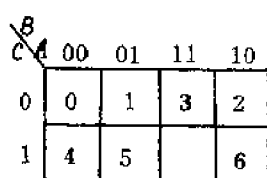
解 (1) 列出状态表, 如表 E6.4 所示。

(2) 列出参考图, 如图 E6.4a 所示。

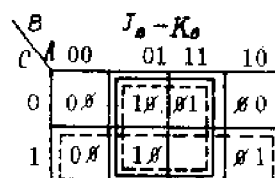
状态编号	即 时 状 态			下 一 个 状 态		
	十进制数	C (4)	B (2)	十进制数	C (4)	B (2)
0	0	0	0	1	0	0
1	1	0	0	2	0	1
2	2	0	1	3	0	1
3	3	0	1	4	1	0
4	4	1	0	5	1	0
5	5	1	0	6	1	1
6	6	1	1	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0

表E6.4

(3) 列出控制图并得简化表达式如图 E6.4b、c、d 所示。

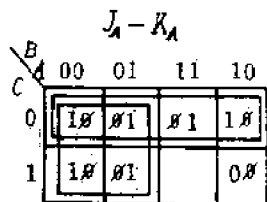


a)



$$J_A = A$$

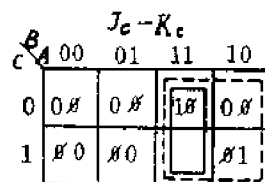
$$K_A = C + A - \bar{A} \cdot \bar{C}$$



$$J_A = \bar{B} + \bar{C} - \bar{B} \cdot \bar{C}$$

$$K_A = 1$$

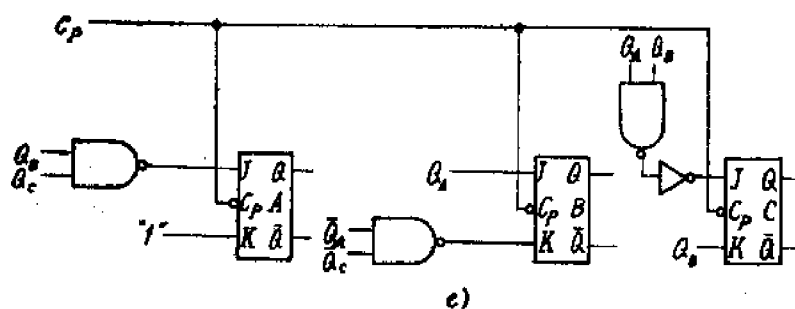
b)



$$J_C = AB - \bar{A}\bar{B}$$

$$K_C = B$$

d)



图E6.4

(4) 根据以上结果作出该计数器电路图, 如图 E6.4e 所示。

E6.5 试用图 6.1 的触发器设计一个 2421 码 (见附录 C 中的表 C.2) BCD 十进制同步计数

器，附加的控制逻辑采用“与非”门。

解 (1) 根据教材附录 C 中表 C.2 2421 码列出状态表，如表 E6.5 所示。

(2) 列出参考图，如图 E6.5a 所示。

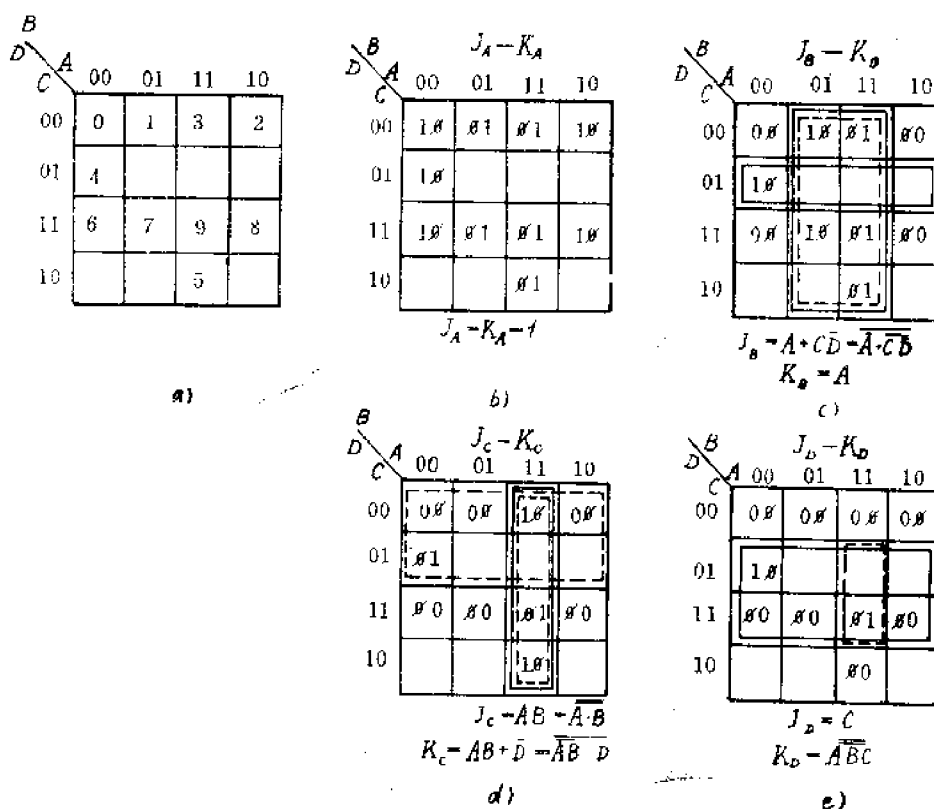
状态编号	即 时 状 态					下 一 个 状 态				
	十进制数	D (2)	C (4)	B (2)	A (1)	十进制数	D (2)	C (4)	B (2)	A (1)
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	1	2	0	0	1	0
2	2	0	0	1	0	3	0	0	1	1
3	3	0	0	1	1	4	0	1	0	0
4	4	0	1	0	0	5	1	0	1	1
5	5	1	0	1	1	6	1	1	0	0
6	6	1	1	0	0	7	1	1	0	1
7	7	1	1	0	1	8	1	1	1	0
8	8	1	1	1	0	9	1	1	1	1
9	9	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1

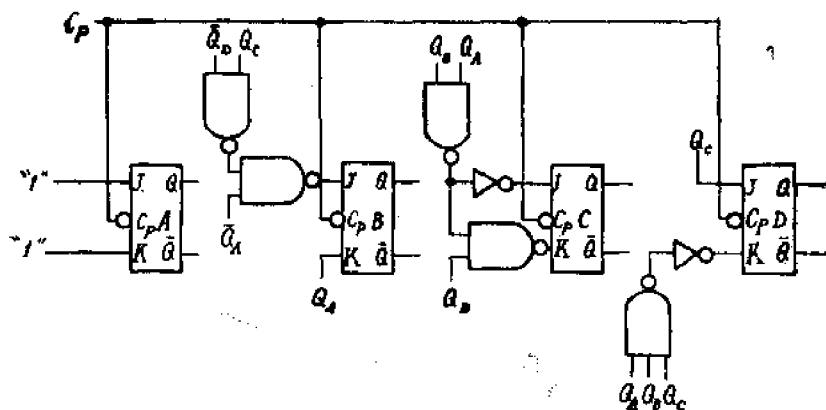
表E6.5

(3) 列出控制图并得简化表达式，如图 E6.5b、c、d、e 所示。

(4) 根据以上结果作出该计数器电路图，如图 E6.4f 所示。

E6.6 试用图 6.1 的触发器设计一个 BCD 同步计数器，按本节所述的 1326401 的顺序计数，附加的控制逻辑采用“或非”门。





f)

图E6.5

解 (1) 列出状态表, 如表 E6.6 所示。

(2) 列出参考图, 如图 E6.6a 所示。

状态编号	即 时 状 态				下 一 个 状 态			
	十进制数	C (4)	B (2)	A (1)	十进制数	C (4)	B (2)	A (1)
0	1	0	0	1	3	0	1	1
1	3	0	1	1	2	0	1	0
2	2	0	1	0	6	1	1	0
3	6	1	1	0	4	1	0	0
4	4	1	0	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	1	0	0	1
6	1	0	0	1	3	0	1	1

表E6.6

(3) 列出控制图并得简化表达式, 如图 E6.6b,c,d 所示。

B	A	00	01	11	10
0	5	0	1	2	
1	4			3	

a)

B	A	00	01	11	10
0	1	0	1	0	0
1	0			0	0

b)

$$J_A = \bar{B}\bar{C} = \bar{C} + \bar{B}$$

$$K_A = B$$

B	A	00	01	11	10
0	0	1	0	0	0
1	0			1	

c)

$$J_B = A$$

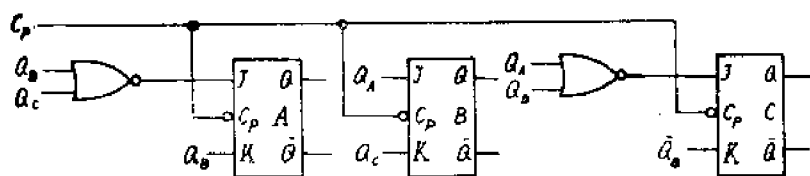
$$K_B = C$$

B	A	00	01	11	10
0	0	0	0	0	1
1	1				0

d)

$$J_C = \bar{A}B = \bar{A} + \bar{B}$$

$$K_C = B$$



图E6.6 c)

(4) 根据以上结果作出电路图,如图 E6.6e 所示。

E6.7 试用图 6.1 的触发器画出一个 4 位移位寄存器的框图,要求此寄存器在时钟脉冲 C_{p1} 到 C_{p4} 期间,从“数据”线接收串行信息,在 C_{p5} 时在 4 条输出线上并行送出输出信号。在 C_{p4} 和 C_{p7} 时,寄存器的所有触发器恢复到零。在 C_{p8} 之后,移位寄存器将重新开始接收串行信息,并重复上述循环。可以采用一些附加的触发器和“与非”门来组成所需的任何计数器及其他电路。

解 (1) 按教材图 6.13 作 4 位移位寄存器电路(如图 E6.7b 上部电路),其时钟脉冲为 C_p 。

(2) 按题意此移位寄存器的逻辑动作分为两大部分:

1) C_{p1} — C_{p4} 期间(即 C_{p4} 结束之前的期间),

① 数据串行输入,串行输入控制信号 $C_1=1$,允许 C_p 跟随 C_p 变化。为保证 C_{p4} 结束前串行输入,所以取 $C_p'=\overline{C_{p4}}$,故在 C_p 的上升沿数据移位。

② 无平行输出,即平行输出控制信号 $C_2=0$ 。

③ 不清零,即各触发器直接清零输入信号 $C_3=1$ 。

2) C_{p5} — C_{p7} 期间:

① 切断数据串行输入, $C_1=0$, C_p' 不随 C_p 变化。

② C_{p5} 时数据平行输出,即平行输出信号 $C_2=1$ 。

③ C_{p6}, C_{p7} 时触发器清零,即直接清零输入信号 $C_3=0$ 。

④ C_{p8} 后恢复到起始状态,即 $C_1=1, C_2=0, C_3=1$ 。以上控制要求与 C_p 时间上的关系如图 E6.7a 所示。因此需要一个二进制八状态的同步计数器,来计算时钟脉冲,并发出适当的信号。

综合以上控制要求,可作出真值表,如表 E6.7 所示。

(3) 三位二进制同步计数器的线路可参考教材图 6.7。其中 $K_z=J_z=Q_x \cdot Q_y = \overline{Q_x} \cdot \overline{Q_y}$ (见图 E6.7b 下部电路)。

(4) 由真值表列出各控制逻辑表达式。

1) $C_p' = \overline{C_1} \cdot C_p = \overline{Q_x} \cdot C_p$, C_{p4} 的上升沿 (C_p' 的下降沿) 使数据右移完毕,这时计数器输出仍为 011, C_{p4} 的下降沿后才并行输出。

2) $C_2 = \overline{Q_x} \cdot \overline{Q_y} \cdot Q_z$ 在第四个脉冲下降沿后,计数器为“100”,则 $C_2=1$,直到第五个时钟脉冲结束前, C_2 均为 1,使寄存器能在第五个 C_p 期间平行输出。

状态 编号	C_p 数 n	计 数 器			C_p 后 的 状 态							
		Q_z (4)	Q_y (2)	Q_x (1)	C_1	C'_p	C_2	数 据 并 行 输 出 端				C_3
								S_D	S_C	S_B	S_A	
0	0	0	0	0	1	$\bar{C}_p$	0	1	1	1	1	1
1	1	0	0	1	1	$\bar{C}_p$	0	1	1	1	1	1
2	2	0	1	0	1	$\bar{C}_p$	0	1	1	1	1	1
3	3	0	1	1	1	$\bar{C}_p$	0	1	1	1	1	1
4	4	1	0	0	0	1	1	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A	1
5	5	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0
6	6	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	0
7	7	1	1	1	0	1	0	1	1	1	1	0
8	8	0	0	0	1	$\bar{C}_p$	0	1	1	1	1	1

表E6.7

平行输出: $S_A = \overline{C_2 Q_A}$

$$S_B = \overline{C_2 Q_B}$$

$$S_C = \overline{C_2 Q_C}$$

$$S_D = \overline{C_2 Q_D}$$

$$(3) C_3 = \overline{Q_x \bar{Q}_y Q_z + Q_x Q_y Q_z + Q_x Q_y \bar{Q}_z} = \overline{Q_x \bar{Q}_y Q_z + Q_x Q_y Q_z + Q_x Q_y \bar{Q}_z}$$

$$\text{或 } C_3 = \overline{Q_x [Q_x \bar{Q}_y + Q_y (Q_x + Q_z)]} = \overline{Q_x [Q_x \bar{Q}_y + Q_y]} = \overline{Q_x [Q_y + Q_z]} \\ = \overline{Q_x \bar{Q}_y \cdot \bar{Q}_z}$$

第五个脉冲结束就对寄存器清零。

(5) 根据以上各点作此移位寄存器及其控制电路,如图 E6.7b 所示。

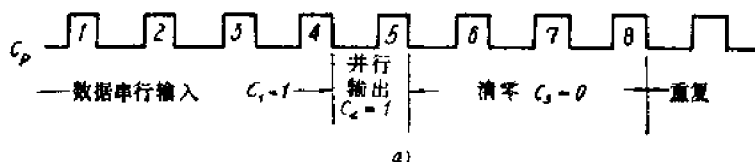
E6.8 试画出由主从触发器组成的模 9 计数器波形图。

(a) 做成环形计数器。

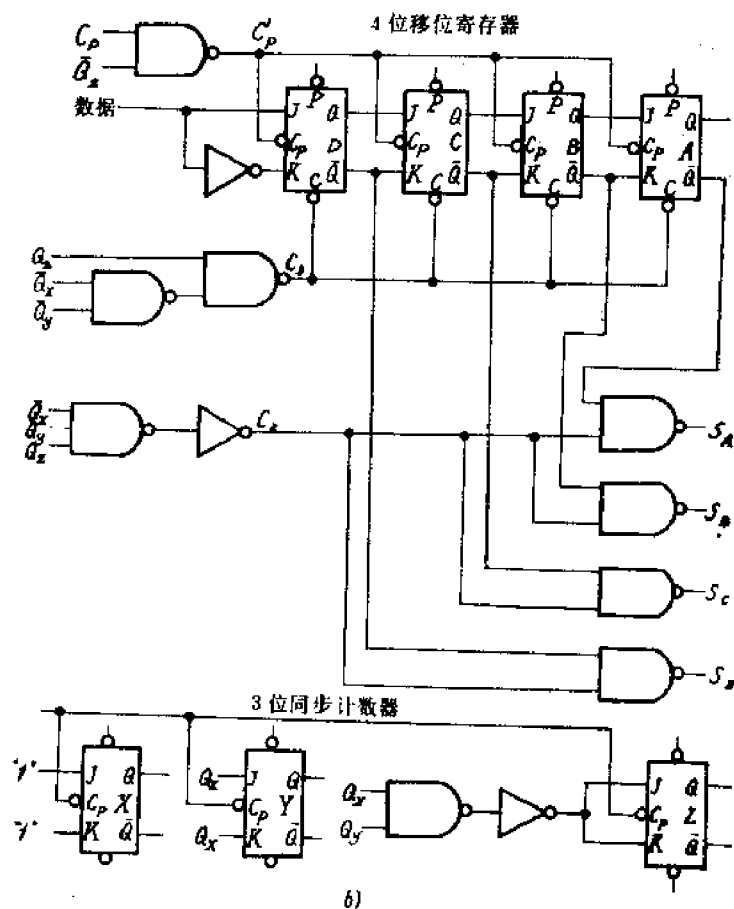
(b) 做成移位计数器。

解 (a) 模 9 的环形计数器需要 9 个串级触发器接成闭环构成(可参考教材图 6.15),其真值表如表 E6.8a 所示,波形图如图 E6.8a 所示。

(b) 模 9 的移位计数器需要由 5 个触发器组成(可参考教材图 6.17),其真值表如表 E6.8b 所示,波形图如图 E6.8b 所示。



a)



图E6.7

状态编号	A	B	C	D	E	F	G	H	I
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0
3	0	0	0	1	0	0	0	0	0
4	0	0	0	0	1	0	0	0	0
5	0	0	0	0	0	1	0	0	0
6	0	0	0	0	0	0	1	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	1	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0	1
9	1	0	0	0	0	0	0	0	0

表E6.8a

状态编号	E	D	C	B	A
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1
2	0	0	0	1	1
3	0	0	1	1	1
4	0	1	1	1	1
5	1	1	1	1	0
6	1	1	1	0	0
7	1	1	0	0	0
8	1	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0

表E6.8b

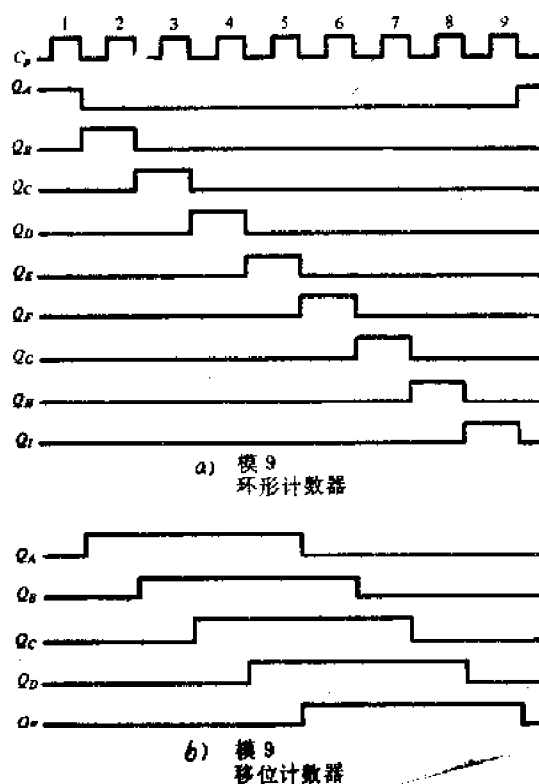


图 E6.8

习 题

P6.1 试用 SN7473 触发器和“与非”门设计一个 4 位二进制可逆行波计数器，加、减作用由控制信号的电平决定。当控制信号为高电平时作加法计数。

解 (1) 查手册得 SN7473 外形、逻辑符号及特征表 (如图 P6.1a 所示)。

(2) 行波计数器中各触发器的 $J=K=1$, 计数时, 各触发器的置零端 (C 端) 必须为 1, 本题 C 端可采用悬空。当作加法计数时 C_c (控制信号) = 1, $C_{PA} = C_P$, $C_{PB} = Q_A$, $C_{PC} = Q_B$, $C_{PD} = Q_C$; 当作减法计数时, $C_c = 0$, $C_{PA} = C_P$, $C_{PB} = \bar{Q}_A$, $C_{PC} = \bar{Q}_B$, $C_{PD} = \bar{Q}_C$; 由此可得逻辑关系:

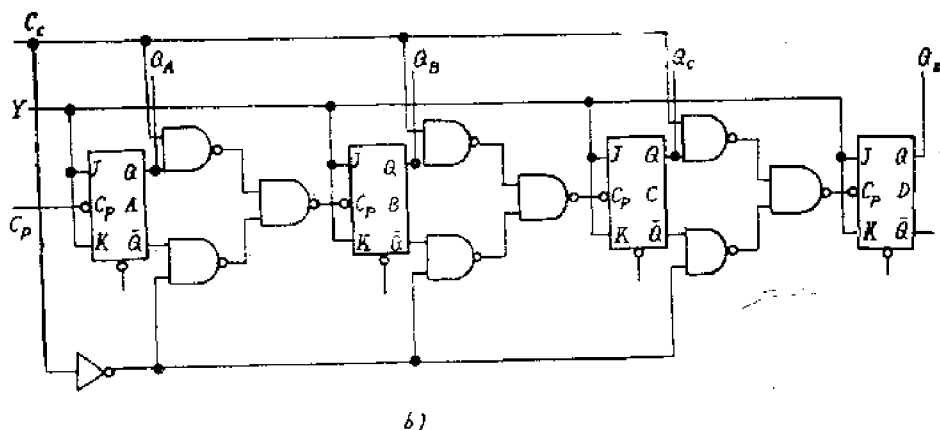
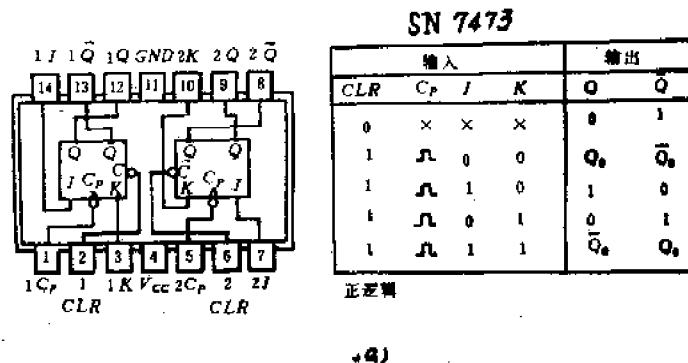
$$C_{Pi+1} = C_c Q_i + \bar{C}_c \bar{Q}_i = \overline{\bar{C}_c Q_i \cdot \bar{C}_c \bar{Q}_i}$$

即: $C_{PA} = C_P$ $C_{PB} = \overline{\bar{C}_c Q_A \cdot \bar{C}_c \bar{Q}_A}$ $C_{PC} = \overline{\bar{C}_c Q_B \cdot \bar{C}_c \bar{Q}_B}$

$$C_{PD} = \overline{\bar{C}_c Q_C \cdot \bar{C}_c \bar{Q}_C}$$

(3) 与 E6.3 同, 为提高计数器的可靠性, 可将各触发器的 $J=K=Y$, 当计数时 $Y=1$, 当 C_c 由 1 $\rightleftharpoons$ 0 转换时, 可先将 $Y=0$, C_c 再改变状态, 然后再对 $Y=1$ 计数。

(4) 根据以上结果可作图, 如图 P6.1b 所示。



图P6.1

P6.2 试用 SN7473 触发器设计一个用 60Hz 输入和每秒产生一个脉冲的二进制行波计数器。

解 此题是要求设计一个 $\div 60$ 的二进制行波加法计数器。 $\div 60$ 计数器可以做成不同的结构形式，例如 $\div 4$ 计数器后接 $\div 15$ 计数器，或 $\div 6$ 计数器后接 $\div 10$ 计数器，或直接构成 $\div 60$ 计数器等等。下面列出几种可能的解答，所用的 SN7473 触发器的特性见题 P6.1。

(1) 做成 $\div 4$ 计数器后接 $\div 15$ 计数器的结构形式。

1) $\div 4$ 计数器：

即串接两个触发器 A、B， Q_A 作为 $\div 15$ 计数器的时钟脉冲 C_P 输入，见图 P6.2a。

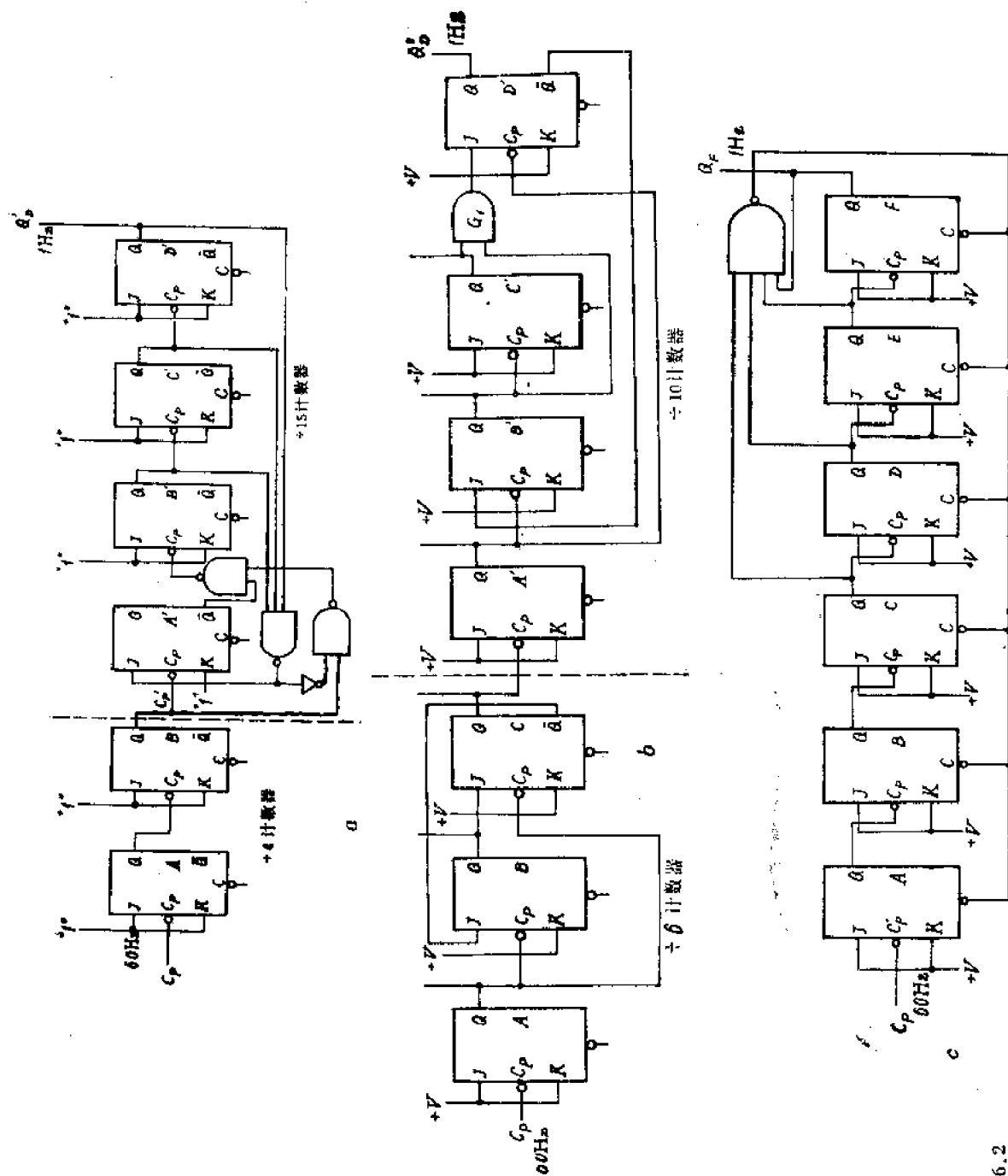
2) $\div 15$ 计数器：

先列出 $\div 15$ 计数器的真值表，如表 P6.2a 所示。由真值表可见：

① 触发器 C' 和 D' 均接成计数状态 $J=K=1$ ，且分别由 Q_B' 和 Q_C' 作为触发脉冲，即 $C_{P,C'}=Q_B'$ ， $C_{P,D'}=Q_C'$ 。

状态编号	D' (8)	C' (4)	B' (2)	A' (1)
n	$Q_{D'}$	$Q_{C'}$	$Q_{B'}$	$Q_{A'}$
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
0	0	0	0	0

表P6.2a



图P6.2

② 触发器 A' 和 B' , 到状态14为止按正规的二进制行波计数器方式工作, 但在状态15时, 触发器 A' 保持0不变, 触发器 B' 则从1变成0。于是, 当 Q'_B, Q'_C, Q'_D 均为1后, 再来第15个脉冲时, Q'_A 要等于0, 所以 $J'_A = \overline{Q'_B Q'_C Q'_D}, K'_A = 1, C_{PA'} = C_{P'}$ 。

对于触发器 B' , 在14状态以前的各状态, 由 Q'_A 来触发, 在 Q'_D, Q'_C, Q'_B 为1时由 $C_{P'}$ 来触发, 所以

$$C_{PB'} = Q'_A + Q'_D \cdot Q'_C \cdot Q'_B \cdot C_{P'} = \overline{Q'_A} \cdot \overline{Q'_D} \cdot \overline{Q'_C} \cdot \overline{Q'_B} \cdot C_{P'} \quad J'_B = K'_B = 1$$

③ 根据上述结果可作出 $\div 15$ 二进制行波计数器。

3) 作出完整的电路如图 P6.2a 所示。

(2) 做成 $\div 6$ 计数器后接 $\div 10$ 计数器的结构形式。

1) $\div 6$ 计数器:

列出 $\div 6$ 计数器的真值表, 如表 P6.2b 所示。由真值表可见:

① 触发器 A 按计数状态工作, $J_A = K_A = 1, C_{PA} = C_P$ 。

② 触发器 B 在 $Q_C = 0$ 时, 由 Q_A 的负跳变改变状态, 当 $Q_C = 1$ 时, 要求触发器 B 保持为0, 故 $C_{PB} = Q_A, J_B = \overline{Q_C}, K_B = 1$ 。

③ 触发器 C 在 $Q_B = 1$ 时, 由 Q_A 的负跳变改变状态, 使 Q_C 从 $0 \rightarrow 1$, 在 $Q_B = 0$ 时, 由 Q_A 的负跳变使 $Q_C = 0$ (不管其原来状态是什么), 故 $C_{PC} = Q_A, J_C = Q_B, K_C = 1$ 。

2) $\div 10$ 计数器电路见教材图6.5。

3) 根据上述结果可作出完整电路如图 P6.2b 所示。

(3) 直接做成 $\div 60$ 计数器的结构形式。

要有60个状态, 则所需的触发器数为 $N = 6, 2^N - 1 = 63760$, 作真值表, 如表 P6.2c 所示。

计数脉冲 (n)	触 发 器					
	F	E	D	C	B	A
0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	0	1	0
3	0	0	0	0	1	1
4	0	0	0	1	0	0
5	0	0	0	1	0	1
6	0	0	0	1	1	0
⋮						
59	1	1	1	0	1	1
60	1	1	1	1	0	0
	0	0	0	0	0	0

表P6.2c

状态编号 n	C (4)	B (2)	A (1)
	Q_C	Q_B	Q_A
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	0	0	0

表P6.2b

由表中可知:

在第60个脉冲作用下, 触发器状态为111100, 我们接着希望其全部清零, 当再来脉冲时, 又可重新计数。

因此可把 Q_C, Q_D, Q_E, Q_F 通过“与非”门反馈至所有触发器的清零端 C 。当第60个脉冲来到后, 加到“与非”门输入端的全为1, 输出为0, 即对所有触发器实现清零, 状态变为“000000”, 完整的电路如图P6.2c所示。但此法有时会不可靠, 当各触发器清零所需时间有不同时, 先清零的触发器将使“与非”门输出为1, 而影响清零时间较长

的触发器的清零，这样整个电路就不能正常工作（改进电路本题从略）。

P6.3 试用 SN7476 触发器和“或非”门设计一个二进制行波计数器，要求在控制逻辑门置入相当于 13 的二进制数后，计数器作减法计数；当计数器减到零时产生一个高电平控制信号作为输出。

解（1）查手册得 SN7476 外形、逻辑符号及特征表（如图 P6.3a 所示）。

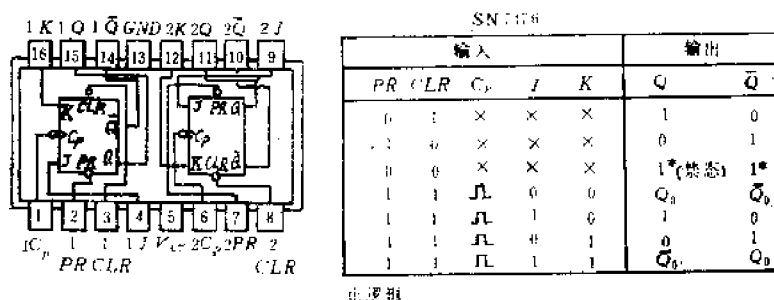


图 P6.3a

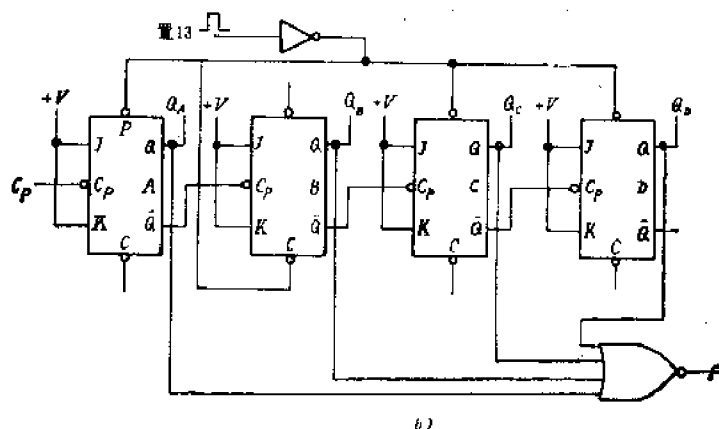


图 P6.3b

（2）通过直接预置和清零输入端将数 13 置入计数器。计数器状态为“1101”，置数脉冲信号分别加到触发器 A、C、D 的预置端 P 及触发器 B 的清零端 C。为提高置数信号的带负载能力并且为满足置数时只需一个正脉冲的要求，在信号与置数端之间引入了一个反相器。

（3）四位二进制行波减法计数器，可参照教材图 6.4。

（4）当计数器减到零后，计数器状态为“0000”，要产生一个高电平输出 F，可增加如下的控制逻辑：

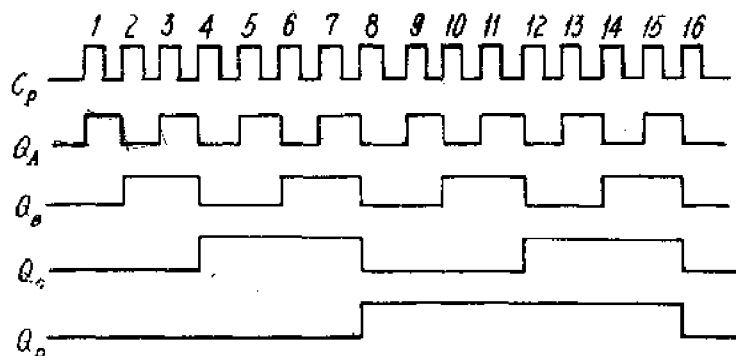
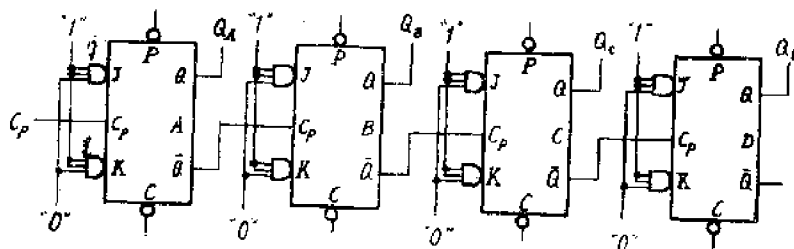
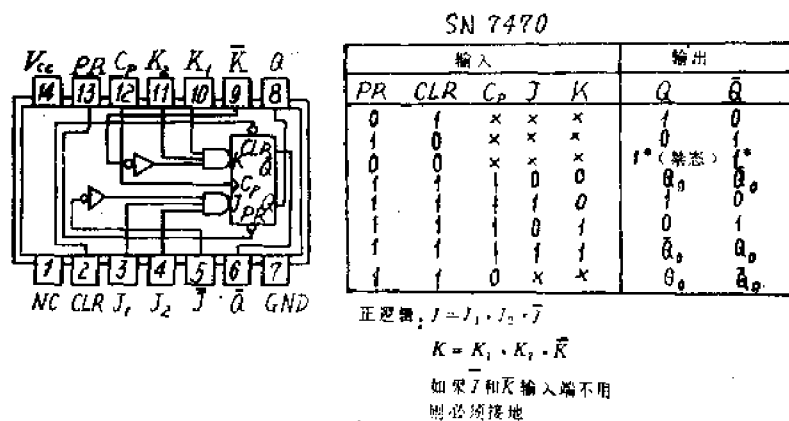
$$F = \bar{Q}_A \cdot \bar{Q}_B \cdot \bar{Q}_C \cdot \bar{Q}_D = \overline{Q_A + Q_B + Q_C + Q_D}$$

（5）综合上述各点，画出完整的计数器电路图，如图 P6.3b 所示。

P6.4 试采用脉冲上升沿触发的触发器（例如 SN7470）设计一个 4 位二进制行波加法计数

器, 以 C_p 波形为依据, 画出相应于 C_p 波形的 Q_A 、 Q_B 、 Q_C 和 Q_D 的波形。

解 (1) 查手册得 SN7470 外形, 逻辑符号及特征表 (如图 P6.4a 所示)。



图P6.4

(2) 教材中图 6.2a 是用脉冲下降沿触发的触发器所组成的四位二进制加法行波计数器, 现触发器改用脉冲上升沿触发, 故需将触发器 B、C、D 的 C_p 端从前一触发器的 Q 输出端改接到 $\bar{Q}$ 输出端, 如图 P6.4b 所示。

(3) 根据在脉冲上升沿时触发器改变状态来作出 Q_A 、 Q_B 、 Q_C 及 Q_D 的图形 (如图 P6.4c 所示)。

P6.5 试采用图 6.1a (参阅 E6.3 中插图) 的 J-K 触发器, 但按表 6.11c 的激励表设计一个 4 位二进制行波加法计数器。

解 由表 6.11c 作出特征表, 如表 P6.5 所示。从该表可看出, 当 J 、 K 输入均为 0 时, 触发器将随每一时钟脉冲改变状态 (即计数状态), 故可参考教材中二进制行波计数器 (图 6.2a), 但将 J 、 K 改成接地 (如图 P6.5 所示) 即可。

Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	$\emptyset$	1
0	1	$\emptyset$	0
1	0	0	$\emptyset$
1	1	1	$\emptyset$

表 6.11c

J_n	K_n	Q_{n+1}
0	0	$\bar{Q}_n$
0	1	0
1	0	1
1	1	Q_n

表 P6.5

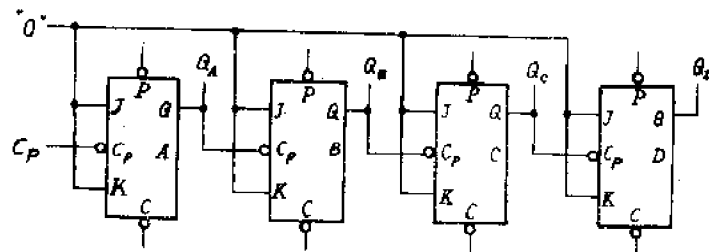


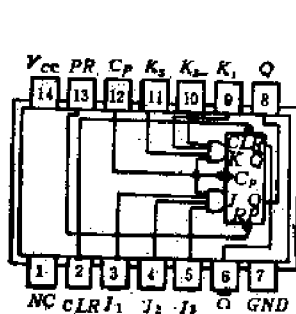
图 P6.5

P6.6 如已有了一个 1Hz 的脉冲源, 试设计一个每分钟和每小时输出一个脉冲的同步计数器。可采用一个模 6 计数器后面再接一个模 10 计数器的结构形式来实现。触发器采用 SN7472。

解 (1) 查手册得 SN7472 外形、逻辑符号及特征表如图 P6.6a 所示。

(2) 作模 6 计数器。

1) 列出状态表, 如表 P6.6 所示。



SN 7472						
输入					输出	
PR	CLR	C_P	J	K	Q	$\bar{Q}$
0	1	x	x	x	1	0
1	0	x	x	x	0	1
0	0	x	x	x	1* (禁止)	1*
1	1	$\downarrow$	0	0	$\bar{Q}_0$	Q_0
1	1	$\downarrow$	1	0	1	0
1	1	$\downarrow$	0	1	0	1
1	1	$\downarrow$	1	1	$\bar{Q}_0$	Q_0

正逻辑

$$J = J_1 \cdot J_2 \cdot J_3$$

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3$$

a)

C	A			
	00	01	11	10
1	0	1	3	2
0	4	5		

b)

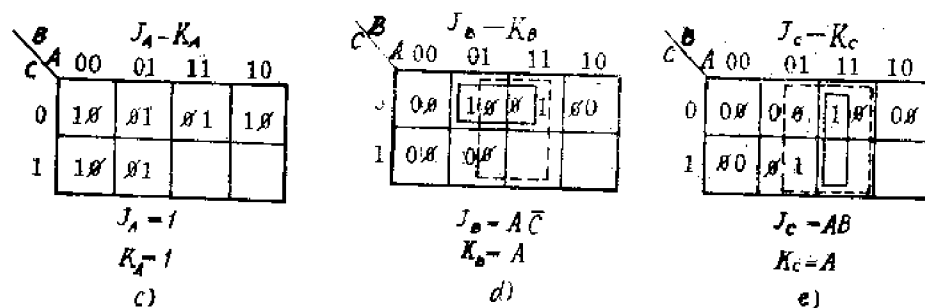


图 P6.6

表P6.6

2) 列出模 6 计数器参考图, 如图 P6.6b 所示。

3) 列出模 6 计数器控制图, 如图 P6.6c、d、e 所示。

(3) 模 6 计数器每计 6 个脉冲发出一个信号脉冲, 使模 10 计数器计数一次, 当模 6 计数器计到 5 时其状态为 101, 取 $X = A\bar{B}C$, 所以模 10 计数器必须在 $X = 1$ 时才能计数。

(4) 模 10 同步计数器可参照教材图 6.9, 各触发器输入端逻辑分别为:

$$J_D = K_D = 1, J_E = K_E = D\bar{G}, J_F = K_F = D\bar{E}, J_G = DEF, K_G = D,$$

但要受信号 X 控制, 当 $X = 1$ 时才能计数, 这可有两种连接方法:

1) 直接用 C_p 脉冲触发, 则 J 、 K 信号应和 X 相与, 即为:

$$J_D = K_D = X, J_E = K_E = D\bar{G}X, J_F = K_F = D\bar{E}X, J_G = DEFX, K_G = DX。$$

由于 J_G 须有四个变量相与, 不能直接利用触发器上的与门, 所以还要外加与门。

2) J 、 K 端信号不变, 触发脉冲 C_p 通过由 X 控制的与门后再连接到模 10 计数器, 即 $C'_p = C_p X = \bar{C}_p X$ 。

本题采用 2) 中的方法为宜。

(5) 设输出信号 $Y = GFEDCBA = G\bar{F}\bar{E}DX$ 。当第 59 个 C_p 脉冲输入以后, 两计数器的状态分别为 1001 和 101, 则 $X = 1, Y = 1$; 当第 60 个 C_p 脉冲输入以后, 则 $X = 0, Y = 0$, 这时模 6 及模 10 计数器状态均为 0, 故输入 60 个 C_p 脉冲, Y 输出一个脉冲。

(6) 综合上述各点, 可作完整电路图, 如图 P6.6f 所示。

P6.7 对于图 P6.7 的计数器, 设所用 SN7473 触发器的初始状态都已置 0, 试作出前 5 个输入脉冲的真值表。

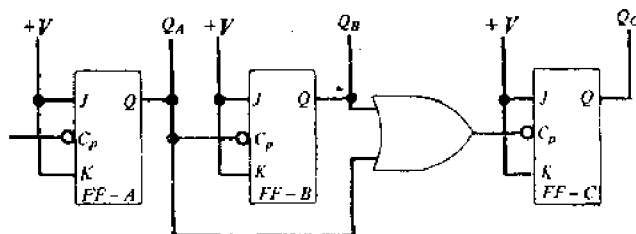


图 P6.7

解 由电路可见:

(1) 各触发器的 $J = K = 1$, 触发器在计数工作状态, 并且是下降沿触发的。

(2) $C_{pA} = C_p$ 、 $C_{pB} = Q_A$ 、 $C_{pC} = Q_A + Q_B$, 所以触发器 A 对每一个 C_p 脉冲, 均改变一次状态, 触发器 B 当 Q_A 由 1→0 时也改变一次状态, 触发器 C 则决定于 Q_A 、 Q_B 两者状态的变化。

由上述得出真值表, 如表 P6.7a 及 b 所示。由于状态 1 到状态 2 时, Q_A 先由 1→0, 此时 Q_B 还未改变, 因此 $Q_A + Q_B$ 由 1→0, 使触发器 C 也要改变状态。当触发器 B 完成状态变换后, $Q_A + Q_B$ 由 0→1。因此 $Q_A + Q_B$ 出现的这个 0 状态的时间长短就决定了触发器 C 有不同的状态。如果 0 状态维持时间很短, 触发器 C 还来不及触发翻转, 则 Q_C 维持原状, 有如表 P6.7a 的真值表; 若 0 状态维持时间较长, 足够让触发器 C 触发翻转, 则 Q_C 改变状态, 将有如表 P6.7b 的真值表。

状态 编号	Q_c	Q_b	Q_a	(Q_a+Q_b)
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	0	1	0	1
3	0	1	1	1
4	1	0	0	0
5	1	0	1	1

表P6.7a

状态 编号	Q_c	Q_b	Q_a	(Q_a+Q_b)
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	1	1	0	1
3	1	1	1	1
4	0	0	0	0
5	0	0	1	1

表P6.7b

P6.8 用同步计数器代替行波计数器解习题 P6.1。

解 (1) 作加法计数时的控制逻辑见教材图 6.8, 其中

$$J_A = K_A = 1 \quad J_B = K_B = A$$

$$J_C = K_C = AB \quad J_D = K_D = ABC$$

(2) 作减法计数时状态表, 如表 P6.8a 所示。

(3) 作减法计数时的参考图, 如图 P6.8a 所示。

$\begin{matrix} B \\ D \end{matrix} \backslash \begin{matrix} A \\ C \end{matrix}$	00	01	11	10
00	0	15	13	14
01	12	11	9	10
11	4	3	1	2
10	8	7	5	6

a)

$\begin{matrix} B \\ D \end{matrix} \backslash \begin{matrix} A \\ C \end{matrix}$	00	01	11	10
00	1#	#1	#1	1#
01	1#	#1	#1	1#
11	1#	#1	#1	1#
10	1#	#1	#1	1#

$$J_A = K_A = 1$$

1)

$\begin{matrix} B \\ D \end{matrix} \backslash \begin{matrix} A \\ C \end{matrix}$	00	01	11	10
00	1#	0#	#0	#1
01	1#	0#	#0	#1
11	1#	0#	#0	#1
10	1#	0#	#0	#1

$$J_B = K_B = A$$

2)

$\begin{matrix} B \\ D \end{matrix} \backslash \begin{matrix} A \\ C \end{matrix}$	00	01	11	10
00	1#	0#	0#	0#
01	#1	#0	#0	#0
11	#1	#0	#0	#0
10	1#	0#	0#	0#

$$J_C = K_C = AB$$

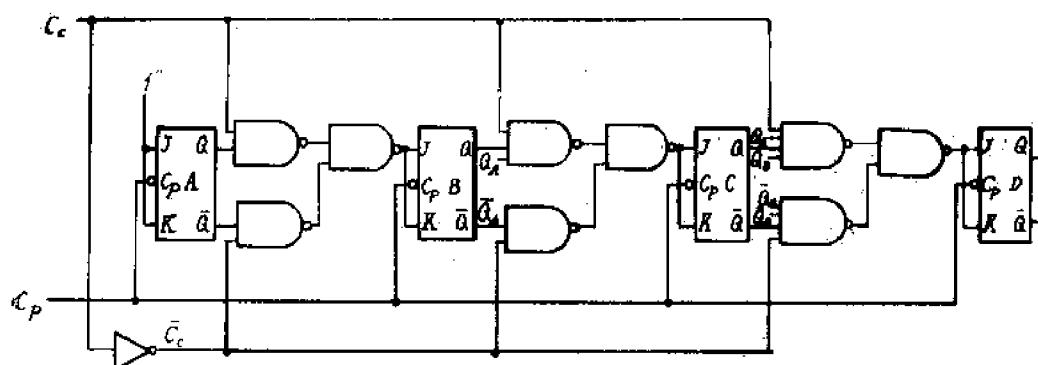
3)

$\begin{matrix} B \\ D \end{matrix} \backslash \begin{matrix} A \\ C \end{matrix}$	00	01	11	10
00	1#	0#	0#	0#
01	0#	0#	0#	0#
11	#0	#0	#0	#0
10	#1	#0	#0	#0

$$J_D = K_D = ABC$$

4)

b)



c)

图P6.8

并列出现成触发电器的激励表，如表P6.8b所示。

(4)作减法计数时的控制图，如图P6.8b所示。

(5)加减逻辑控制表达式：

设 $C_c=1$ 作加法计数，

$C_c=0$ 作减法计数；

则 $J_A=K_A=1$ $J_B=K_B=C_cA+\overline{C_c}\overline{A}=\overline{C_c}A\cdot\overline{C_c}\overline{A}$

$J_C=K_C=C_cAB+\overline{C_c}\overline{A}\overline{B}=\overline{C_c}AB\cdot\overline{C_c}\overline{A}\overline{B}$

$J_D=K_D=C_cABC+\overline{C_c}\overline{A}\overline{B}\overline{C}=\overline{C_c}ABC\cdot\overline{C_c}\overline{A}\overline{B}\overline{C}$

Q_n, Q_{n+1}		J_n, K_n	
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	1	0	0

表 P6.8b

状态编号	即 时 状 态					下 一 个 状 态				
	十进制数	D (8)	C (4)	B (2)	A (1)	十进制数	D (8)	C (4)	B (2)	A (1)
0	0	0	0	0	0	15	1	1	1	1
1	15	1	1	1	1	14	1	1	1	0
2	14	1	1	1	0	13	1	1	0	1
3	13	1	1	0	1	12	1	1	0	0
4	12	1	1	0	0	11	1	0	1	1
5	11	1	0	1	1	10	1	0	1	0
6	10	1	0	1	0	9	1	0	0	1
7	9	1	0	0	1	8	1	0	0	0
8	8	1	0	0	0	7	0	1	1	1
9	7	0	1	1	1	6	0	1	1	0
10	6	0	1	1	0	5	0	1	0	1
11	5	0	1	0	1	4	0	1	0	0
12	4	0	1	0	0	3	0	0	1	1
13	3	0	0	1	1	2	0	0	1	0
14	2	0	0	1	0	1	0	0	0	1
15	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	15	1	1	1	1

表 P6.8a

(6)作二进制可逆同步计数器，如图 P6.8c 所示。

P6.9 用同步计数器代替行波计数器解习题 P6.3。

解 (1)预置二进制数13的方法和减到零后产生一个高电平输出信号的方法与题 P6.3 的相同。

(2)四位二进制同步计数器减法计数的状态表、参考图、控制图见习题 P6.8。得：

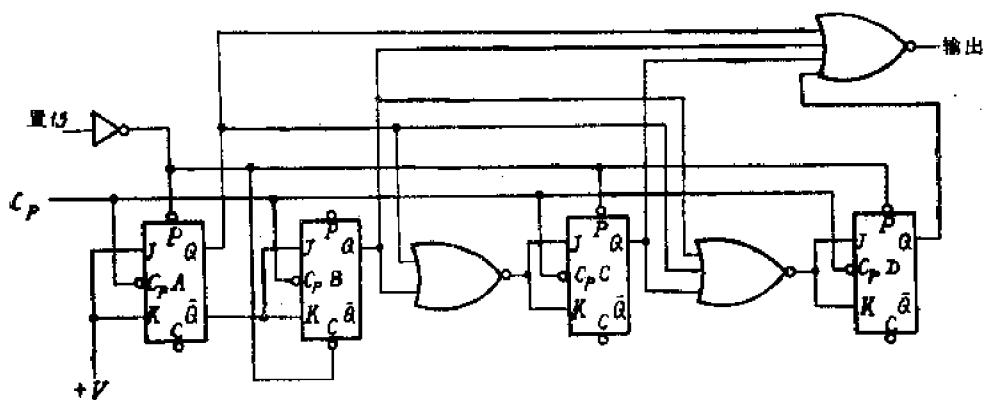
$$J_A=K_A=1$$

$$J_B=K_B=\overline{A}$$

$$J_C=K_C=\overline{A}\overline{B}=\overline{A+B}$$

$$J_D=K_D=\overline{A}\overline{B}\overline{C}=\overline{A+B+C}$$

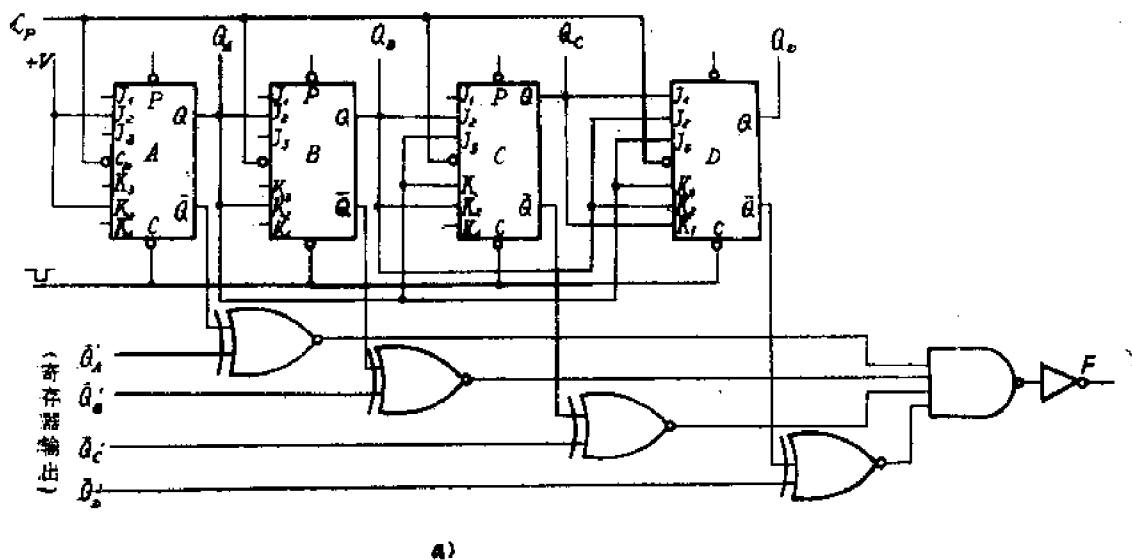
(3)作出完整的电路，如图 P6.9 所示。

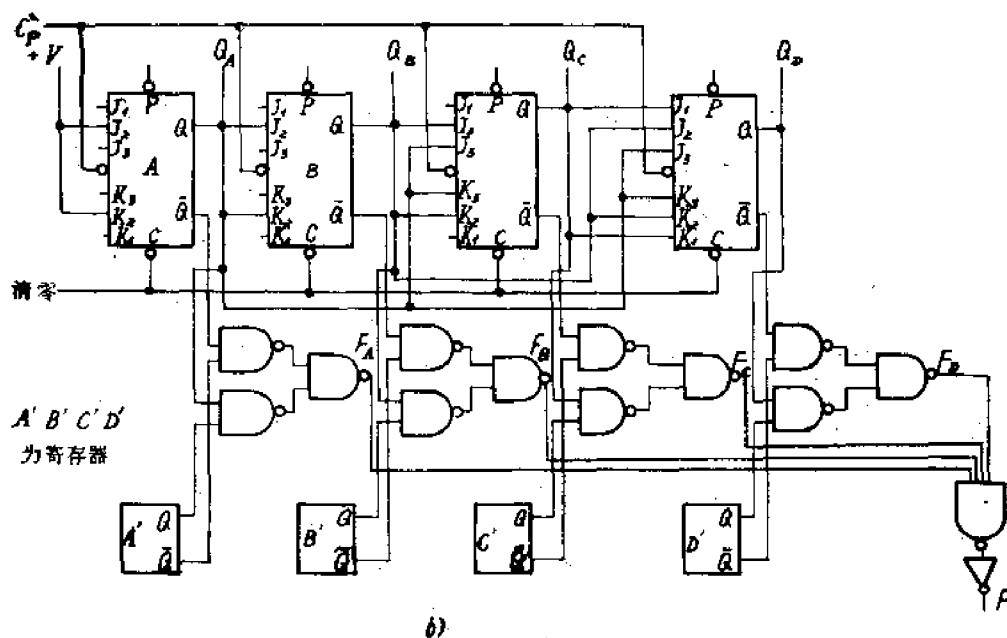


P6.10 用 SN7472 触发器设计一个从零状态开始计数的同步二进制加法计数器。要求在每个状态下将计数器中的数与一个 4 位寄存器中的数进行比较, 当两者相同时, 给出一个高电平控制信号作为输出。

解 (1)此计数器应为四位,可参照教材图 6.7 的电路。

(2) 计数器的各触发器输出及寄存器的各触发器输出分别接到四个一位数字比较器(“异或非”门)进行比较,当两者相同时,四个“异或非”门输出均为1,相“与”后给出的高电平就作为输出控制信号,如图P6.10a所示。





图P6.10

(3)也可用“与非”门接成的线路进行数字比较,即

$$F_A = Q_A Q'_A + \bar{Q}_A \bar{Q}'_A = \overline{Q_A Q'_A \cdot \bar{Q}_A \bar{Q}'_A}$$

当 $Q_A = Q'_A$ 时, $F_A = 1$.

如四位数字均相同, $F = F_A \cdot F_B \cdot F_C \cdot F_D = 1$.

根据以上各点可作出电路,如图P6.10b所示。

P6.11 用图6.1a的J-K触发器,但按表6.11c的激励表设计一个2421码同步BCD十进制计数器。

解 (1)按2421码列出计数器的状态表,如表P6.11所示。

Q_n	Q'_n	J_n	K_n
0	0	$\emptyset$	1
0	1	$\emptyset$	0
1	0	0	$\emptyset$
1	1	1	$\emptyset$

表6.11c

状态编号	即时状态					下一个状态				
	十进制数	D (2)	C (4)	B (2)	A (1)	十进制数	D (2)	C (4)	B (2)	A (1)
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
1	1	0	0	0	1	2	0	0	1	0
2	2	0	0	1	0	3	0	0	1	1
3	3	0	0	1	1	4	0	1	0	0
4	4	0	1	0	0	5	1	0	1	1
5	5	1	0	1	1	6	1	1	0	0
6	6	1	1	0	0	7	1	1	0	1
7	7	1	1	0	1	8	1	1	1	0
8	8	1	1	1	0	9	1	1	1	1
9	9	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1

表P6.11

(2) 列出参考图, 如图 P6.11a 所示。

(3) 列出控制图, 如图 P6.11b 所示。

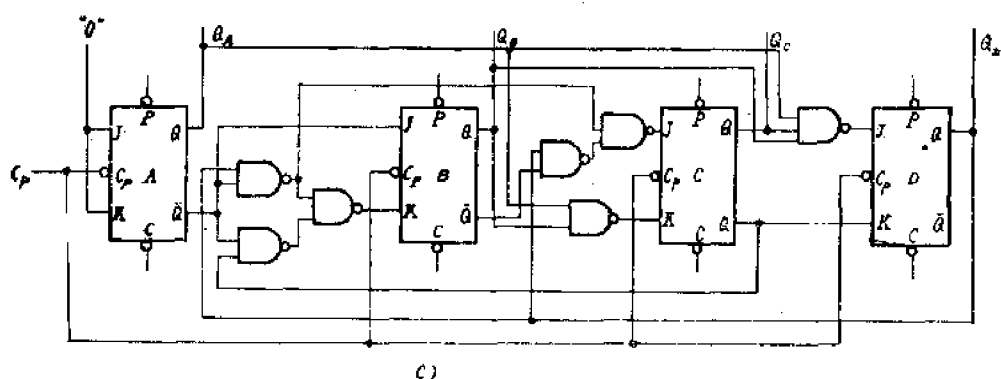
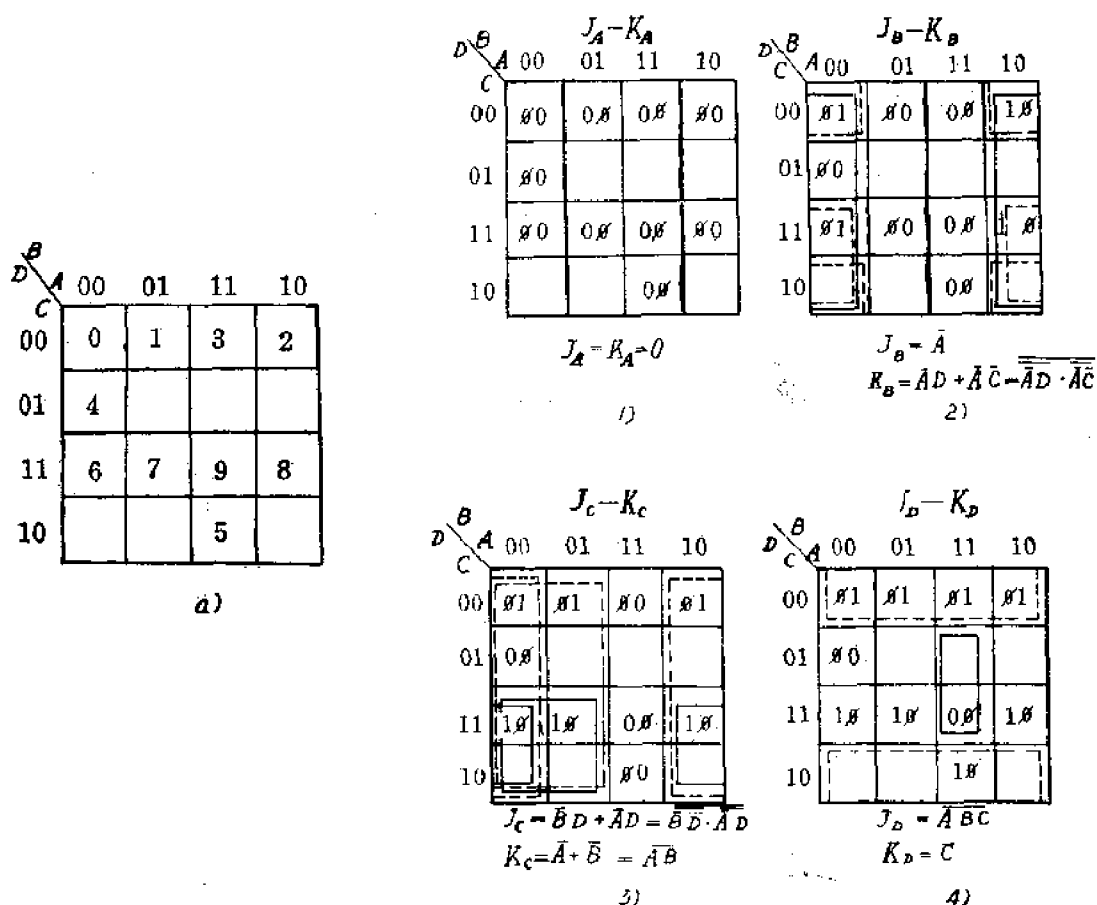


图 P6.11

(4) 根据上述结果作完整电路, 如图 P6.11c 所示。

P6.12 我们需要一个同步计数器来计算某个过程的重复次数, 并在此过程结束时输出一个信号。过程所需的总的重复数可以是 1—13 之间的任何一个数, 须用并行 8421 BCD 码来

(电路从略)。

P6.13 有一个能容纳 12 辆汽车的车库，试用 SN7472 触发器和“与非”门设计一个同步计数器，对进入和离开车库的车数进行计数。计数器应能发出信号，去点亮“空”或“满”的号志灯。我们设想此系统有两条输入信号线：当有一辆车子进入车库时，在一条输入线上产生一个脉冲。但当有一辆车子离开车库时，则在另一条输入线上产生一个脉冲。系统的结构应保证上述脉冲在时间上决不会重叠。

解 (1) 计数器是一个四位可逆同步计数器，设计方法及线路见习题 P6.8。

(2) 设汽车进入车库的脉冲信号为 A ，汽车离开车库的脉冲信号为 B ，则 A 信号应使计数器作加法，提供加法控制信号 S_+ 和计数脉冲 C_{P+} ， B 信号应使计数器作减法，提供减法控制信号 S_- 和计数脉冲 C_{P-} 。

(3) 作加法（或减法）的控制信号 S_+ （或 S_- ）的脉冲宽度（P.W），应比计数脉冲 C_{P+} （或 C_{P-} ）的宽度（P.W） C_P 要大，才能使计数器正常工作。为此，可将汽车进车库的脉冲信号 A （或离开车库的脉冲信号 B ）通过两个单稳电路 O.S-X、O.S-Y 分别产生不同脉宽的 S_+ （或 S_- ）和 C_{P+} （或 C_{P-} ）信号。

(4) 加到计数器的时钟脉冲 C_P 为：

$$C_P = C_{P+} + C_{P-} = \overline{C_{P+}} \cdot \overline{C_{P-}}$$

(5) “空”和“满”的信号：

当计数器为 12 时（即 1100 时）应输出“满”信号，即 $Q_D Q_C = 1$ 时为“满”，其补为“空”。

(6) 根据以上几点，可作出完整电路图，如图 P6.13 所示。

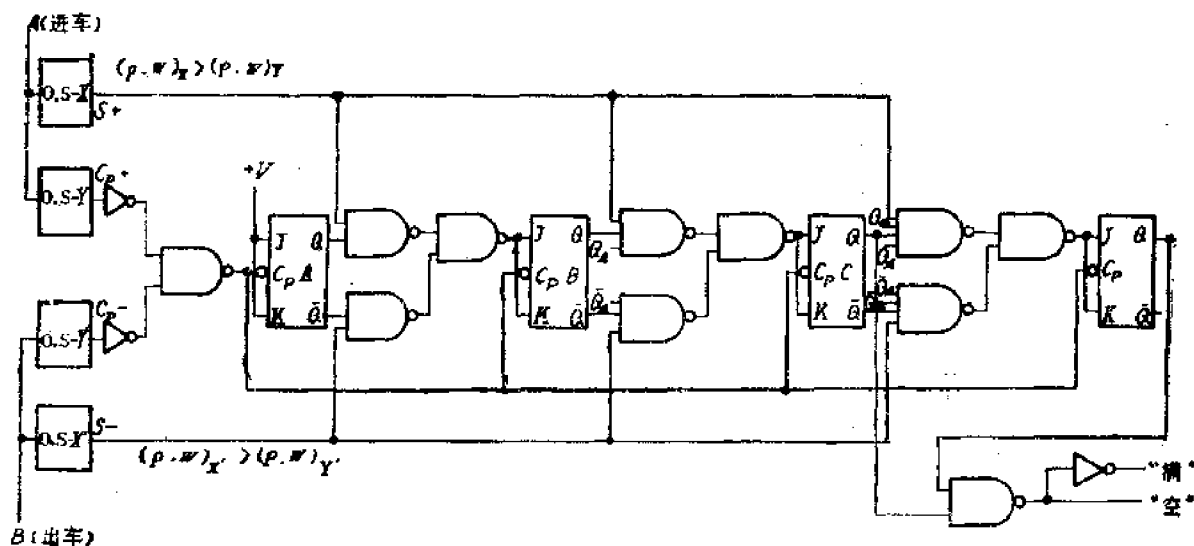


图 P6.13

P6.14 用 SN7473 触发器设计一个按 5-3-1-4-2-0 顺序计数的模 6 同步计数器。

解 SN7473 触发器的特征表及逻辑符号见习题 P6.1。

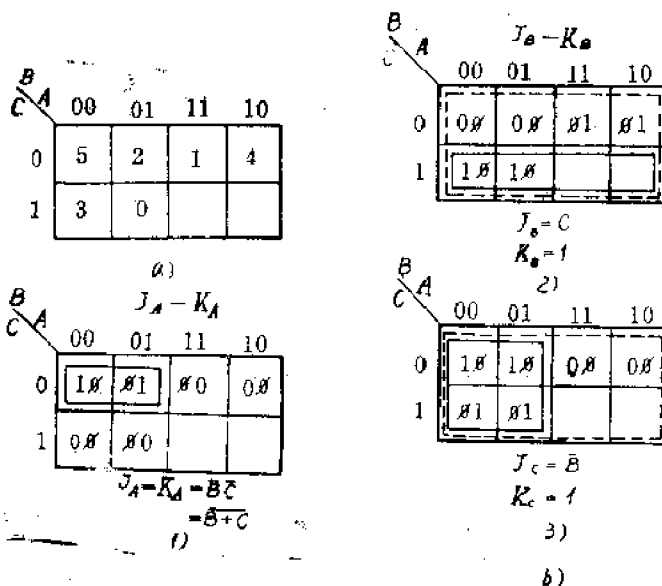
(1) 列出状态表, 如表 P6.14a 所示。

(2) 列出参考图和 SN7473 触发器的激励表, 如图 P6.14a 及表 P6.14b 所示。

状态编号	即 时 状 态			下 一 个 状 态				
	十进制数	C (4)	B (2)	A (1)	十进制数	C (4)	B (2)	A (1)
0	5	1	0	1	3	0	1	1
1	3	0	1	1	1	0	0	1
2	1	0	0	1	4	1	0	0
3	4	1	0	0	2	0	1	0
4	2	0	1	0	0	0	0	0
5	0	0	0	0	5	1	0	1

表P6.14a

(3) 列出控制图并得简化的逻辑表达式, 如图 P6.14b 所示。



Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	0	$\emptyset$
0	1	1	$\emptyset$
1	0	$\emptyset$	1
1	1	$\emptyset$	0

表P6.14b

(4) 作出完整电路, 如图 P6.14c 所示。

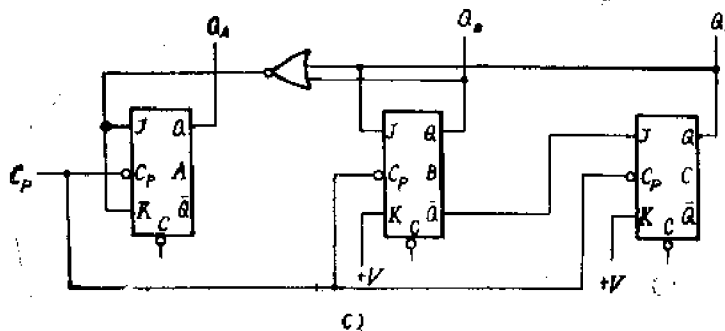
P6.15 用 SN7473 触发器设计一个按 3-5-7-2 顺序计数的模 4 同步计数器。

解 (1) 列出状态表, 如表 P6.15a 所示。

(2) 列出参考图和激励表, 如图 P6.15a 及表 P6.15b 所示。

(3) 列出控制图并得简化的逻辑表达式, 如图 P6.15b 所示。

(4) 作出完整电路, 如图 P6.15c 所示。



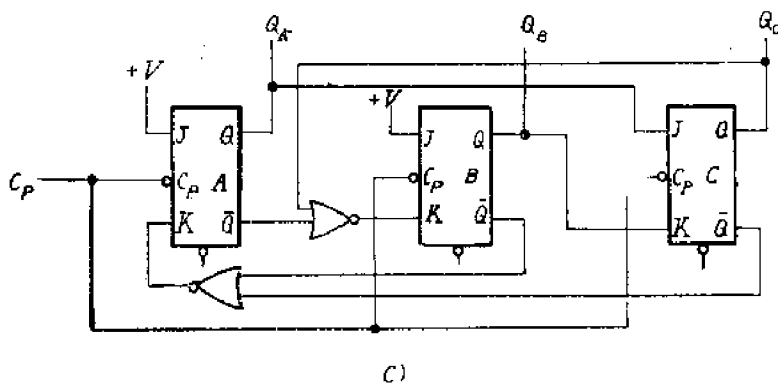
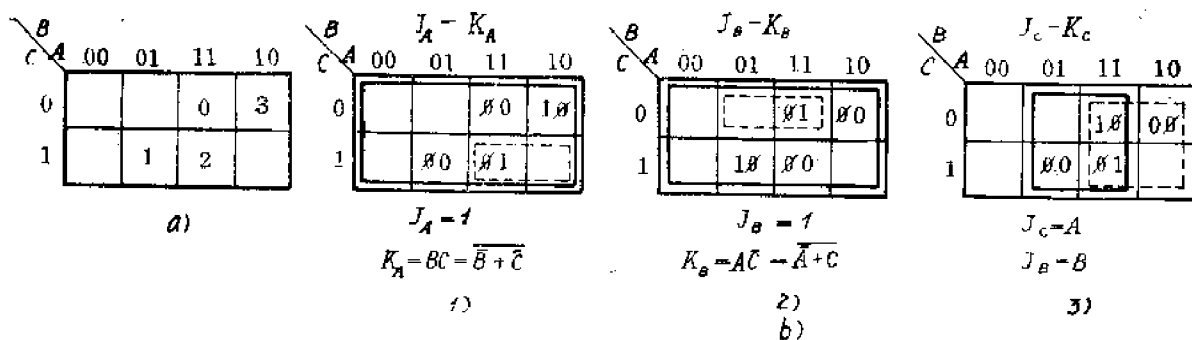
图P6.14

状态编号	即 时 状 态			下 一 个 状 态				
	十进制数	C (4)	B (2)	A (1)	十进制数	C (4)	B (2)	A (1)
0	3	0	1	1	5	1	0	1
1	5	1	0	1	7	1	1	1
2	7	1	1	1	2	0	1	0
3	2	0	1	0	3	0	1	1

表P6.15a

Q_n, Q_{n+1}		J_n, K_n	
0	0	0	$\emptyset$
0	1	1	$\emptyset$
1	0	$\emptyset$	1
1	1	$\emptyset$	0

表P6.15b



图P6.15

P6.16 用 SN7473 触发器设计一个按 1-4-7-10-13-3-6-9-12-2-5-8-11 顺序计数的模 13 同步计数器。

解 (1) 列出状态表, 如表 P6.16a 所示。

(2) 列出参考图和激励表, 如图 P6.16a 及表 P6.16b 所示。

(3) 列出控制图并得简化的逻辑表达式, 如图 P6.16b 所示。

(4) 作出完整电路, 如图 P6.16c 所示。

状态编号	即 时 状 态					下 一 个 状 态				
	十进制数	D (8)	C (4)	B (2)	A (1)	十进制数	D (8)	C (4)	B (2)	A (1)
0	1	0	0	0	1	4	0	1	0	0
1	4	0	1	0	0	7	0	1	1	1
2	7	0	1	1	1	10	1	0	1	0
3	10	1	0	1	0	13	1	1	0	1
4	13	1	1	0	1	3	0	0	1	1
5	3	0	0	1	1	6	0	1	1	0
6	6	0	1	1	0	9	1	0	0	1
7	9	1	0	0	1	12	1	1	0	0
8	12	1	1	0	0	2	0	0	1	0
9	2	0	0	1	0	5	0	1	0	1
10	5	0	1	0	1	8	1	0	0	0
11	8	1	0	0	0	11	1	0	1	1
12	11	1	0	1	1	1	0	0	0	1

表P6.16a

Q_n	Q_n^+	J_n	K_n
0	0	0	$\emptyset$
0	1	1	$\emptyset$
1	0	$\emptyset$	1
1	1	$\emptyset$	0

表P6.16b

B	A	00	01	11	10
00			0	5	9
01		1	10	2	6
11		8	4		
10		11	7	12	3

a)

B	A	00	01	11	10
00			$\emptyset 1$	$\emptyset 1$	$\emptyset 1$
01		$\emptyset 1$	$\emptyset 1$	$\emptyset 1$	$\emptyset 1$
11		$\emptyset 0$	$\emptyset 0$		
10		$\emptyset 1$	$\emptyset 1$	$\emptyset 0$	$\emptyset 1$

$$J_A = \bar{C}\bar{D}$$

$$K_A = \bar{C}\bar{D} + BD = D(\bar{B} + \bar{C})$$

1)

B	A	00	01	11	10
00		$\emptyset \emptyset$	$\emptyset \emptyset$	$\emptyset 1$	
01		$\emptyset \emptyset$	$\emptyset \emptyset$	$\emptyset 1$	
11		$\emptyset 1$	$\emptyset 1$		
10		$\emptyset 1$	$\emptyset \emptyset$	$\emptyset 1$	

$$J_B = A\bar{D} + A\bar{C} = A(\bar{D} + \bar{C})$$

$$K_B = \bar{A}\bar{D}$$

2)

B	A	00	01	11	10
00			$\emptyset 1$	$\emptyset 1$	$\emptyset 1$
01		$\emptyset 0$	$\emptyset 1$	$\emptyset 1$	$\emptyset 1$
11		$\emptyset 1$	$\emptyset 1$		
10		$\emptyset \emptyset$	$\emptyset 1$	$\emptyset \emptyset$	$\emptyset 1$

$$J_C = \bar{A}\bar{B} + ABD$$

$$= \bar{A}\bar{B} + A\bar{B}C$$

$$K_C = \bar{A}\bar{B}\bar{D}$$

3)

B	A	00	01	11	10
00		$\emptyset \emptyset$	$\emptyset \emptyset$	$\emptyset \emptyset$	
01		$\emptyset \emptyset$	$\emptyset 1$	$\emptyset 1$	$\emptyset 1$
11		$\emptyset 1$	$\emptyset 1$		
10		$\emptyset \emptyset$	$\emptyset \emptyset$	$\emptyset 1$	$\emptyset \emptyset$

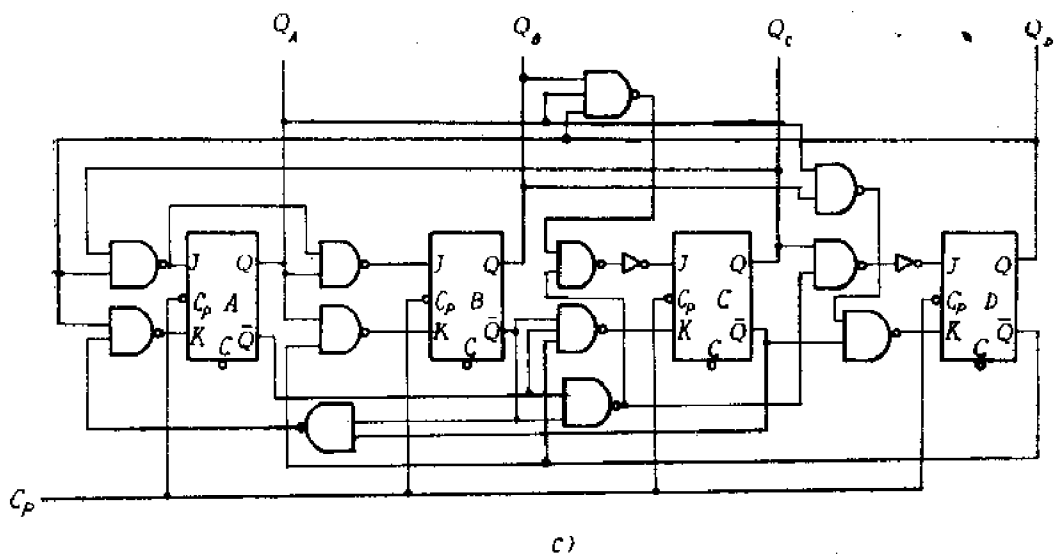
$$J_D = AC + BC$$

$$= C(\bar{A} + \bar{B})$$

$$K_D = C + AB = \bar{C} + \bar{A}\bar{B}$$

4)

b)



图P6.16

P6.17 用图 6.1a 的 J - K 触发器，但按表 6.11c 的激励表设计一个按 15-8-10-3-6-12-0-14-5-2-4 顺序计数的模 11 同步计数器。

解 (1) 列出状态表，如表 P6.17a 所示。

状态编号	即 时 状 态				下 一 个 状 态					
	十进制数	D (8)	C (4)	B (2)	A (1)	十进制数	D (8)	C (4)	B (2)	A (1)
0	15	1	1	1	1	8	1	0	0	0
1	8	1	0	0	0	10	1	0	1	0
2	10	1	0	1	0	3	0	0	1	1
3	3	0	0	1	1	6	0	1	1	0
4	6	0	1	1	0	12	1	1	0	0
5	12	1	1	0	0	0	0	0	0	0
6	0	0	0	0	0	14	1	1	1	0
7	14	1	1	1	0	5	0	1	0	1
8	5	0	1	0	1	2	0	0	1	0
9	2	0	0	1	0	4	0	1	0	0
10	4	0	1	0	0	15	1	1	1	1

表P6.17a

Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	$\emptyset$	1
0	1	$\emptyset$	0
1	0	0	$\emptyset$
1	1	1	$\emptyset$

表 6.11c

(2) 作参考图，如图 P6.17a 所示。

(3) 作控制图并得简化的逻辑表达式，如图 P6.17b 所示。

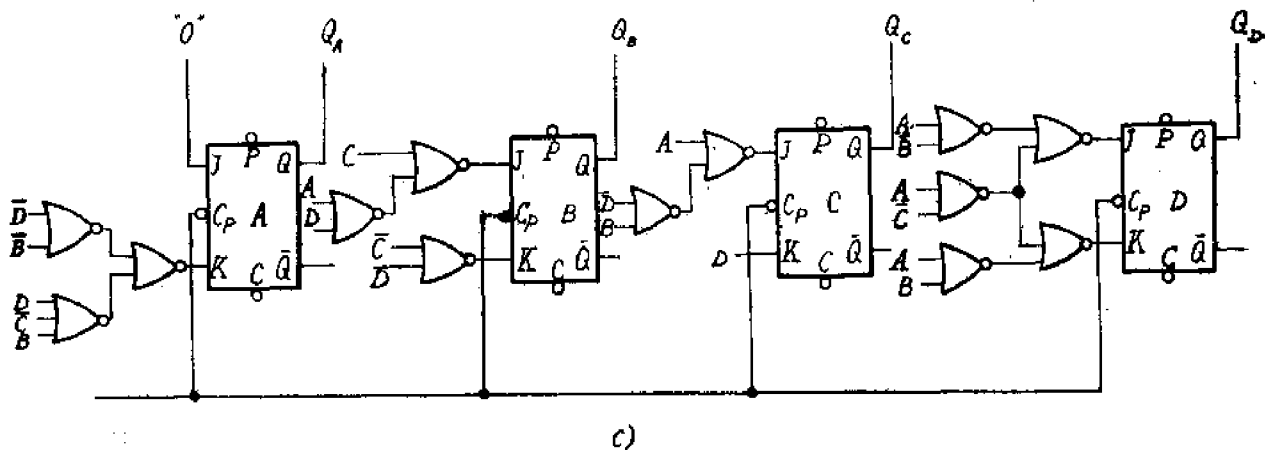
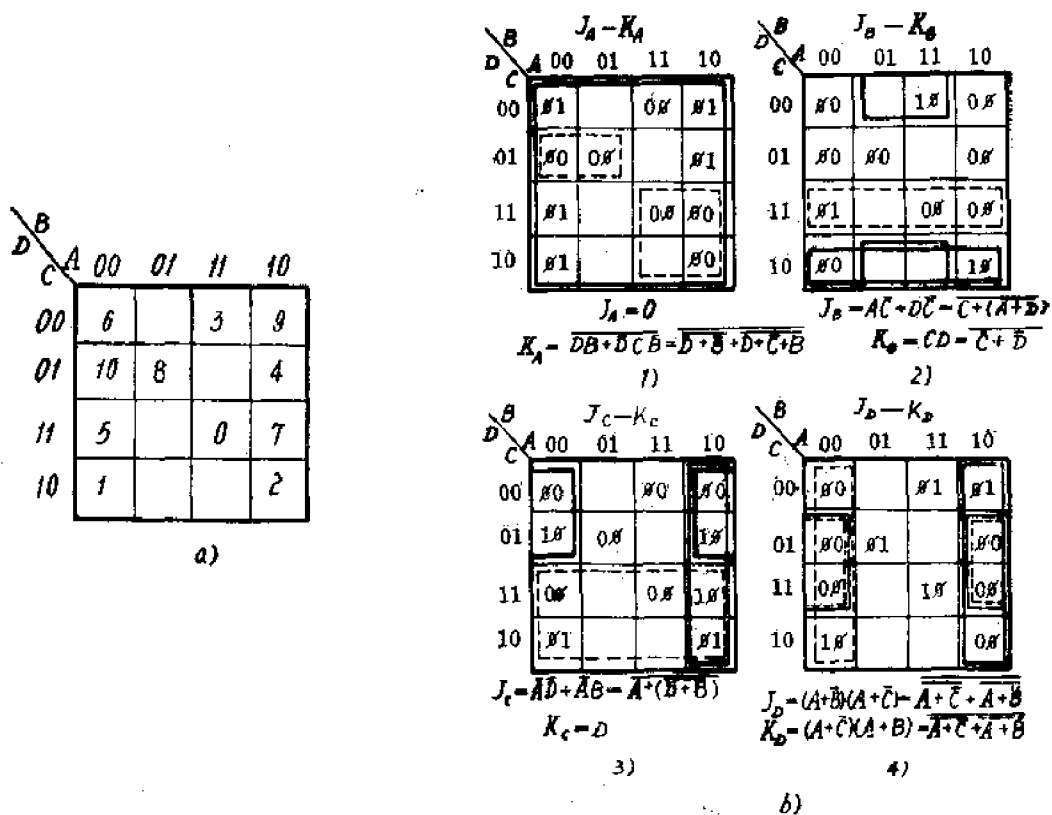


图 P6.17

(4)经分析,用“或非”门较简单,画出完整电路,如图 P6.17c 所示。

***P6.18** 我们打算把两个 4 位二进制数作“或”逻辑运算,现由控制脉冲将各个并行形式的数送入两个 4 位右移寄存器中。然后每进入一个时钟脉冲将寄存器的存数右移一位,将各个寄存器的最右位数送到“或”门。“或”门的输出再送回到其中一个移位寄存器的最左位。设由第二个控制脉冲启动移位过程。试用 SN7476 触发器设计一个同步系统,能在所有各位

都作“或”运算之后发出一个“过程完成”信号。

解 (1) 第一个控制脉冲 p_1 到来时, 将数据分别并行输入到两个四位右移寄存器中。并行置数电路与题 P6.12 的类同。右移寄存器参考教材图 6.14a。

(2) 第二个控制脉冲 P_2 到来后, 才允许在时钟脉冲 C_P 作用下将寄存器中的存数右移。将脉冲 P_2 加到触发器 W 的直接预置端 P , 使 $Q_W=1$, 由 Q_W 的高电平“打开”与门让时钟脉冲 C_P 通过, 加到寄存器上, $C_P' = Q_W C_P$ 。

(3) 两个寄存器的最右位相“或”, $F = Q_{A1} + Q_{A2} = \overline{Q_{A1}} \cdot \overline{Q_{A2}}$ 。再将 F 反馈到第一个寄存器的最左位, 即 $J_{D1} = \overline{K_{D1}} = F$ 。

(4) 四位寄存器须四个时钟脉冲将四位数字全部右移, 故需用一个同步计数器, 该计数器当寄存器并行置数时清零, 当计数到 4 时, 发出一个“过程完成”信号 E 。

该计数器设计方法如下:

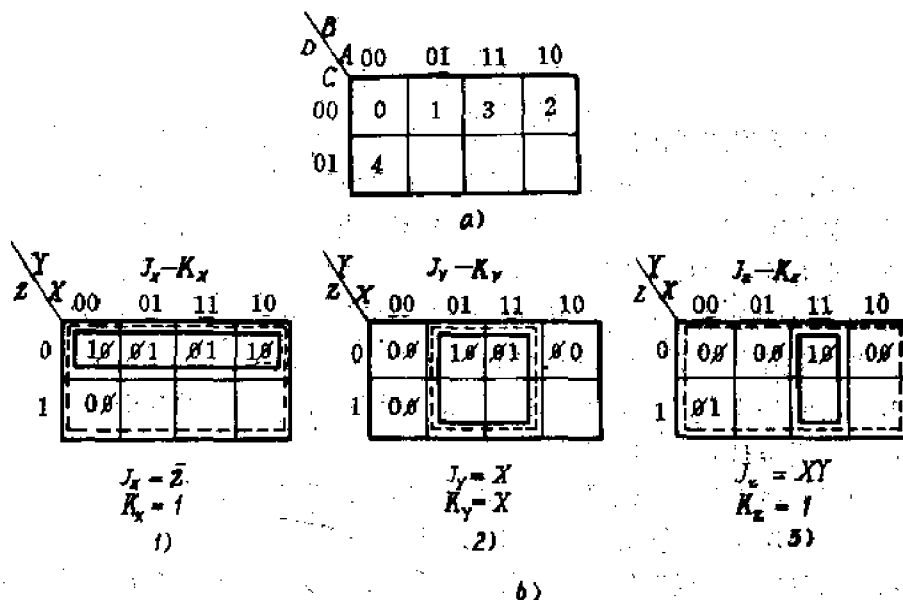
- 1) 列出计数器的状态表, 如表 P6.18a 所示。
- 2) 列出参考图及 SN7476 激励表, 如图 P6.18a 及表 P6.18b 所示。
- 3) 列出控制图, 如图 P6.18b 所示。

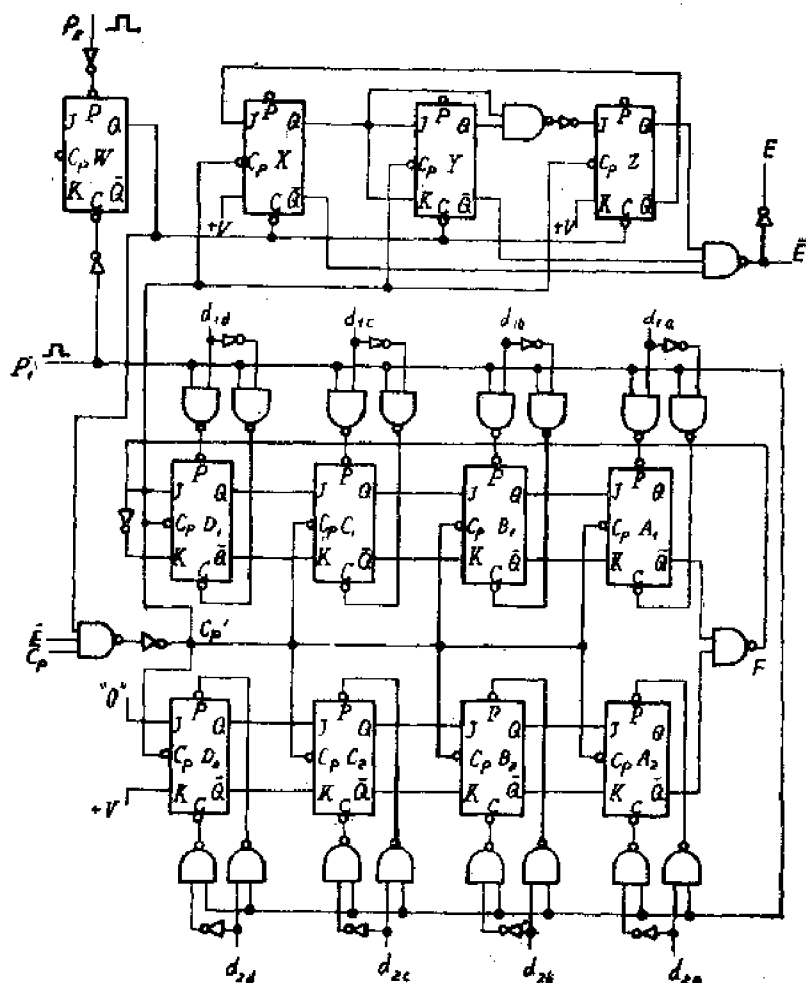
状态编号	即 时 状 态			下 一 个 状 态				
	十进制数	C (4)	B (2)	A (1)	十进制数	C (4)	B (2)	A (1)
0	0	0	0	0	1	0	0	1
1	1	0	0	1	2	0	1	0
2	2	0	1	0	3	0	1	1
3	3	0	1	1	4	1	0	0
4	4	1	0	0	0	0	0	0

表P6.18a

Q_n	Q_{n+1}	J_n	K_n
0	0	0	$\emptyset$
0	1	1	$\emptyset$
1	0	$\emptyset$	1
1	1	$\emptyset$	0

表P6.18b





c)

图P6.18

(4) 根据以上逻辑式可画出计数器, 见图 P6.18c 的上部。当第一个控制脉冲 P_1 来到时, 计数器清零, 准备计数, 故可将 p_1 接触发器 W 的直接清零端 C , 使 $Q_w=0$, 利用这个低电平使计数器清零。设过程完成信号 $E=ZYX$, 当计数为 4 时, $E=1$ 。

(5) 寄存器内的数右移结束后, 为防止继续把数右移, 可在发出完成信号 E 的同时, 切断时钟脉冲 C_p 的输入, 将 C_p 和 E 相“与”, 即 $C_p' = Q_w \cdot C_p \cdot E$ 。

(6) 根据以上各点可作完整电路, 如图 P6.18c 所示。

***P6.19** 将题 P6.18 改成用一个全加器来代替“或”门, 从而使两数相加后的结果留在其中一个寄存器中。线路的工作还应包括进位溢出指示的设施。

解 参照 P6.18 结果和教材图 4.20 可作出电路, 如图 P6.19 所示 (其中寄存器、计数器、触发器 W 等的连线与习题 P6.18 的相同, 故用方块图示意)。

(1) 用全加器代替“或”门, 寄存器的输出 Q_{A1}, Q_{A2} 分别接全加器的输入端 B_n 和 A_n , 全加器的“和”即 S_n 端返回 1st 寄存器的最左位。

(2) 全加器的进位输入 C_n 是前一位的进位输出 K_{n-1} , 所以用一个触发器 M , 当时钟脉

冲作用时, 寄存器最右位数移出, 下一位数加到全加器 A_n 、 B_n 端的同时, M 触发器的 Q_M 端也输出 K_{n-1} 加到 C_n 端。 M 触发器的清零端 C 接第一个控制脉冲 P_1 , 保证清零。

(3) 过程完成时 (即同步计数器为 100) Q_M 就是最高位数相加后的进位输出, 如为 1,

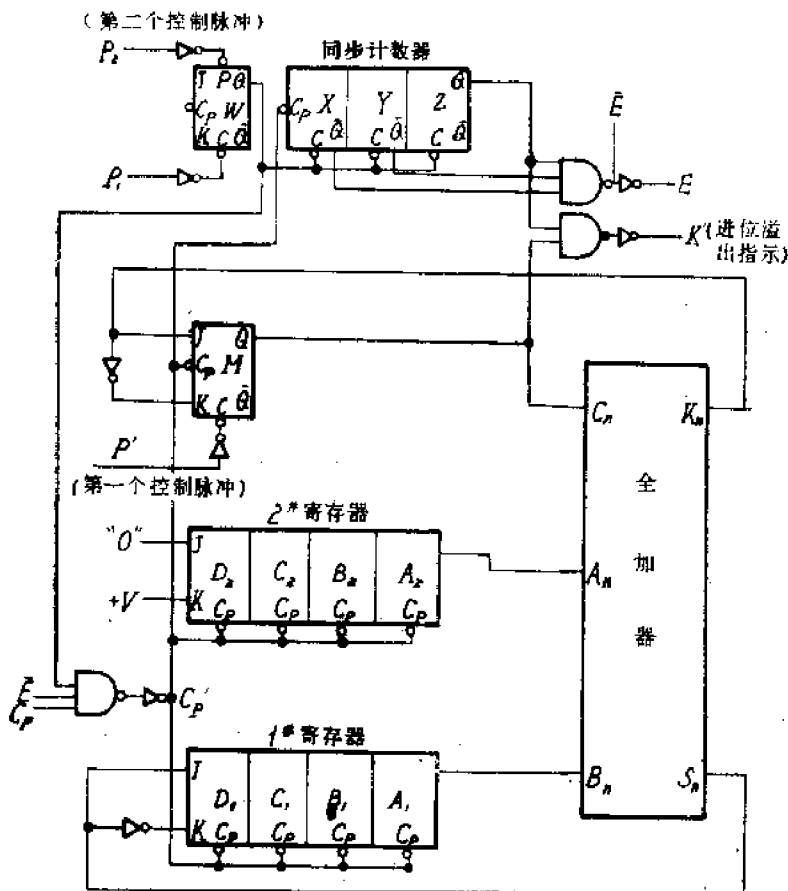


图 P6.19

C_n 脉冲同步, 把最右端的 0 位触发器的输出端 Q_0 和 R 相“与”后送到另一个触发器 M 的 J 端 (其补值送到 K 端), 当下一个 C_n 到来时, 使 $Q_M = Q_0$, 所以 $J_M = \overline{K_M} = Q_0 R$ 。

(3) 存入时, 存入控制信号 $W=1$, 下一个 C_n 到来时, 把数据送入最右端的触发器, 该位即存入了新数据, 如 $W=0$, 最右端的触发器输出 Q_0 可移入最左位, 所以 $J_{255} = \overline{K_{255}} = DW + WQ_0$, 综合以上各点可画出电路图, 如图 P6.20 所示。

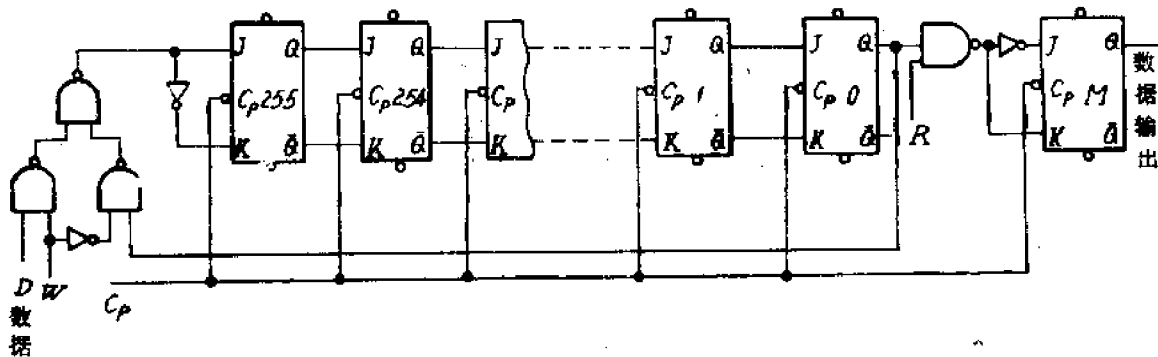


图 P6.20

即进位溢出, 所以进位溢出指示 $K' = Q_Z \cdot Q_M$ 。

***P6.20** 除磁芯存储器单元外, 有时计算机中用循环移位寄存器作存储器。设一个循环移位寄存器式存储器 (由 J - K 触发器构成) 包括 256 位, 其中每一位都能用控制信号存入或取出。存入和取出的控制信号必须与驱动移位寄存器的时钟脉冲同步。试画出包括控制线在内的逻辑图。只需画出移位寄存器的头两个和末两个触发器。触发器采用 SN 7476。

解 (1) 对移位寄存器的某位要取出和存入时, 须把该位移到寄存器的最右端才能进行。

(2) 取出时, 取出控制信号为 $R=1$, 为使取出和

***P6.21** 对题 P6.20 循环移位寄存器的每一位规定一个地址数。用一个计数器指示 移位寄存器输出端当前一位的地址数。由另一个所谓地址寄存器来寄存要存入或取出的一位的地址数。设地址寄存器中的地址数取二进制形式。试画出包括门和控制线等的逻辑图。只需画出移位寄存器、计数器和地址寄存器的头两个和末两个触发器。

解 (1) 循环移位寄存器共有 256 位, 故应有 0—255 个地址数。

(2) $2^N = 256$, 所以 $N = 8$, 即需用 8 个触发器来组成同步计数器, 其触发器间的连接与 4 位计数器类同, 如图 P6.21 上部所示。计数时钟脉冲与循环移位寄存器的移位脉冲是同一个 C_p 。

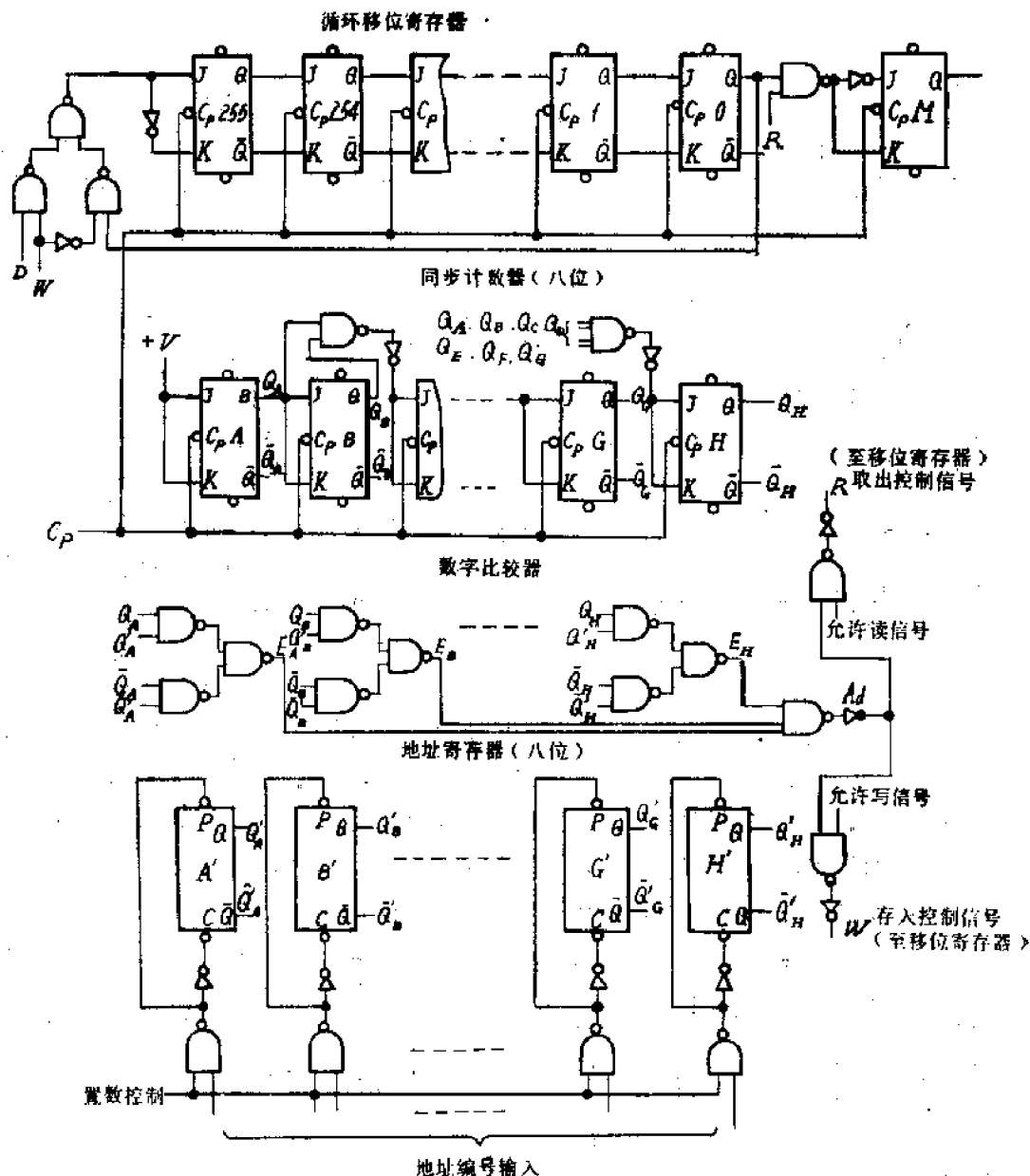


图 P6.21

(3) 地址寄存器相应也有 8 位, 采用并行输入地址码的方式, 如图 P6.21 下部所示。

(4) 将计数器的每一位与地址寄存器的每一位进行比较, 当每位都相同时, 发出“取出”或“存入”控制信号, 以控制移位寄存器中的该地址数触发器状态“取出”或“存入”。

(5) 根据以上各点, 可作电路图, 如图 P6.21 所示。

P6.22 在图 6.19 的双极型晶体管存储单元中, 当“字”线为高电平时, 试根据“写入”0 和 1 及“读出”0 和 1 的情况计算“检测”线中的电流, 设 $V_{CC}=5.0\text{V}$, $V_{BE(\text{sat})}=0.7\text{V}$, $V_{CE(\text{sat})}=0.2\text{V}$, $\beta_F=100$, $R_C=10\text{k}\Omega$ 。

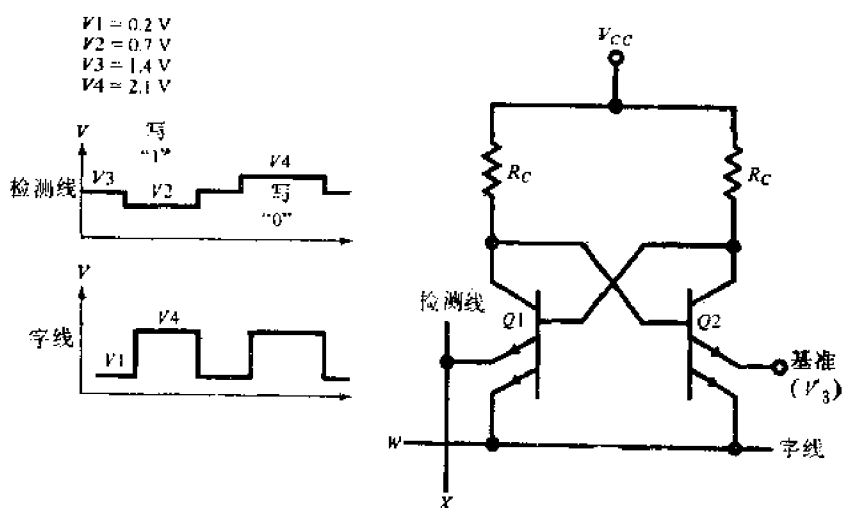


图 6.19

解 根据存储单元电路图 6.19,

(1) 写入时:

$$V_w = V_4 = 2.1\text{V}$$

写 0: $V_x = V_4 = 2.1\text{V}$, Q_1 截止, Q_2 导通且饱和, 所以 $I_x = 0$ 。

写 1: $V_x = V_1 = 0.7\text{V}$, Q_1 饱和, Q_2 截止, 所以

$$\begin{aligned} I_x &= I_{E1} = I_{B1} + I_{C1(\text{sat})} \\ &= \frac{V_{CC} - V_{BE(\text{sat})} - V_{E1}}{R_C} + \frac{V_{CC} - V_{CE(\text{sat})} - V_{E1}}{R_C} \\ &= \frac{5 - 0.7 - 0.7}{10\text{k}\Omega} + \frac{5 - 0.2 - 0.7}{10\text{k}\Omega} \\ &= 0.77\text{mA} \end{aligned}$$

(2) 读出时,

$$V_W = V_i = 2.1V \quad V_x = 1.4V$$

读 0 : Q_1 截止, Q_2 饱和, $I_x = 0$ 。

读 1 : Q_1 饱和, Q_2 截止,

$$\begin{aligned} I_x &= I_{B1} + I_{C1(sat)} \\ &= \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_{E1}'}{R_C} + \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)} - V_{E1}'}{R_C} \\ &= \frac{5 - 0.7 - 1.4}{10k\Omega} + \frac{5 - 0.2 - 1.4}{10k\Omega} \\ &= 0.63mA \end{aligned}$$

第七章 小信号放大器

练 习

E7.1 一个工作在放大区的晶体管, 当环境温度为 27°C 时, 其集电极电流 I_C 为 1mA , 试计算它的 g_m 和 r_s 。再确定工作温度为 0°C 和 70°C 时的这些小信号参数。假定 β_s 及 I_C 不随温度而变化, 且 $\beta_s=50$ 。

解 因为热电压 $V_T = \frac{kT}{q}$,

式中: $K=1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$;

T = 绝对温度(K) = $273 + \text{摄氏温度}(^{\circ}\text{C})$;

$q = 1.602 \times 10^{-19} \text{C}$ 。

所以不同温度下的小信号参数 g_m 和 r_s 计算如下表:

环境温度($^{\circ}\text{C}$)	$V_T = \frac{kT}{q} (\text{mV})$	$I_C (\text{mA})$	$g_m = \frac{I_C}{V_T} (\text{S})$	β_s	$r_s = \frac{\beta_s}{g_m} (\text{k}\Omega)$
27	25.8	1	0.0397	50	1.29
0	23.5	1	0.0425	50	1.18
70	29.6	1	0.0338	50	1.48

E7.2 有一个与图7.1a相似的放大器电路, 但 $V_{CC}=15\text{V}$, $R_B=360\text{k}\Omega$, $R_C=3\text{k}\Omega$ 。晶体管特性与图中的相同, 即 $\beta_F=\beta_s=50$, $V_{BE(\text{on})}=0.7\text{V}$ 。试计算 I_C , V_{CE} , r_i , r_o 及 a_v 。

解 本题采用的放大器电路如图E7.2a所示。

该放大器电路的小信号模型如图E7.2b所示。

静态工作点:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE(\text{on})}}{R_B} = \frac{15 - 0.7}{360} = 0.0397 \text{mA}$$

$$I_C = \beta_F I_B = 50 \times 0.0397 = 1.99 \text{mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 15 - 1.99 \times 3 = 9.03 \text{V}$$

小信号参数:

$$r_s = \frac{\beta_s V_T}{I_C} = \frac{50 \times 26}{1.99} = 0.653 \text{k}\Omega$$

$$r_i = R_B // r_s = 360 // 0.653 = 0.652 \text{k}\Omega$$

* 注: 原书在计算 r_s 时, 均未考虑基极体电阻的影响。

$$r_o \approx R_c = 3 \text{ k}\Omega$$

$$a_v = \frac{-\beta_o R_c}{r_o} = \frac{-50 \times 3}{0.653} = -230$$

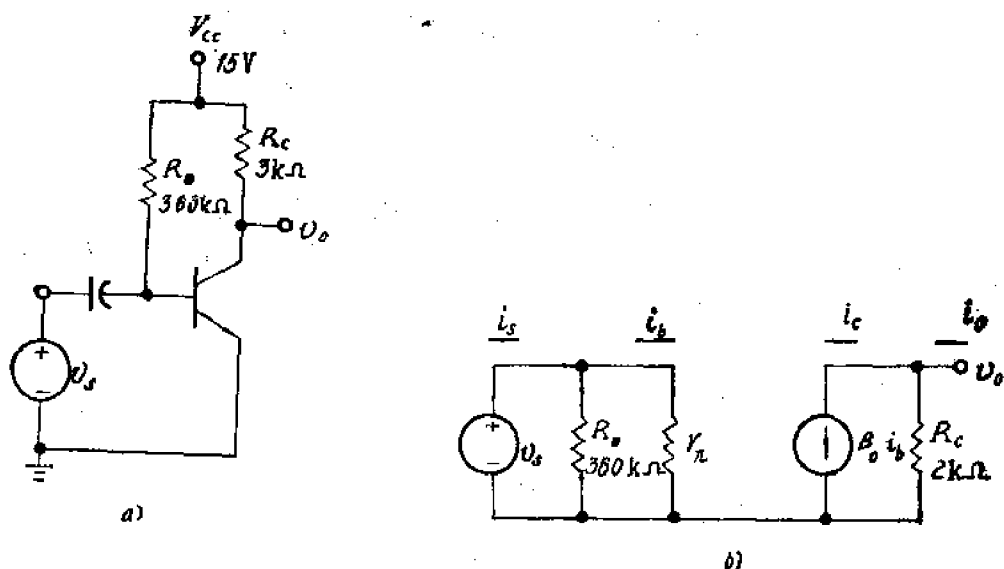


图 E7.2

E7.3 求练习 E7.2 中两级放大电路的小信号电压增益。确定图 7.8 中那样的电平转移“电池”的数值，再求输入信号有效值为 0.3 mV 时输送到 8Ω 负载上的功率。

解 本题所采用的放大器电路如图 E7.3a 所示。

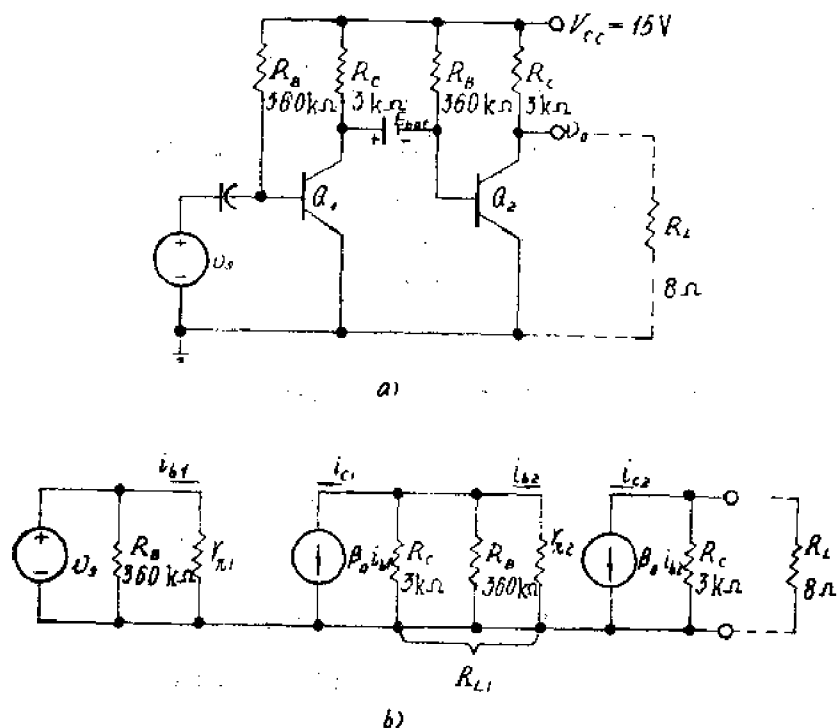


图 E7.3

该放大器的小信号模型如图E7.3b所示。

根据上题可知 $r_{\pi 1}=r_{\pi 2}=r_{\pi}=0.653\text{k}\Omega$, $V_{CE1}=9.03\text{V}$, 所以转移电平“电池”的数值

$$E_{bat}=V_{CE1}-V_{BE(on)}=9.03-0.7=8.33\text{V}$$

两级放大器空载时的小信号增益为

$$a_{v_o}=\left(\frac{-\beta_o R_{L1}}{r_{\pi 1}}\right)\times\left(\frac{-\beta_o R_C}{r_{\pi 2}}\right)$$

式中

$$R_{L1}=R_C//R_E//r_{\pi 2}=3//360//0.653=0.536\text{k}\Omega$$

$$\therefore a_{v_o}=\left(\frac{-50\times 0.536}{0.653}\right)\times\left(\frac{-50\times 3}{0.653}\right)=9430$$

接 8Ω 负载时的增益为

$$\begin{aligned} a_v &= \left(\frac{-\beta_o R_{L1}}{r_{\pi 1}}\right)\times\left(\frac{-\beta_o R_{L2}}{r_{\pi 2}}\right)=\frac{-\beta_o R_{L1}}{r_{\pi 1}}\times\frac{-\beta_o (R_C//R_L)}{r_{\pi 2}} \\ &= \left(\frac{-50\times 0.536}{0.653}\right)\times\left(\frac{-50\times 3110.008}{0.653}\right)\approx 25.1 \end{aligned}$$

8Ω 负载上的电压 $v_o=a_v v_i=25.1$

$\times 0.3=7.53\text{mV}$,

8Ω 负载上得到的功率

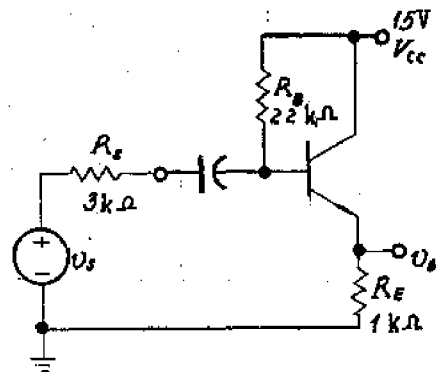
$$\begin{aligned} P &= \frac{v_o^2}{R_L} = \frac{(7.53\times 10^{-3})^2}{8} \\ &= 7.09\times 10^{-6}\text{W} \end{aligned}$$

E7.4 有一个与图7.10相似的射极跟随器电路,但 $V_{CC}=15\text{V}$, $R_S=3\text{k}\Omega$, $R_B=22\text{k}\Omega$, $R_E=1\text{k}\Omega$, 设 $\beta_F=50$, $V_{BE(on)}=0.7\text{V}$, 试计算从 v_i 看进去的小信号输入电阻、输出电阻 r_o 以及电压增益 v_o/v_i 。

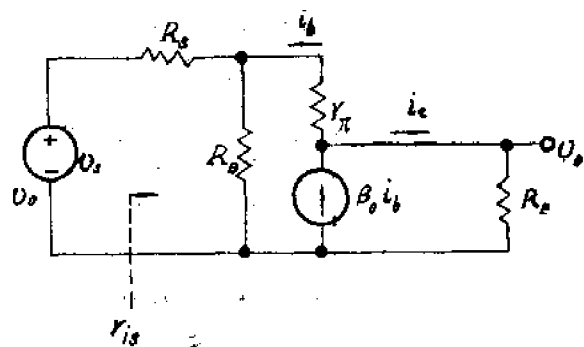
解 射极跟随器电路如图E7.4a所示,其小信号模型如图E7.4b所示。

由基尔霍夫电流定律可求出 I_C 值:

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{V_{CC}-V_{BE(on)}}{\frac{\beta_F+1}{\beta_F}R_E+\frac{R_B}{\beta_F}} \\ &= \frac{15-0.7}{\frac{51}{50}\times 1+\frac{22}{50}}\approx 9.795\text{mA} \end{aligned}$$



a)



b)

E7.4

$$\therefore r_{\pi} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{9.795} \approx 0.133 \text{ k}\Omega$$

从 v_i 看进去的输入电阻

$$r_{i1} = R_s + R_1 // [r_{\pi} + (\beta_0 + 1)R_E] \\ = 3 + 22 // [0.133 + (50 + 1) \times 1] \approx 18.4 \text{ k}\Omega$$

$$r_o = R_E // \frac{R_s // R_1 + r_{\pi}}{\beta_0 + 1} = 1 // \frac{3 // 22 + 0.133}{51} \approx 51.6 \Omega$$

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(\beta_0 + 1)R_E}{(R_s // R_1 + r_{\pi}) + (\beta_0 + 1)R_E} \times \frac{R_2}{R_s + R_2} \\ = \frac{(50 + 1) \times 1}{(3 // 22 + 0.133) + (50 + 1) \times 1} \times \frac{22}{3 + 22} \approx 0.835$$

E7.5 在练习 E7.3 的放大器后面再级联一个类似图 7.13 的射极跟随器电路。设 $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_1 = 3\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\text{k}\Omega$, $R_3 = 1\text{k}\Omega$ 。已知 $\beta_0 = 50$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, $I_{C2} = 2\text{mA}$ 。试求从 Q_1 基极看进去的输入电阻和从 Q_2 发射极看进去的输出电阻。同时求出用电容耦合到 8Ω 负载电阻上的最大不失真功率。

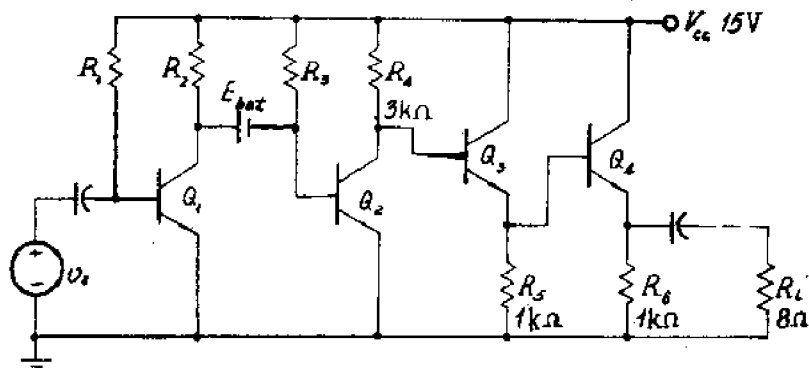


图 E7.5

解 放大器的电路如图 E7.5 所示。在确定静态工作点时，假定 $I_{C1} \approx I_{E1}$ 。

$$\therefore V_{C2} = V_{CC} - I_{C2}R_1 = 15 - 2 \times 3 = 9\text{V}$$

$$V_{E3} = V_{C2} - V_{BE(on)} = 9 - 0.7 = 8.3\text{V}$$

$$I_{C3} \approx I_{E3} \approx \frac{V_{E3}}{R_3} = \frac{8.3}{1} = 8.3\text{mA}$$

$$r_{\pi3} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{50 \times 26}{8.3} = 157\Omega$$

$$V_{E4} = V_{E3} - V_{BE(on)} = 8.3 - 0.7 = 7.6\text{V}$$

$$I_{C4} \approx I_{E4} = \frac{V_{E4}}{R_4} = \frac{7.6}{1} = 7.6\text{mA}$$

$$r_{\pi4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C4}} = \frac{50 \times 26}{7.6} \approx 171\Omega$$

$$r_{i4} = r_{\pi4} + (\beta_0 + 1)R_5 = 0.171 + (50 + 1) \times 1 \approx 51.17\text{k}\Omega$$

设

$$R'_s = R_s // r_{is}$$

∴

$$R'_s = R_s // r_{is} = 1 // 51.17 \approx 0.981 \text{ k}\Omega$$

所以从 Q_1 基极看进去的输入电阻

$$r_{is} = r_{\pi s} + (\beta_s + 1)R'_s = 0.157 + (50 + 1) \times 0.981 \\ \approx 50.2 \text{ k}\Omega$$

$$r'_{os} = \frac{R_s + r_{\pi s}}{\beta_s + 1} = \frac{3 + 0.157}{50 + 1} \approx 62 \Omega$$

$$r_{os} = r'_{os} // R_s = 0.062 // 1 \approx 58 \Omega$$

从 Q_1 发射极看进去的输出电阻

$$r'_{os} = \frac{r_{\pi s} + r_{\pi s}}{\beta_s + 1} = \frac{58 + 171}{50 + 1} \approx 4.48 \Omega$$

下面再求负载电阻上可得到的最大不失真功率 P_{Lmax}

由于 Q_1 管发射极直流电流 $I_{E1} = 7.6 \text{ mA}$, 所以 Q_1 管在最大不失真时其发射极交流电流的最大值 i_{em} 就是 7.6 mA ,

$$P_{Lmax} = \left(\frac{i_{em}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_L = \left(\frac{i_{em} \times \frac{R_s}{R_s + R_L}}{\sqrt{2}} \right)^2 R_L \\ = \left(\frac{7.6 \times 10^{-3} \times \frac{1000}{1000 + 8}}{\sqrt{2}} \right)^2 \times 8 \approx 227 \mu\text{W}$$

E7.6 一个与图 7.15 相似的共基极放大器电路, 其中 $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{EE} = -15 \text{ V}$, $R_s = 50 \Omega$, $R_B = 2.7 \text{ k}\Omega$, $R_C = 1.2 \text{ k}\Omega$ 。设 $\beta_F = \beta_s = 50$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。试计算从 v_s 看进去的小信号输入电阻 r_{is} 、输出电阻 r_o 及电压增益 v_o/v_{is} 。

解 放大器电路如图 E7.6a 所示, 其小信号电路模型如图 E7.6b 所示。由图 (a)

$$I_C = \frac{-V_{EE} - V_{BE(on)}}{R_B} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1}$$

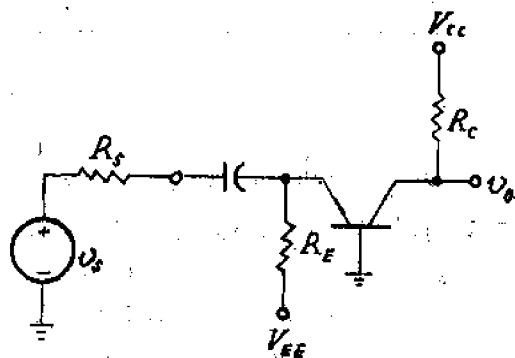
$$= \frac{15 - 0.7}{2.7} \times \frac{50}{50 + 1}$$

$$\approx 5.19 \text{ mA}$$

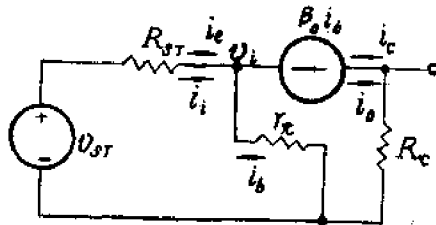
$$r_{\pi} = \frac{\beta_s \times 26}{I_C} = \frac{50 \times 26}{5.19}$$

$$\approx 251 \Omega$$

由图 (b) 得 r_{is} 、 r_o 及 a_{vs} 。



a)



b)

图 E7.6

$$r_{is} = R_s + R_E // \left(\frac{r_\pi}{\beta_o + 1} \right) = 50 + 2700 // \frac{251}{50 + 1} \approx 54.9 \Omega$$

$$r_o = R_C = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{sT}} \times \frac{v_{sT}}{v_i} = - \frac{a_o R_C}{R_{sT} + \frac{r_\pi}{\beta_o + 1}} \times \frac{R_E}{R_s + R_E}$$

$$= \frac{\frac{50}{50 + 1} \times 1.2}{0.05 // 2.7 + \frac{0.251}{50 + 1}} \times \frac{2.7}{0.05 + 2.7} \approx 21.4$$

E7.7 试对具有下列参数的晶体管电路, 编制一张与表7.2相似的表格:

$$I_C = 2 \text{ mA}, \quad \beta_o = 80,$$

$$R_C = 5 \text{ k}\Omega, \quad R_E = 1 \text{ k}\Omega.$$

解

	共射 (CE)	共集 (CC)	共基 (CB)
r_i	$r_\pi = 1.04 \text{ k}\Omega$	$r_\pi + (\beta_o + 1) R_E = 82 \text{ k}\Omega$	$r_\pi / (\beta_o + 1) = 12.8 \Omega$
r_o	$R_C = 5 \text{ k}\Omega$	$[r_\pi / (\beta_o + 1)] // R_E = 13 \Omega$	$R_C = 5 \text{ k}\Omega$
a_i	$\beta_o = 80$	$\beta_o + 1 = 81$	$a_o = 0.99$
a_o	$\frac{-\beta_o R_C}{r_\pi} = -385$	$\frac{(\beta_o + 1) R_E}{r_\pi + (\beta_o + 1) R_E} = 0.99$	$\beta_o R_C / r_\pi = 385$

习 题

所有习题都假定在温度27°C下求解。

P7.1 计算下面四只不同的晶体管在给定的工作电流下的 g_m 和 r_π :

(a) $\beta_o = 50$, $I_C = 0.5 \text{ mA}$;

(b) $\beta_o = 30$, $I_C = 500 \mu\text{A}$;

(c) $\beta_o = 200$, $I_C = 100 \mu\text{A}$;

(d) $\beta_o = 1000$, $I_C = 10 \mu\text{A}$ 。

解

I_C	β_o	$g_m = I_C / V_T$	$r_\pi = \beta_o V_T / I_C$
(a) 0.5 mA	50	19.2 mS	2.6 kΩ
(b) 500 μA	30	19.2 mS	1.56 kΩ
(c) 0.1 mA	200	3.85 mS	52 kΩ
(d) 10 μA	1000	0.385 mS	2.6 MΩ

P7.2 利用 (1.11d) 式推导 $V_{BE} \ll 5V_T$ 及 $V_{BE} \gg 5V_T$ 时的公式 (7.10b)。

解 由 (1.11d) 式得:

$$\begin{aligned} I_C &= \alpha_F I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - 1) - I_{CS} (e^{V_{BC}/V_T} - 1) \\ &\approx \alpha_F I_{ES} (e^{V_{BE}/V_T} - e^{V_{BC}/V_T}) \quad (\because \alpha_F I_{ES} \approx I_{CS}) \\ &\approx \alpha_F I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} \quad (\because V_{BE} \gg 5V_T, V_{BC} \ll 5V_T) \end{aligned}$$

而

$$g_m = \frac{dI_C}{dV_{BE}} = \frac{1}{V_T} \alpha_F I_{ES} e^{V_{BE}/V_T} = \frac{I_C}{V_T}, \text{ 即(7.10b) 式。}$$

P7.3 根据放大区表达式 $\beta_o = dI_C/dI_B$ 和 $\beta_F = I_C/I_B$,

$$\text{证明 } \beta_o = \frac{\beta_F}{1 - \left(\frac{I_C}{\beta_F} \right) \left(\frac{d\beta_F}{dI_C} \right)}.$$

$$\text{证 } \because I_C = \beta_F I_B$$

$$\text{而 } \beta_o = \frac{dI_C}{dI_B} = \beta_F + I_B \frac{d\beta_F}{dI_B}$$

$$\text{又 } \because \frac{d\beta_F}{dI_B} = \left(\frac{d\beta_F}{dI_C} \right) \left(\frac{dI_C}{dI_B} \right) = \frac{d\beta_F}{dI_C} \cdot \beta_o$$

$$\therefore \beta_o = \beta_F + I_B \cdot \beta_o \cdot \frac{d\beta_F}{dI_C} = \beta_F + \frac{I_C}{\beta_F} \cdot \beta_o \cdot \frac{d\beta_F}{dI_C}$$

$$\text{因此 } \beta_o [1 - (I_C/\beta_F)(d\beta_F/dI_C)] = \beta_F$$

$$\therefore \beta_o = \frac{\beta_F}{1 - (I_C/\beta_F)(d\beta_F/dI_C)} \text{ 证毕。}$$

P7.4 在图7.1a中, 已知 $V_{CC} = 15V$, 求能建立习题 P7.1 中工作点电流的 R_B 和 R_C 值。假定 $\beta_F = \beta_o$, 并取 $V_{CE} = 7.5V$ 。

解 电路参看图E7.2a。

I_C	β_o	$R_B = \frac{V_{CC} - 0.7}{I_C} \beta_F$	$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C}$
(a) 0.5mA	50	1.43 MΩ	15kΩ
(b) 500μA	30	0.858kΩ	15Ω
(c) 0.1mA	200	28.6 MΩ	75kΩ
(d) 10μA	1000	1430 MΩ	750kΩ

P7.5 (a) 对于习题 P7.4 中四只晶体管及算出的相应的电阻值, 确定 r_i , r_o , a_v 及 a_{i_o} 。

(b) 试证明(7.20a)式的增益表达式的另一种形式为 $a_v = -g_m R_C$ 。

(c) 引用(b)的结果将图 7.1a 电路的 a_v 写成以变量为 V_{CC} , V_{CE} 及 V_T 的一般表达式。

(d) 用(c)的结果求图 7.1a 放大器所能达到的最大增益的上限, 假定放大器采用的输入信号非常小, 因此输出信号只有几 mV。

解 (a)

	$r_{\pi} = \frac{\beta_0 V_T}{I_C}$	$r_i = r_{\pi} // R_B$	$r_o = R_C$	$a_v = -\frac{\beta_0 R_C}{r_{\pi}}$	$a_i = \beta_0$
(a)	2.6k Ω	2.6k Ω	15k Ω	-288	50
(b)	1.56 Ω	1.56 Ω	15 Ω	-288	30
(c)	52k Ω	51.9k Ω	75k Ω	-288	200
(d)	2.6M Ω	2.6M Ω	750k Ω	-288	1000

(b) 证:

$$\therefore a_v = -\frac{\beta_0 R_C}{r_{\pi}}$$

而由 (7-11) 式:

$$\beta_0 = g_m r_{\pi}$$

$$\therefore a_v = -g_m R_C \quad \text{证毕。}$$

(c) $a_v = -g_m R_C$

而由图 E7.2(a) 知:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C}$$

$$\text{又} \quad g_m = I_C / V_T$$

$$\therefore a_v = -(I_C / V_T) [(V_{CC} - V_{CE}) / I_C] = -\frac{V_{CC} - V_{CE}}{V_T}$$

(d) 最大增益的上限:

$$a_v = -\frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{V_T}$$

式中 $V_{CE(sat)}$ 为饱和压降。

P7.6 图 P7.6 的电路除了在输入端加了一个电源内阻 R_s 和另有一个外接负载电阻 R_{XL} 外, 其余与图 7.1a 相似。电容 C_2 的作用是阻隔直流并使交流短路。试求晶体管集电极的交流负载电阻 R_L , 并利用此结果算出电压增益 v_L/v_i , 问题针对题 P7.5(a) 中四组不同的参数并采用下列电源内阻及外接负载:

	R_s	R_{XL}
(a)	5k Ω	10k Ω
(b)	3 Ω	8 Ω
(c)	10k Ω	50k Ω
(d)	500k Ω	500k Ω

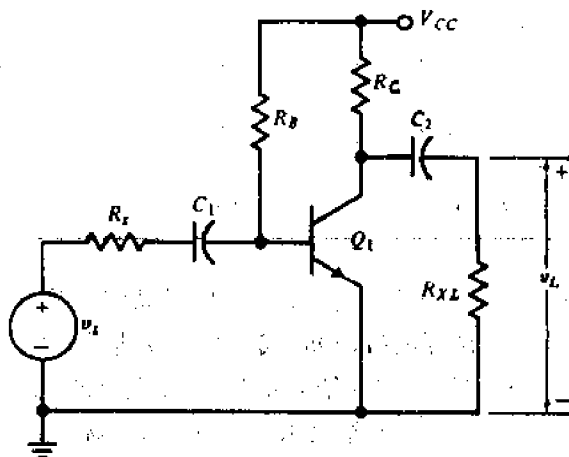


图 P7.6

解 图P7.6放大器电路的小信号模型如图P7.6a所示。

由小信号模型得,

$$a_v = \frac{v_L}{v_s} = \frac{v_L}{v_i} \times \frac{v_i}{v_s} = -\frac{\beta_o R_L}{r_\pi} \times \frac{r_i}{R_s + r_i}$$

$$r_i = R_B // r_\pi$$

$$r_\pi \ll R_B \text{ 时, } r_i \approx r_\pi$$

$$a_v \approx -\frac{\beta_o R_L}{R_s + r_\pi}$$

而
当

$\therefore$

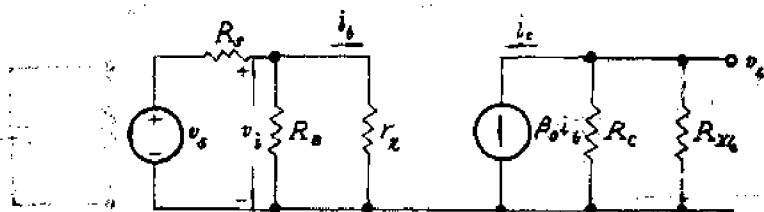


图 P7.6a

$R_s + r_\pi$	$R_L = R_C // R_{L_L}$	$a_v = -\frac{\beta_o R_L}{R_s + r_\pi}$
(a) $5 + 2.6 = 7.6 \text{ k}\Omega$	$15 // 10 = 6 \text{ k}\Omega$	$-\frac{50 \times 6}{7.6} = -39.5$
(b) $3 + 1.56 = 4.56 \text{ k}\Omega$	$15 // 8 = 5.22 \text{ k}\Omega$	$-\frac{30 \times 5.22}{4.56} = -34.3$
(c) $10 + 52 = 62 \text{ k}\Omega$	$75 // 50 = 30 \text{ k}\Omega$	$-\frac{200 \times 30}{62} = -96.8$
(d) $0.5 + 2.6 = 3.1 \text{ M}\Omega$	$750 // 500 = 300 \text{ k}\Omega$	$-\frac{1000 \times 300}{3100} = -96.8$

P7.7 在习题 P7.5b 中已证明过, 如果图 7.1a 放大器的工作电流不随 β_F 改变, 则电压增益与 β_F 无关。此外如果工作点在 β_F 变化时能够保持稳定, 则输出电压的摆动范围将保持为常数。在分立元件晶体管电路中曾采用不同的方法来稳定工作点, 使它不随 β_F 的变化而变化。图 7.1a 的固定基极偏置电路在这点上是比较差的, 因为如果 β_F 变动 $\Delta\beta$, 则集电极电流将变动 $\Delta I_C = \Delta\beta I_B$ 。当 I_B 固定时, β_F 的正常变动 (由于各个管子的 β_F 不相同再加上温度的影响) 引起 I_C 的变动将缩小输出电压摆动范围, 同时也将减小放大器的增益, 使放大器不能胜任原来的任务。减小偏置受 β_F 的影响的一种方法是采用图 P7.7a 所示的发射极偏置电路。根据戴维宁定理这个电路可以变换成图 P7.7b 电路。 R_B 必须保持足够大, 使得放大

器的交流输入电阻相对信号源内阻而言不致于降得太低。

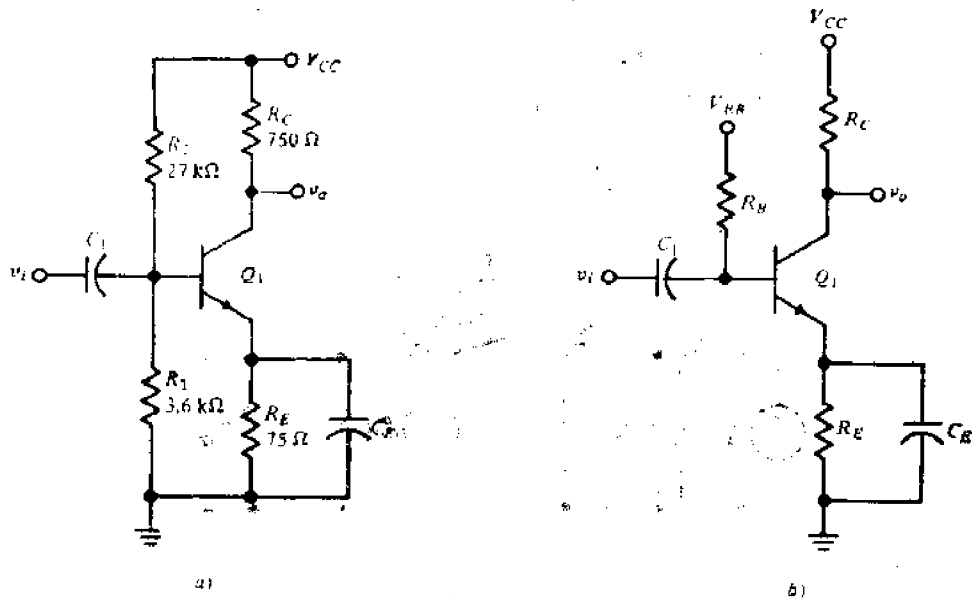


图 P7.7

(a) 试证明图 P7.7b 电路中发射极电流的表达式为

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)}}{R_E + \frac{R_B}{\beta_F + 1}}$$

(b) 对于图 P7.7a 电路, 在 $\beta_F = 100$ 及 $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 时, 试求 I_E 和 V_{CE} 的数值。

(c) 如旁路电容足够大, 因此可以当作短路, 试根据(b)中得出的条件求 (1) r_i ; (2) r_o ; (3) a_{vo} 。

(d) 如果(b)中晶体管的 β_F 可从 60 变到 190, 则 I_E 的最大值和最小值应为多少? (b)中所求得的 I_E 及 V_{CE} 将变动百分之几?

(e) 如果(b)中电阻 R_1 和 R_2 能各自独立地变化 $\pm 10\%$, 而其它条件不变, 试问 I_E 能取的极值将是多少? (b)中所求得的 I_E 及 V_{CE} 将变动百分之几?

解 (a) 证:

由图 P7.7b 得:

$$I_B R_B + I_E R_E = V_{BB} - V_{BE(on)}$$

即

$$I_E \left(\frac{I_B}{I_E} R_B + R_E \right) = V_{BB} - V_{BE(on)}$$

$$I_E = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)}}{\frac{I_B}{I_E} R_B + R_E} = \frac{V_{BB} - V_{BE(on)}}{\frac{R_B}{1 + \beta_F} + R_E} \quad \text{证毕。}$$

$$(b) \because V_{BS} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{3.6}{3.6 + 27} \times 15 = 1.76V$$

$$R_B = R_1 // R_2 = 3.6 // 27 = 3.18k\Omega$$

$$I_E = \frac{V_{BS} - V_{BE(on)}}{\frac{R_B}{1 + \beta_F} + R_E} = \frac{1.76 - 0.7}{\frac{3.18}{1 + 100} + 0.075} = 9.95mA$$

$$I_C = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_E = \frac{100}{100 + 1} \times 9.95 = 9.85mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E = 15 - 9.85 \times 0.75 - 9.95 \times 0.075 = 6.87V$$

$$(c) \quad r_s = \frac{\beta_o V_T}{I_C} = \frac{100 \times 26}{9.85} = 0.264k\Omega$$

$$r_i = R_B // r_s = 3.18 // 0.264 = 0.244k\Omega$$

$$r_o = R_C = 0.75k\Omega$$

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = - \frac{\beta_o R_C}{r_s} = - \frac{100 \times 0.75}{0.264} = -284$$

(d) 由(b)知

$$I_E = \frac{V_{BS} - V_{BE(on)}}{R_E + \frac{R_B}{1 + \beta_F}}$$

当 $\beta_F = 60$ 时,

$$I_E = \frac{1.76 - 0.7}{0.075 + \frac{3.18}{1 + 60}} = 8.34mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} - \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_E R_C - I_E R_E = 15 - \frac{60}{61} \times 8.34 \times 0.75 - 8.34 \times 0.075 = 8.22V$$

当 $\beta_F = 190$ 时,

$$I_E = \frac{1.76 - 0.7}{0.075 + \frac{3.18}{1 + 190}} = 11.57mA$$

$$V_{CE} = 15 - \frac{190}{191} \times 11.57 \times 0.75 - 11.57 \times 0.075 = 5.5V$$

当 β_F 从 100 变到 60 时,

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \frac{8.34 - 9.95}{9.95} = -16.2\%$$

$$\frac{\Delta V_{CE}}{V_{CE}} = \frac{8.22 - 6.87}{6.87} = 19.7\%$$

当 β_F 从 100 变到 190 时,

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \frac{11.57 - 9.95}{9.95} = 16.3\%$$

$$\frac{\Delta V_{CE}}{V_{CE}} = \frac{5.5 - 6.87}{6.87} = -19.9\%$$

(e) 如果 R_1 和 R_2 能各自独立地变化 $\pm 10\%$, 则 R_1 和 R_2 能取的极端值分别如下:

$$\underline{R}_1 = 3.6(1 - 10\%) = 3.24\text{k}\Omega$$

$$\bar{R}_1 = 3.6(1 + 10\%) = 3.96\text{k}\Omega$$

$$\underline{R}_2 = 27(1 - 10\%) = 24.3\text{k}\Omega$$

$$\bar{R}_2 = 27(1 + 10\%) = 29.7\text{k}\Omega$$

由(a), (b)可知:

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{BB} - V_{BE(on)}}{\frac{R_1}{1 + \beta_F} + R_E} = \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE(on)}}{\frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2} \times \frac{1}{1 + \beta_F} + R_E} \\ &= \frac{R_1 V_{CC} - V_{BE(on)}(R_1 + R_2)}{R_1 \times R_2 \times \frac{1}{1 + \beta_F} + R_E(R_1 + R_2)} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\frac{R_2}{1 + \beta_F} + R_E \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{所以 } I_E &= \frac{V_{CC} - V_{BE(on)} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{\frac{R_2}{1 + \beta_F} + R_E \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)} = \frac{15 - 0.7 \left(1 + \frac{24.3}{3.96}\right)}{\frac{24.3}{1 + 100} + 0.075 \left(1 + \frac{24.3}{3.96}\right)} \\ &= 12.9\text{mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_E &= \frac{V_{CC} - V_{BE(on)} \left(1 + \frac{\bar{R}_2}{R_1}\right)}{\frac{\bar{R}_2}{1 + \beta_F} + R_E \left(1 + \frac{\bar{R}_2}{R_1}\right)} = \frac{15 - 0.7 \left(1 + \frac{29.7}{3.24}\right)}{\frac{29.7}{1 + 100} + 0.075 \left(1 + \frac{29.7}{3.24}\right)} \\ &= 7.51\text{mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{V}_{CE} &= V_{CC} - \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_E \times R_C - I_E R_E \\ &= 15 - \frac{100}{101} \times 7.51 \times 0.75 - 7.51 \times 0.075 \\ &= 8.86\text{V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{V}_{CE} &= V_{CC} - \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_E R_C - I_E R_E = 15 - \frac{100}{101} \times 12.9 \times 0.75 - 12.9 \times 0.075 \\ &= 4.45\text{V} \end{aligned}$$

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \frac{I_E - I_E}{I_E} = \frac{12.9 - 9.95}{9.95} = 29.6\%$$

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \frac{I_E - I_E}{I_E} = \frac{7.51 - 9.95}{9.95} = -24.5\%$$

$$\frac{\Delta V_{CE}}{V_{CE}} = \frac{V_{CE} - V_{CE}}{V_{CE}} = \frac{4.45 - 6.87}{6.87} = -35.2\%$$

$$\frac{\Delta V_{CE}}{V_{CE}} = \frac{\bar{V}_{CE} - V_{CE}}{V_{CE}} = \frac{8.86 - 6.87}{6.87} = 29\%$$

P7.8 图 P7.8 电路是晶体管电路的另一种偏置方法, 称为集电极-基极偏置法。

(a) 试证明发射极电流为 $I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_L + \frac{R_B}{\beta_F + 1}}$ 。

(b) 设 $R_L = 750\Omega$, $V_{CC} = 15V$, $V_{BE(on)} = 0.7V$, $\beta_F = 100$, 试求当发射极电流为 $10mA$ 时的 R_B 值。

(c) 对此电路重做 P7.7(d)。

(d) 图 P7.8 电路与图 P7.7a 电路相比有什么优缺点?

(e) 我们将在第九章中看到, 通过 R_B 的反馈将影响输入电阻, 结果是

$$r_i = r_{\pi} // \frac{R_B}{|a_v| + 1}, \text{ 试证明当 } V_{CE} = V_{CC}/2 \text{ 及 } |a_v| \gg 1 \text{ 时, } r_i \text{ 的近似式为 } r_i \approx \frac{r_{\pi}}{2}.$$

解 (a) 证:

由图 P7.8 可列出回路方程式:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= (I_C + I_B)R_L + I_B R_B + V_{BE(on)} \\ &= I_E R_L + I_B R_B + V_{BE(on)} \end{aligned}$$

再考虑到 $I_B = \frac{1}{1 + \beta_F} I_E$, 代入到上式, 整理后就得

$$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_L + \frac{R_B}{1 + \beta_F}} \quad \text{证毕。}$$

(b) 由(a)得

$$\begin{aligned} R_B &= \frac{1 + \beta_F}{I_E} (V_{CC} - V_{BE(on)} - I_E R_L) \\ &= \frac{1 + 100}{10} (15 - 0.7 - 10 \times 0.75) = 68.7k\Omega \end{aligned}$$

(c)

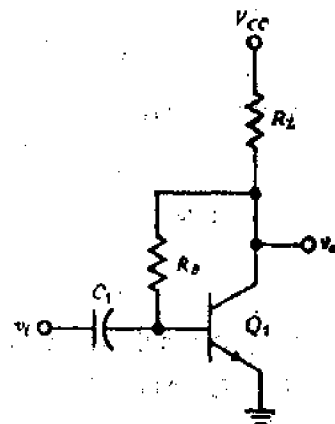


图 P7.8

β_F	$I_E = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_L + \frac{R_B}{\beta_F + 1}}$ (mA)	$V_{CE} = V_{CC} - I_E R_L$ (V)	$\frac{\Delta I_E}{I_E} (\%)$	$\frac{\Delta V_{CE}}{V_{CE}} (\%)$
60	7.62	9.29	-23.8	23.9
100	10	7.5	0	0
180	12.9	5.33	29	-28.9

(d) 优点: 图 P7.8 电路也可起稳定静态工作点作用, 而且元件用得少 (只有二个电阻, 发射极到地无旁路电容)。

缺点:

- 1) 静态工作点与稳定性不能分别设计。
- 2) 要稳定性好, 首先 R_L 就不能小, 所以不宜用在变压器负载电路 (如功放) 中。
- 3) 因为实际 R_B 都较大, 所以由 (a) 的 I_E 式得知本电路对 β_F 的漂移的稳定性差。
- 4) 作为电压放大器而言, 输入电阻常较低。

(e) 证:

$$\begin{aligned} \because V_{CC} &= I_E R_L + V_{CE} \\ \therefore \text{当 } V_{CE} &= V_{CC}/2 \text{ 时, } I_E R_L = V_{CC}/2 \\ \text{又} \because V_{CC} &= I_E R_L + I_B R_B + V_{BE(on)} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\text{当 } V_{CC} \gg V_{BE(on)} \text{ 时 } V_{CC} \approx I_E R_L + I_B R_B = \frac{V_{CC}}{2} + I_B R_B$$

$$\therefore I_B R_B = \frac{V_{CC}}{2} = I_E R_L \quad (2)$$

$$\text{即 } R_B = \frac{I_E}{I_B} R_L \approx \frac{I_C}{I_B} R_L = \beta_F R_L \approx \beta_0 R_L \quad (3)$$

图 P7.8 电路中, 当 $a_v \gg 1$ 及 $R_B \gg R_L$ 时可以证明其电压放大倍数 a_v 为

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} \approx -\beta_0 \frac{R_L}{r_s} \quad (4)$$

将 (3) 式代入 (4) 式:

$$a_v \approx -\frac{R_B}{r_s} \quad \text{即 } \frac{R_B}{|a_v|} \approx r_s$$

所以当 $|a_v| \gg 1$ 时

$$r_i = \left[r_s // \frac{R_B}{|a_v| + 1} \right] \approx r_s // \frac{R_B}{|a_v|} = r_s // r_s = \frac{r_s}{2} \quad \text{证毕。}$$

P7.9 对于图 7.8 电路, 如果设 $V_{CC} = 15\text{V}$, $I_{C1} = 100\mu\text{A}$, $V_{CE1} = 5\text{V}$, $I_{C2} = 1\text{mA}$, $V_{CE2} = 7.5\text{V}$, $\beta_F = \beta_0 = 200$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 。试求能使通过电池的直流电流为零的 R_1 , R_2 , R_3 , R_4 和电池电压应取的数值。

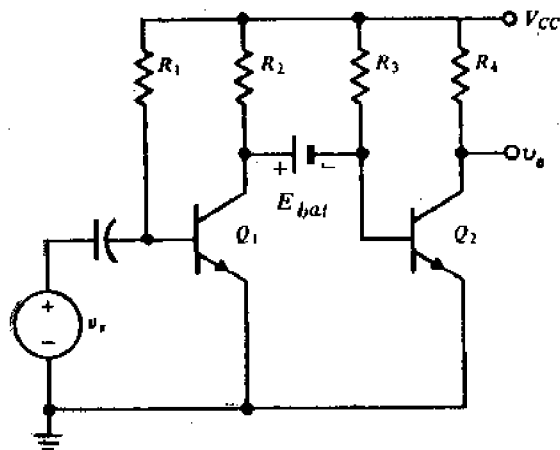


图 P7.9

解 放大器电路如图 P7.9 所示。

电池电压:

$$\begin{aligned} E_{bat} &= V_{CE1} - V_{BE(on)} \\ &= 5 - 0.7 \\ &= 4.3\text{V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{\frac{I_{C1}}{\beta_F}} \\ &= \frac{15 - 0.7}{\frac{0.1}{200}} \\ &= 28600\text{k}\Omega = 28.6\text{M}\Omega \end{aligned}$$

$$R_2 = \frac{V_{CC} - V_{CE1}}{I_{C1}} = \frac{15 - 5}{0.1} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{CC} - V_{BE(ON)}}{I_{C2}/\beta_F} = \frac{15 - 0.7}{1/200} = 2860 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{V_{CC} - V_{CE2}}{I_{C2}} = \frac{15 - 7.5}{1} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

P7.10 对于习题P7.9中的放大器,试计算第一级增益(v_{e1}/v_{b1}),第二级增益(v_{e2}/v_{b2}),总增益(v_o/v_i),输入电阻 r_i 和输出电阻 r_o 。

解: $r_{e1} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C1}} = \frac{200 \times 26}{0.1} = 52 \text{ k}\Omega$

$$r_{e2} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C2}} = \frac{200 \times 26}{1} = 5.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L1} = R_2 // R_3 // r_{e2} = 100 // 2860 // 5.2 = 4.93 \text{ k}\Omega$$

$$a_{v1} = \frac{v_{e1}}{v_{b1}} = \frac{\beta_o R_{L1}}{r_{e1}} = \frac{-200 \times 4.93}{52} = -19$$

$$a_{v2} = \frac{v_{e2}}{v_{b2}} = \frac{\beta_o R_4}{r_{e2}} = \frac{-200 \times 7.5}{5.2} = -288$$

$$a_{vo} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_{e1}}{v_{b1}} \times \frac{v_{e2}}{v_{b2}} = (-19) \times (-288) = 5472$$

$$r_i = R_1 // r_{e1} = 28600 // 52 = 51.9 \text{ k}\Omega$$

$$r_o \approx R_4 = 7.5 \text{ k}\Omega$$

P7.11 图P7.11代表一个两级共发射极放大器。偏置电路的细节没有画出来,但我们知道

Q_1 和 Q_2 都工作在放大区,且每个管子的集电极电流为2.6mA, β_o 为100。试计算:

(a) R_{L1} 。

(b) $a_{v1} (\equiv v_{e1}/v_{b1})$ 。

(c) $a_{v2} (\equiv v_{e2}/v_{b2})$ 。

(d) $a_{vo} (\equiv v_o/v_i)$ 。

(e) r_i (从 Q_1 基极看进去的电阻)。

(f) $a_{v2} (\equiv v_{e2}/v_i)$ 。

解:

(a) $r_{e1} = r_{e2} = \frac{\beta_o V_T}{I_C} = \frac{100 \times 26}{2.6} = 1 \text{ k}\Omega$

$R_{L1} = R_{e1} // r_{e2} = 1 // 1 = 0.5 \text{ k}\Omega$

(b) $a_{v1} = \frac{v_{e1}}{v_{b1}} = \frac{-\beta_o R_{L1}}{r_{e1}} = \frac{-100 \times 0.5}{1} = -50$

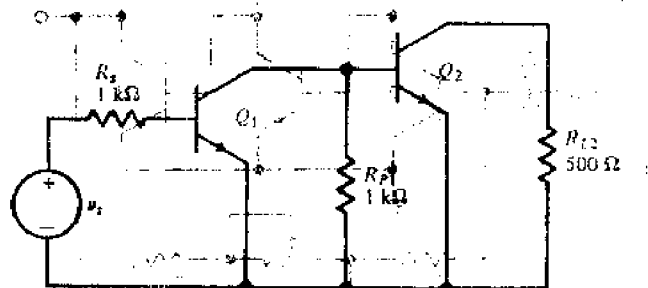


图 P7.11

$$(c) \quad a_{v2} \equiv \frac{v_{e2}}{v_{b2}} = \frac{-\beta_2 R_{L2}}{r_{e2}} = \frac{-100 \times 0.5}{1} = -50$$

$$(d) \quad a_v \equiv \frac{v_{e2}}{v_{b1}} = a_{v1} \times a_{v2} = (-50) \times (-50) = 2500$$

$$(e) \quad r_i = r_{e1} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$(f) \quad a_{v_s} \equiv \frac{v_{e2}}{v_s} = \frac{v_{e2}}{v_{b1}} \cdot \frac{v_{b1}}{v_s} = a_v \cdot \frac{r_{e1}}{R_s + r_{e1}} = 2500 \times \frac{1}{1+1} = 1250$$

•P7.12 (a) 图P7.12a的三级放大电路中有一个电位器 R_{PV} , 利用它可以调整得到 $V_{C3} = V_{CC}/2$ 。已知 $I_{C1} = 100 \mu\text{A}$, $I_{C2} = 1 \text{ mA}$ 和 $I_{C3} = 10 \text{ mA}$, 试求 R_{PV} , R_{C1} , R_{C2} 和 R_{C3} 。设 $\beta_F = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

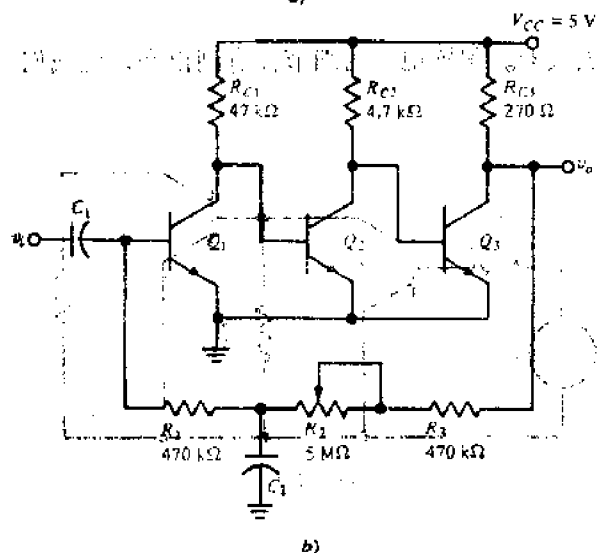
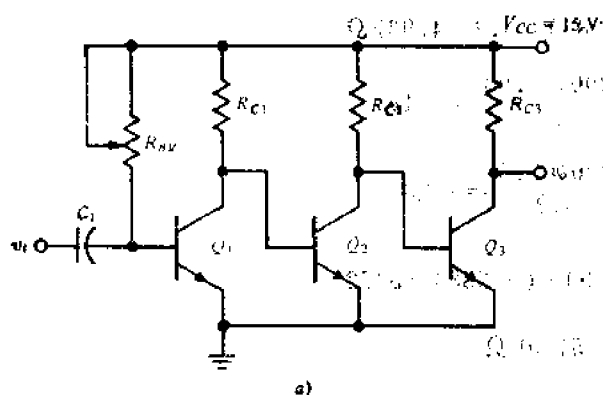


图 P7.12

(b) 确定 $a_v = (v_o/v_i)$, r_i 和 r_o 等数值。

(c) 为了有较好的偏置稳定性, 我们采用图 P7.12b 电路 (图中把习题 P7.8 的集电极-基极偏置方法推广到多级放大电路)。为了不影响小信号输入电阻, 我们将反馈电阻分成两段, 并采用了一个电容 C_1 使直流反馈不影响交流特性。试按图 P7.12b 中数值求 I_{C1} , I_{C2} 和 I_{C3} 。图中 $V_{CC} = 5 \text{ V}$, 调整 R_1 使 $V_{C3} = V_{CC}/2$ 。已知 $\beta_F = 100$ 及 $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。(提示: 从 Q_3 开始, 随后逐步回到 Q_1 。)

(d) 根据(c)中已知的数值, R_1 的值应该调整到多少?

(e) 对于(c)中的电路, 试计算 a_v , r_i 和 r_o 。

(f) 假定 Q_1 和 Q_2 的 β_F 为 100, 如果我们想重新调整 R_1 , 则图 P7.12b 电路中 β_{F1} 的允许变动范围是多少?

(g) 重做(f), 但是 R_1 和 R_2 用一固定电阻来代替, 这个电阻是在 $\beta_{F1} = 100$, $V_{C3} = 2.5 \text{ V}$ 时选定的。若要求 V_{C3} 保持在 2—3V 范围内, 试求 β_{F1} 的允许变动范围。

(h) 重做(g), 但是现在 V_{C3} 允许在 1.5 到 3.5V 范围内变动。

$$\text{解 (a)} \quad \therefore R_{C3} = \frac{V_{CC} - V_{CE3}}{I_{C3}} = \frac{V_{CC} - V_{C3}}{I_{C3}} = \frac{15 - 7.5}{10} = 0.75 \text{ k}\Omega$$

$$R_{c2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{I_{c2} + \frac{I_{c3}}{\beta_F}} = \frac{15 - 0.7}{1 + \frac{10}{100}} = 13 \text{ k}\Omega$$

$$R_{c1} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{I_{c1} + \frac{I_{c2}}{\beta_F}} = \frac{15 - 0.7}{0.1 + \frac{1}{100}} = 130 \text{ k}\Omega$$

$$R_{BV} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{\frac{I_{c1}}{\beta_F}} = \frac{15 - 0.7}{\frac{0.1}{100}} = 14.3 \times 10^3 \text{ k}\Omega = 14.3 \text{ M}\Omega$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{c1}} = \frac{100 \times 26}{0.1} = 26 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{c2}} = \frac{100 \times 26}{1} = 2600 \Omega$$

$$r_{\pi 3} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{c3}} = \frac{100 \times 26}{10} = 260 \Omega$$

$$R_{L1} = R_{c1} // r_{\pi 2} = 130 // 2.6 = 2.55 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L2} = R_{c2} // r_{\pi 3} = 13 // 0.26 = 0.255 \text{ k}\Omega$$

$$a_v = \left(-\frac{\beta_0 R_{L1}}{r_{\pi 1}} \right) \left(-\frac{\beta_0 R_{L2}}{r_{\pi 2}} \right) \left(-\frac{\beta_0 R_{c3}}{r_{\pi 3}} \right) = -\frac{100 \times 2.55}{26} \times \frac{100 \times 0.255}{2.6} \times \frac{100 \times 0.75}{0.26} = -27747$$

$$r_i = R_{BV} // r_{\pi 1} = 14300 // 26 \approx 26 \text{ k}\Omega$$

$$r_o \approx R_{c3} = 0.75 \text{ k}\Omega$$

(c) 从 Q_3 算起, 且设反馈支路 R_1, R_2, R_3 的分流作用小到可忽略不计 ($\because$ 反馈支路直流电流是 I_{B1} , 而 $I_{B1} \ll I_{c3}$),

$$I_{c3} \approx \frac{V_{ac} - V_{c3}}{R_{c3}} = \frac{5 - 2.5}{0.27} = 9.26 \text{ mA}$$

$$I_{c2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_{c2}} - \frac{I_{c3}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{4.7} - \frac{9.26}{100} = 822 \mu\text{A}$$

$$I_{c1} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_{c1}} - \frac{I_{c2}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{47} - \frac{0.822}{100} = 83.3 \mu\text{A}$$

$$(d) \quad \because I_{B1}(R_1 + R_2 + R_3) = V_{c3} - V_{BE(on)}$$

$$R_2 = \frac{V_{c3} - V_{BE(on)}}{I_{B1}} - R_3 - R_1 = \frac{\beta_F(V_{c3} - V_{BE(on)})}{I_{c1}} - R_3 - R_1 = \frac{100(2.5 - 0.7)}{0.0833} - 470 - 470 = 1.22 \times 10^3 \text{ k}\Omega$$

$$(e) \quad \because r_{\pi 1} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{c1}} = \frac{100 \times 26}{0.0833} = 31.2 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C2}} = \frac{100 \times 26}{0.822} = 3.16 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{\pi 3} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{100 \times 26}{9.26} = 281 \Omega$$

$$R_{L1} = R_{C1} // r_{\pi 2} = 47 // 3.16 = 2.96 k\Omega$$

$$R_{L2} = R_{C2} // r_{\pi 3} = 4.7 // 0.281 = 0.265 k\Omega$$

$$R_{L3} = R_{C3} // (R_2 + R_3) = 0.27 // (1220 + 470) \approx 270 \Omega$$

$$\therefore a_v = \left(-\frac{\beta_0 R_{L1}}{r_{\pi 1}} \right) \left(-\frac{\beta_0 R_{L2}}{r_{\pi 2}} \right) \left(-\frac{\beta_0 R_{L3}}{r_{\pi 3}} \right)$$

$$= -\frac{100 \times 2.96}{31.2} \times \frac{100 \times 0.265}{3.16} \times \frac{100 \times 0.27}{0.281}$$

$$= -7645$$

$$r_i = R_1 // r_{\pi 1} = 470 // 31.2 = 29.3 k\Omega$$

$$r_o = R_{C3} // (R_2 + R_3) = 0.27 // (1220 + 470) \approx 0.27 k\Omega$$

(f) 当 $R_2 = 0$ 时,

$$I_{B1max} = \frac{V_{C3} - V_{BE(on)}}{R_3 + R_1} = \frac{2.5 - 0.7}{470 + 470} = 1.92 \times 10^{-3} \text{ mA}$$

当 $R_2 = 5 M\Omega$ 时,

$$I_{B1min} = \frac{V_{C3} - V_{BE(on)}}{R_3 + R_2 + R_1} = \frac{2.5 - 0.7}{470 + 500 + 470} = 0.303 \times 10^{-3} \text{ mA}$$

而利用(c)中的近似条件已求出 $I_{E1} = 83.3 \mu A$

$$\therefore \beta_{F1max} = \frac{I_{C1}}{I_{B1min}} = \frac{83.3}{0.303} = 275$$

$$\beta_{F1min} = \frac{I_{C1}}{I_{B1max}} = \frac{83.3}{1.92} = 43.4$$

(g) 当 $V_{C3} = 2V$ 时: [计算时考虑到题(c)中 $R_3 + R_2 = 470 + 1220 = 1690 k\Omega$]

$$I_{C3} = \frac{V_{CC} - V_{C3}}{R_{C3}} = \frac{V_{CE3} - V_{BE1(on)}}{(R_3 + R_2) + R_1} = \frac{5 - 2}{0.27} = \frac{2 - 0.7}{1690 + 470} = 11.1 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = \frac{V_{C3} - V_{BE2(on)}}{R_{C2}} = \frac{I_{C3}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{4.7} = \frac{11.1}{100} = 0.804 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = \frac{V_{C2} - V_{BE1(on)}}{R_{C1}} = \frac{I_{C2}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{47} = \frac{0.804}{100} = 0.0834 \text{ mA}$$

$$\text{而 } \frac{I_{C1}}{\beta_{F1}} = \frac{V_{CE3} - V_{BE1(on)}}{R_1 + R_2 + R_3}$$

$$\therefore \beta_{F1} = \frac{I_{C1}(R_1 + R_2 + R_3)}{V_{CE3} - V_{BE1(on)}} = \frac{0.083(470 + 1690)}{2 - 0.7} = 139$$

当 $V_{C3} = 3V$ 时:

$$I_{C3} = \frac{V_{CC} - V_{C3}}{R_{C3}} = \frac{V_{CE3} - V_{BE1(on)}}{(R_3 + R_2) + R_1} = \frac{5 - 3}{0.27} = \frac{3 - 0.7}{1690 + 470} = 7.41 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{CE2}}{R_{C2}} - \frac{I_{C3}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{4.7} - \frac{7.41}{100} = 0.841 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{CE1}}{R_{C1}} - \frac{I_{C2}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{47} - \frac{0.841}{100} = 0.0831 \text{ mA}$$

$$\therefore \beta_{F1} = \frac{I_{C1}(R_1 + R_2 + R_3)}{V_{CE3} - V_{BE(on)}} = \frac{0.0831(470 + 1690)}{3 - 0.7} = 78$$

$\therefore \beta_{F1}$ 的允许变动范围是在 78—139 之间。

(h) 当 $V_{C3} = 1.5 \text{ V}$ 时:

$$I_{C3} = \frac{V_{CC} - V_{CE3}}{R_{C3}} - \frac{V_{CE3} - V_{BE1(on)}}{R_3 + R_2 + R_1} = \frac{5 - 1.5}{0.27} - \frac{1.5 - 0.7}{1690 + 470} = 13.0 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{CE2}}{R_{C2}} - \frac{I_{C3}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{4.7} - \frac{13}{100} = 0.785 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{CE1}}{R_{C1}} - \frac{I_{C2}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{47} - \frac{0.785}{100} = 0.0836 \text{ mA}$$

$$\therefore \beta_{F1} = \frac{I_{C1}(R_1 + R_2 + R_3)}{V_{CE3} - V_{BE(on)}} = \frac{0.0836(470 + 1690)}{1.5 - 0.7} = 226$$

当 $V_{C3} = 3.5 \text{ V}$ 时:

$$I_{C3} = \frac{V_{CC} - V_{CE3}}{R_{C3}} - \frac{V_{CE3} - V_{BE1(on)}}{R_3 + R_2 + R_1} = \frac{5 - 3.5}{0.27} - \frac{3.5 - 0.7}{1690 + 470} = 5.55 \text{ mA}$$

$$I_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{CE2}}{R_{C2}} - \frac{I_{C3}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{4.7} - \frac{5.55}{100} = 0.859 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = \frac{V_{CC} - V_{CE1}}{R_{C1}} - \frac{I_{C2}}{\beta_F} = \frac{5 - 0.7}{47} - \frac{0.859}{100} = 0.0829 \text{ mA}$$

$$\therefore \beta_{F1} = \frac{I_{C1}(R_1 + R_2 + R_3)}{V_{CE3} - V_{BE(on)}} = \frac{0.0829(470 + 1690)}{3.5 - 0.7} = 64$$

$\therefore \beta_F$ 的允许变动范围是在 64—226 之间。

P7.13 图 P7.13 射极跟随电路中的晶体管, 其 $\beta_0 = 100$, $I_C = 1.02 \text{ mA}$ 。

(a) 设 $R_S = 0$ 和 $R_L = \infty$, 试求:

- (1) r_i (从 X 点向右看);
- (2) r_o (从 Y 点向左看);
- (3) a_v ($\equiv v_L/v_s$)。

(b) 设 $R_S = 10 \text{ k}\Omega$, $R_L = 100 \Omega$, 重做 (a)。[提示: 对于 (7.38) 式的输入电阻表达式必须考虑到 R_L 而作修改。]

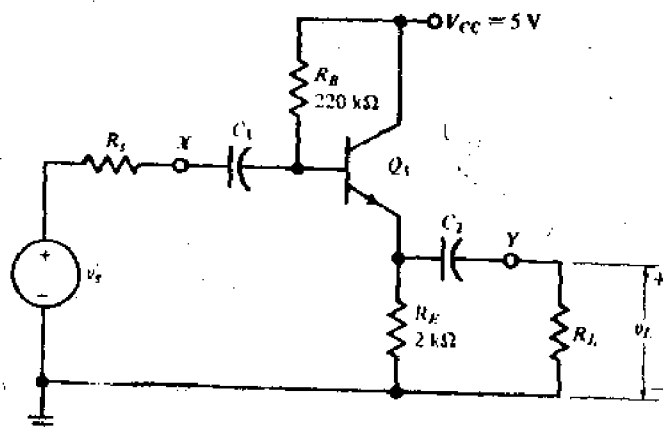


图 P7.13

解 (a) $\therefore r_s = \frac{\beta_0 V_T}{I_c} = \frac{100 \times 26}{1.02} = 2.55 \text{ k}\Omega$

$\therefore$ (1) $r_i = R_s // [r_s + (\beta_0 + 1)R_E] = 220 // [2.55 + (100 + 1) \times 2] = 106 \text{ k}\Omega$

(2) $r_o = \left(\frac{r_s}{\beta_0 + 1} \right) // R_E = \left(\frac{2.55}{100 + 1} \right) // 2 \approx 24.9 \Omega$

(3) $a_v = \frac{(\beta_0 + 1)R_E}{r_s + (\beta_0 + 1)R_E} = \frac{(100 + 1) \times 2}{2.55 + (100 + 1) \times 2} = 0.988$

(b)

(1) $r_i = R_s // [r_s + (\beta_0 + 1)(R_E // R_L)]$
 $= 220 // [2.55 + (100 + 1)(2 // 0.1)] = 11.5 \text{ k}\Omega$

(2) $R_{ST} = R_s // R_s = 10 // 220 = 9.57 \text{ k}\Omega$

$r_o = \left(\frac{R_{ST} + r_s}{\beta_0 + 1} \right) // R_E = \frac{9.57 + 2.55}{100 + 1} // 2 = 113 \Omega$

$a_v = \frac{(\beta_0 + 1)(R_E // R_L)}{R_{ST} + r_s + (\beta_0 + 1)(R_E // R_L)} \cdot \frac{R_s}{R_s + R_s}$
 $= \frac{(100 + 1)(2 // 0.1)}{9.57 + 2.55 + (100 + 1)(2 // 0.1)} \times \frac{220}{10 + 220}$
 $= 0.423$

P7.14 对于图 7.10 射极跟随器电路, 已知: $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $R_s = 68 \text{ k}\Omega$, $R_E = 750 \Omega$, $\beta_F = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$.

(a) 试求 I_c , V_E 和 V_{CE} .

(b) 设 $R_s = 0$, 试求:

(1) $r_i (\equiv v_b / i_s)$;

(2) r_o ;

(3) $a_v (\equiv v_o / v_i)$.

(c) 设 $R_s = 10 \text{ k}\Omega$, 重做(b).

解 (a) 由图可知

$$I_c = \beta_F I_B = \beta_F \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_s + (\beta_F + 1)R_E}$$

$$= 100 \times \frac{15 - 0.7}{68 + (100 + 1) \times 0.75}$$

$$= 9.95 \text{ mA}$$

$$V_E = I_E R_E = \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_c R_E = \frac{100 + 1}{100} \times 9.95 \times 0.75 = 7.54 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - V_E = 15 - 7.54 = 7.46 \text{ V}$$

(b) $r_s = \beta_0 V_T / I_c = (100 \times 26) / 9.95 = 261 \Omega$

$$r_i = R_s // [r_s + (\beta_0 + 1)R_E] = 68 // [0.261 + (100 + 1)0.75]$$

$$= 35.9 \text{ k}\Omega$$

$$r_o = \frac{r_s}{\beta_o + 1} // R_E = \frac{0.261}{100 + 1} // 0.75 = 2.57 \Omega$$

$$a_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{(\beta_o + 1)R_E}{r_s + (\beta_o + 1)R_E} = \frac{(100 + 1)0.75}{0.261 + (100 + 1) \times 0.75} = 0.997$$

(c) $R_{ST} = R_S // R_B = 10 // 68 = 8.72 \text{ k}\Omega$

$$r_i = 35.9 \text{ k}\Omega [\text{同 (b)}]$$

$$r_o = \frac{R_{ST} + r_s}{\beta_o + 1} // R_E = \frac{8.72 + 0.261}{100 + 1} // 0.75 = 79.5 \Omega$$

$$\begin{aligned} a_v &= \frac{v_o}{v_s} = \frac{(\beta_o + 1)R_E}{R_{ST} + r_s + (\beta_o + 1)R_E} \times \frac{R_s}{R_s + R_B} \\ &= \frac{(100 + 1) \times 0.75}{8.72 + 0.261 + (100 + 1) \times 0.75} \times \frac{68}{68 + 10} \\ &= 0.779 \end{aligned}$$

P7.15 在图P7.15电路中有一个提供发射极直流电流的恒流源。设 $\beta = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

(a) 试求 I_C 和 V_{CE} 。

(b) 求从发射极看进去的输出电阻 r_o 。

(c) 设 $R_L = \infty$, 求:

(1) r_i ;

(2) v_L/v_s ;

(d) 设 $R_L = 75 \Omega$, 重做(c)。

解 (a)
$$I_C = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_E$$

$$= \frac{100}{100 + 1} \times 10.1$$

$$= 10 \text{ mA}$$

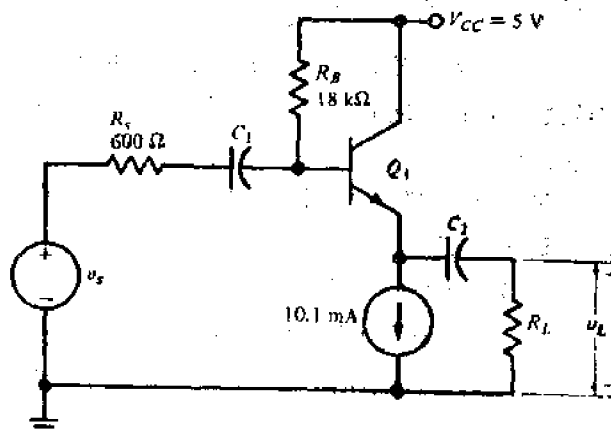


图 P7.15

$$V_{CE} = I_B R_B + V_{BE(on)} = \frac{I_C}{\beta_F} R_B + V_{BE(on)} = \frac{10}{100} \times 18 + 0.7 = 2.5 \text{ V}$$

(b)
$$r_\pi = \frac{\beta_o V_T}{I_C} = \frac{100 \times 26}{10} = 0.26 \text{ k}\Omega$$

$$R_{ST} = R_S // R_B = 0.6 // 18 = 0.581 \text{ k}\Omega$$

$$r_o = \frac{R_{ST} + r_\pi}{\beta_o + 1} = \frac{0.581 + 0.26}{100 + 1} = 8.33 \Omega$$

(c)
$$r_i = R_B // [r_\pi + (\beta_o + 1)R_L] = R_B = 18 \text{ k}\Omega$$

($\because$ 恒流源的交流内阻 $R_L = \infty$)

$$\begin{aligned} a_v &= \frac{v_L}{v_s} = \frac{(\beta_o + 1)R_L}{R_{ST} + r_\pi + (\beta_o + 1)R_L} \times \frac{R_B}{R_S + R_B} = \frac{R_B}{R_S + R_B} \\ &= \frac{18}{0.6 + 18} = 0.968 \end{aligned}$$

$$(d) \quad r_i = R_s // [r_{\pi} + (\beta_o + 1)R_L] = 18 // [0.26 + (100 + 1) \times 0.075] \\ = 5.46 \text{ k}\Omega$$

$$a_v = \frac{(\beta_o + 1)R_L}{R_{sr} + r_{\pi} + (\beta_o + 1)R_L} \times \frac{R_s}{R_s + R_i} \\ = \frac{(100 + 1) \times 0.075}{0.581 + 0.26 + (100 + 1) \times 0.075} \times \frac{18}{0.6 + 18} \\ = 0.871$$

P7.16 图 P7.16 电路是一个共发射极放大器，其中发射极电阻 R_E 没有旁路电容。

(a) 试用 (7.36) 式和 (7.18) 式证明电压增益 v_o/v_i 为

$$a_v = -\frac{\beta_o R_c}{r_{\pi} + (\beta_o + 1)R_E}$$

(b) 设 $\beta_o \gg 1$, $R_E \gg 1/g_m$, 证明上述表达式

式可以取近似式 $a_v = -\frac{R_c}{R_E}$ 。

(c) 对于图 P7.16 中的数值，分别用上面得到的精确式和近似式求 a_v 。(取 $\beta_F = \beta_o = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。)

解 作图 P7.16 电路的小信号模型如图 P7.16a 所示。

(a) 由小信号模型知：

$$v_i = i_b[r_{\pi} + (\beta_o + 1)R_E] \quad (7.36 \text{ 式})$$

$$v_o = -\beta_o i_b R_c \quad (7.18 \text{ 式})$$

$$\therefore a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{-\beta_o i_b R_c}{i_b[r_{\pi} + (\beta_o + 1)R_E]} \\ = \frac{-\beta_o R_c}{r_{\pi} + (\beta_o + 1)R_E} \quad \text{证毕。}$$

(b) $\because \beta_o \gg 1, R_E \gg 1/g_m, g_m = \beta_o/r_{\pi}$,

$$\therefore a_v = \frac{-\beta_o R_c}{r_{\pi} + (\beta_o + 1)R_E} \approx \frac{-\beta_o R_c}{r_{\pi} + \beta_o R_E} \\ = \frac{-g_m r_{\pi} R_c}{r_{\pi} + g_m r_{\pi} R_E} = \frac{-g_m R_c}{1 + g_m R_E} \\ \approx \frac{-R_c}{R_E} \quad \text{证毕。}$$

(c) 根据 P7.7(a) 得：

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE(on)}}{R_E + \frac{R_s}{\beta_F + 1}}$$

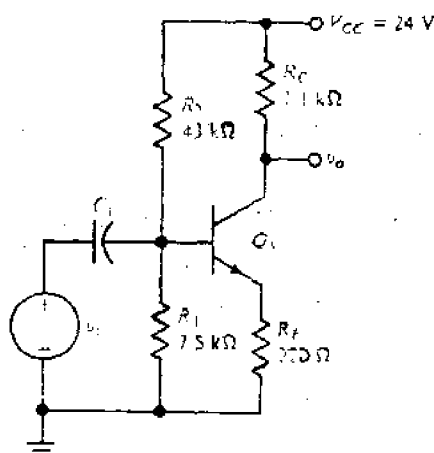


图 P7.16

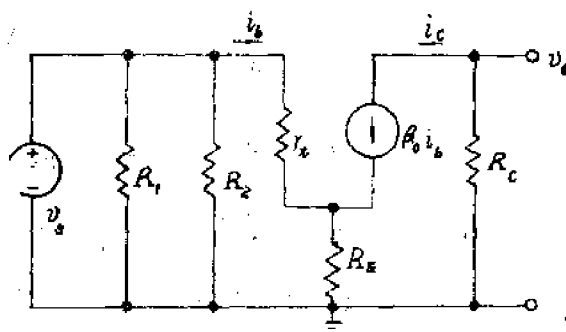


图 P7.16a

式中: $V_{BE} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC}$,
 $R_s = R_1 // R_2$.

$$I_c = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_s = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \times \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_E + \frac{1}{\beta_F + 1} \times (R_1 // R_2)}$$

$$= \frac{100}{100 + 1} \times \frac{\frac{7.5}{7.5 + 43} \times 24 - 0.7}{0.22 + \frac{1}{100 + 1} \times (7.5 // 43)} \approx 10 \text{ mA}$$

$$r_s = \frac{\beta_o V_T}{I_c} = \frac{100 \times 26}{10} = 260 \Omega$$

$$a_v = \frac{-\beta_o R_c}{r_s + (\beta_o + 1) R_E} = \frac{-100 \times 1.1}{0.26 + (100 + 1) 0.22} = -4.89$$

再由近似式求 a_v :

$$a_v \approx -\frac{R_c}{R_E} = -\frac{1.1}{0.22} = -5$$

(d)

$$r_i = R_1 // R_2 // [r_s + (\beta_o + 1) R_E]$$

$$= 43 // 7.5 // [0.26 + (100 + 1) \times 0.22] = 4.97 \text{ k}\Omega$$

P7.17 试证明图 P7.17a 中发射极电阻没有旁路电容的晶体管可用图 P7.17b 电路做模型。再证明如果 $\beta_o \gg 1$, 则图 P7.17b 电路中各参数的适当的近似式为:

(a) 输入电阻

$$r_i \approx r_s (1 + g_m R_E)$$

(b) 跨导

$$g_m' = \frac{g_m}{1 + g_m R_E}$$

注意, 在两个表达式中都出现系数 $(1 + g_m R_E)$ 。

解 设 R_E 主要表现为反馈作用而忽略其直通效应和输出分压作用, 则图 P7.17a 可变为图 P7.17c 电路, 由图可知:

$$g_m v_\pi = g_m i_b r_s$$

而 $i_b = \frac{v_i}{r_i}$

又 $r_i = r_s + (\beta_o + 1) R_E$

$$\therefore g_m v_\pi = g_m \frac{v_i}{r_i} r_s$$

$$= g_m \frac{r_s}{r_s + (\beta_o + 1) R_E} v_i$$

$$= g_m' v_i$$

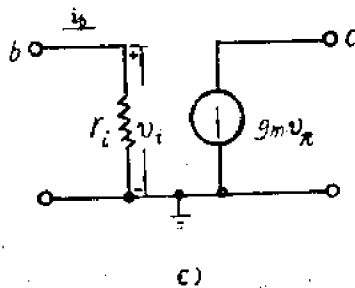
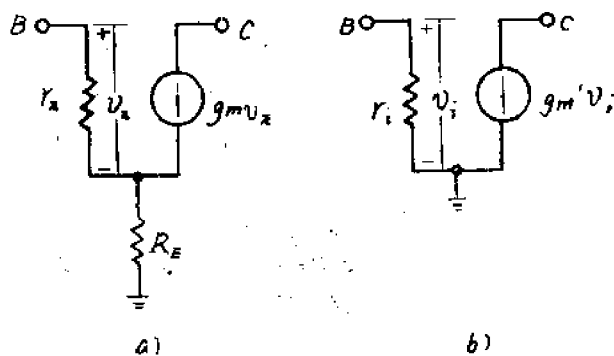


图 P7.17

式中

$$g'_m = g_m \frac{r_x}{r_x + (\beta_o + 1)R_E}$$

∴ 图 P7.17a 电路能够用 P7.17b 电路做模型。

$$(a) \because r_i = r_x + (\beta_o + 1)R_E$$

$$\beta_o \gg 1 \text{ 时}$$

$$r_i \approx r_x + \beta_o R_E = r_x + g_m r_x R_E = r_x (1 + g_m R_E) \quad \text{证毕。}$$

$$(b) \quad g'_m = g_m \frac{r_x}{r_x + (\beta_o + 1)R_E} \stackrel{\beta_o \gg 1}{\approx} \frac{g_m r_x}{r_x + \beta_o R_E} = \frac{g_m r_x}{r_x + g_m r_x R_E}$$

$$= \frac{g_m}{1 + g_m R_E} \quad \text{证毕。}$$

P7.18 图 P7.18 中两级电路（共发射极放大器及射极跟随器）只表示交流工作情况，两个晶体管的集电极电流都为 2.6mA，电流增益都为 100，试计算：

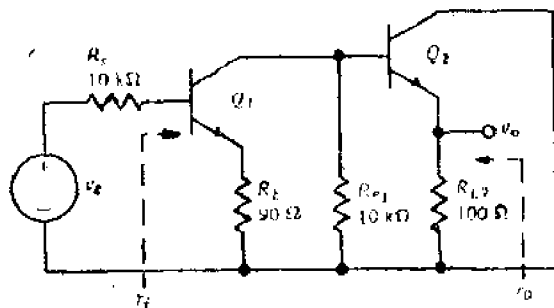


图 P7.18

- (a) R_{L1}
- (b) $a_{v2} (\equiv v_{e2}/v_{b2})$
- (c) $a_{v1} (\equiv v_{e1}/v_{b1})$
- (d) $a_v (\equiv v_{e2}/v_{b1})$
- (e) r_i (从 Q_1 基极看进去的电阻)。
- (f) r_o (从 Q_2 发射极看进去的电阻)。
- (h) $a_{v2} (\equiv v_o/v_i)$

$$\text{解 } r_x = \frac{\beta_o V_T}{I_C} = \frac{100 \times 26}{2.6} = 1000 \Omega$$

$$(a) \quad R_{L1} = R_{P1} // [r_x + (\beta_o + 1)R_{L2}] = 10 // [1 + (100 + 1)0.1] = 5.26 \text{ k}\Omega$$

$$(b) \quad a_{v2} \equiv v_{e2}/v_{b2} = \frac{(\beta_o + 1)R_{L2}}{r_x + (\beta_o + 1)R_{L2}} = \frac{(100 + 1) \times 0.1}{1 + (100 + 1) \times 0.1} = 0.91$$

$$(c) \quad a_{v1} \equiv \frac{v_{e1}}{v_{b1}} = \frac{-\beta_o R_{L1}}{r_x + (\beta_o + 1)R_E} = \frac{-100 \times 5.26}{1 + (100 + 1) \times 0.09} = -52.1$$

$$(d) \quad a_v \equiv v_{e2}/v_{b1} = a_{v2} \times a_{v1} = (-52.1) \times 0.91 = -47.4$$

$$(e) \quad r_i = r_x + (\beta_o + 1)R_E = 1 + (100 + 1) \times 0.09 = 10.1 \text{ k}\Omega$$

$$(f) \quad r_o = \left(\frac{R_{P1} + r_x}{\beta_o + 1} \right) // R_{L2} = \left(\frac{10 + 1}{100 + 1} \right) // 0.1 = 52.1 \Omega$$

$$(h) \quad a_{v2} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_{b1}} \cdot \frac{v_{b1}}{v_i} = a_v \frac{r_i}{R_i + r_i} = (-47.4) \frac{10.1}{10 + 10.1} = -23.8$$

***P7.19** 如果图 P7.17a 中的晶体管模型不够精确，我们可以加一个输出电阻 r_{oe} ，如图 7.6b 所示。在基极与地之间的信号源内阻 R_s 通常远小于 r_x 。对大多数应用场合，下面的条件都成立：

$$r_{oe} \gg r_x \gg R_E$$

试证明在这些条件下，晶体管的输出电阻近似为

$$r_{oe}(1 + g_m R_E)$$

证 先画出求晶体管输出电阻的等效电路如图 P7.19 所示

由等效电路知:

$$r_o = v_o / i_e \quad (1)$$

$$-i_b(R_S + r_\pi) = (i_e + i_b)R_E \quad (2)$$

$$v_o = (i_e - \beta_o i_b)r_{oe} + (i_e + i_b)R_E \quad (3)$$

由(2)式得:

$$i_b = -\frac{i_e R_E}{R_S + r_\pi + R_E} \quad (4)$$

将(4)式代入到(3)式, 整理后得:

$$v_o = i_e \left[r_{oe} \left(1 + \frac{\beta_o R_E}{R_S + r_\pi + R_E} \right) + R_E \left(1 - \frac{R_E}{R_S + r_\pi + R_E} \right) \right]$$

$$\therefore r_o = \frac{v_o}{i_e} = r_{oe} \left(1 + \frac{\beta_o R_E}{R_S + r_\pi + R_E} \right) + R_E \left(1 - \frac{R_E}{R_S + r_\pi + R_E} \right)$$

因为 $R_S \ll r_\pi$, $r_{oe} \gg r_\pi \gg R_E$

$$\text{则 } r_o \approx r_{oe} \left(1 + \frac{\beta_o R_E}{r_\pi} \right) + R_E$$

$$\approx r_{oe} \left(1 + \frac{\beta_o R_E}{r_\pi} \right) \text{ 证毕。}$$

P7.20 图 P7.20 电路在集电极和发射极上都有输出, 此电路称为分相器, 因为对于交流信号而言两个输出电压相位相差 180° 。设 $\beta_F = \beta_o = 100$ 及 $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, 求:

(a) I_C 和 V_{CE} 。

(b) 增益 v_1/v_i 。

(c) 增益 v_2/v_i 。

(d) 输出电阻 r_{o1} 。

(e) 输出电阻 r_{o2} 。

(f) 输入电阻 r_{i1} 。

解 (a) 由 P7.16 解(c)得:

$$I_C = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_E = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \times \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_E + \frac{1}{\beta_F + 1} \times (R_1 // R_2)}$$

$$= \frac{100}{100 + 1} \times \frac{\frac{15}{15 + 20} \times 15 - 0.7}{0.47 + \frac{1}{100 + 1} \times (15 // 20)} = 10.2\text{mA}$$

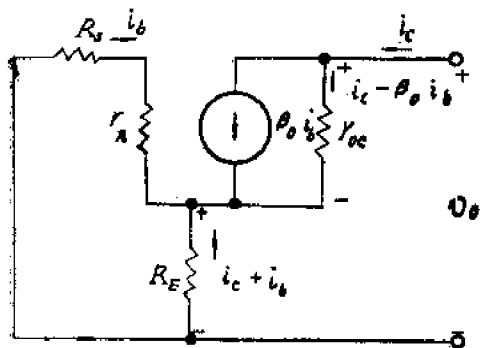


图 P7.19

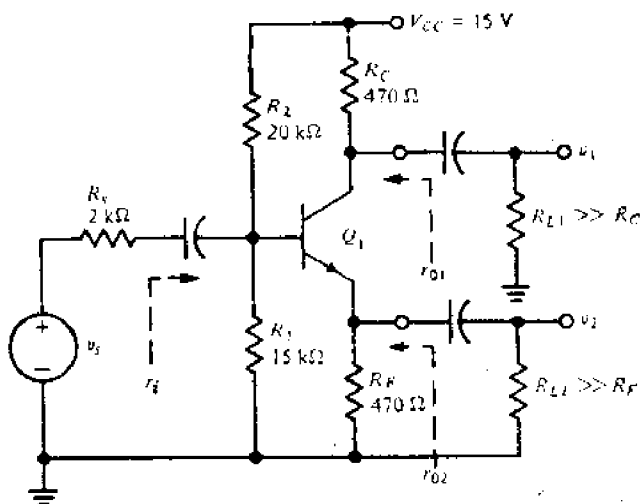


图 P7.20

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_C R_E = 15 - 10.2 \times 0.47 - \frac{100 + 1}{100} \times 10.2 \times 0.47$$

$$= 5.36 \text{ V}$$

(b) 作图 P7.20 电路的小信号模型如图 P7.20a 所示。

$$r_\pi = \frac{\beta_0 V_T}{I_C} = \frac{100 \times 26}{10.2}$$

$$= 0.255 \text{ k}\Omega$$

$$r_i \approx R_1 // [r_\pi + (1 + \beta_0) R_E]$$

$$= 20 // 15 // [0.255$$

$$+ (1 + 100) \times 0.47]$$

$$= 7.27 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{v_1}{v_s} \approx \frac{-\beta_0 R_C}{r_\pi + (1 + \beta_0) R_E}$$

$$\times \frac{r_i}{R_s + r_i}$$

$$= \frac{-100 \times 0.47}{0.255 + (1 + 100) \times 0.47}$$

$$\times \frac{7.27}{2 + 7.27}$$

$$= -0.772$$

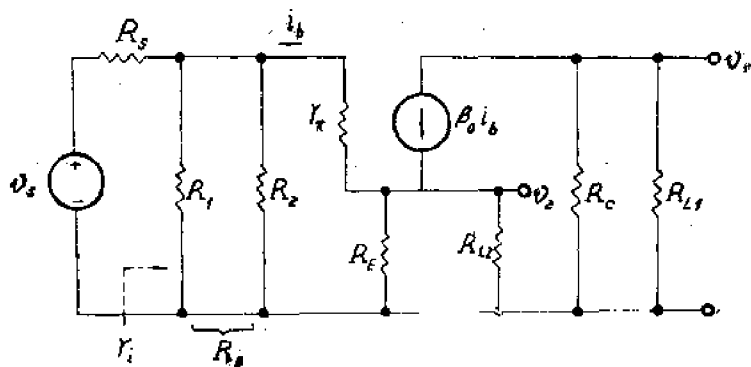


图 P7.20a

$$(c) \quad \frac{v_2}{v_s} \approx \frac{(1 + \beta_0) R_E}{r_\pi + (1 + \beta_0) R_E} \cdot \frac{r_i}{R_s + r_i} = \frac{(1 + 100) \times 0.47}{0.255 + (1 + 100) \times 0.47}$$

$$\cdot \frac{7.27}{2 + 7.27} = 0.78$$

$$(d) \quad r_{o1} \approx R_C = 470 \Omega$$

$$(e) \quad r_{o2} = \left(\frac{R_1 // R_2 // R_s + r_\pi}{\beta_0 + 1} \right) // R_E = \left(\frac{15 // 20 // 2 + 0.255}{100 + 1} \right) // 0.47 = 17.9 \Omega$$

$$(f) \quad r_i = 7.27 \text{ k}\Omega \text{ [见(b)]}$$

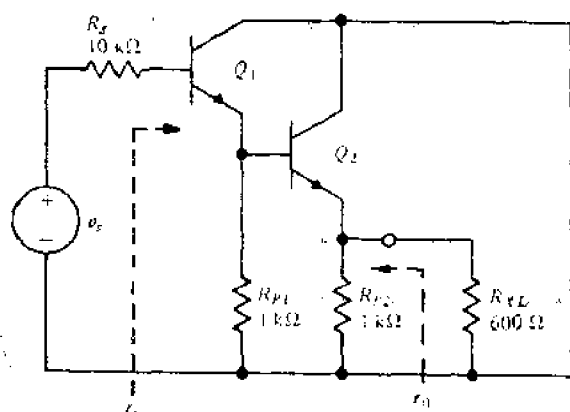


图 P7.21

P7.21 图 P7.21 所示的电路是级联的两个射极跟随器的交流工作情况，设集电极电流为 2.6mA，电流增益为 100，试求：

$$(a) \quad a_{v1} (\equiv v_{e1} / v_{b1})$$

$$(b) \quad a_{v2} (\equiv v_{e2} / v_{b2})$$

$$(c) \quad a_v (\equiv v_{o2} / v_{b1})$$

$$(d) \quad r_{i0}$$

$$(e) \quad a_{v_e} (\equiv v_{e2} / v_s)$$

$$(f) \quad r_o$$

解 (a)

$$r_\pi = \frac{\beta_0 V_T}{I_C} = \frac{100 \times 26}{2.6} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$r_{i2} = r_{\pi 2} + (1 + \beta_0)(R_{P2} // R_{XL}) = 1 + (1 + 100)(1 // 0.6) = 38.9 \text{ k}\Omega$$

$$a_{v1} = \frac{v_{e1}}{v_{b1}} = \frac{(1 + \beta_0)(R_{P1} // r_{i2})}{r_{\pi 1} + (1 + \beta_0)(R_{P1} // r_{i2})} = \frac{(1 + 100)(1 // 38.9)}{1 + (1 + 100)(1 // 38.9)} = 0.99$$

$$(b) \quad a_{v2} = \frac{v_{e2}}{v_{b2}} = \frac{(1 + \beta_0)(R_{P2} // R_{XL})}{r_{\pi 2} + (1 + \beta_0)(R_{P2} // R_{XL})} = \frac{(1 + 100)(1 // 0.6)}{1 + (1 + 100)(1 // 0.6)} = 0.974$$

$$(c) \quad a_v = v_{e2} / v_{b1} = a_{v2} \times a_{v1} = 0.974 \times 0.99 = 0.964$$

$$(d) \quad r_i = r_{\pi 1} + (1 + \beta_0)[R_{P1} // r_{i2}] = 1 + (1 + 100)[1 // 38.9] = 99.5 \text{ k}\Omega$$

$$(e) \quad a_{v3} = \frac{v_{e2}}{v_s} = a_v \frac{r_i}{R_s + r_i} = 0.964 \times \frac{99.5}{10 + 99.5} = 0.876$$

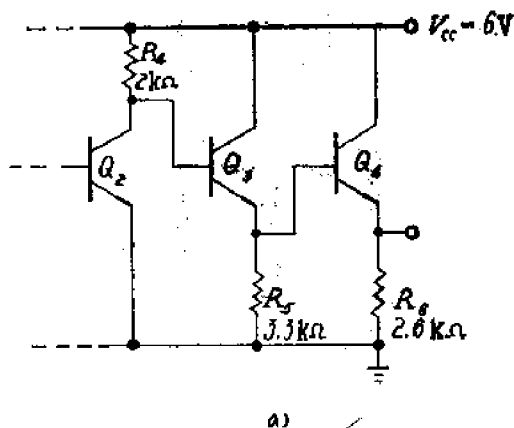
$$(f) \quad r_{o1} = \left(\frac{R_s + r_{\pi 1}}{\beta_0 + 1} \right) // R_{P1} = \left(\frac{10 + 1}{100 + 1} \right) // 1 = 98.2 \Omega$$

$$r_o = \left(\frac{r_{o1} + r_{\pi 2}}{\beta_0 + 1} \right) // R_{P2} = \left(\frac{98.2 + 1000}{100 + 1} \right) // 1000 = 10.9 \Omega$$

P7.22 在图 7.13 中, 如取 $\beta_F = 50$ 及 $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, 试精确计算电路的工作点 (I_C, V_{CE})。

设 $I_{C2} = 1 \text{ mA}$ 。(提示: 用戴维宁等效电路取代从 Q_1 基极看进去的 Q_1 及 R_1 。)

解 放大器电路如图 P7.22a 所示。用戴维宁等效电路取代从 Q_1 基极看进去的 Q_1 及 R_1 后得图 P7.22b 或图 P7.22c。



$$\begin{aligned} \text{图 c 中 } V'_{BE} &= \frac{R_1}{R_1 + (1 + \beta_F)R_2} V_{BE(on)} \\ &= \frac{3.3}{3.3 + (1 + 50) \times 2.6} \times 0.7 \\ &= 0.01699 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R'_1 &= R_1 // (1 + \beta_F)R_2 \\ &= 3.3 // (1 + 50) \times 2.6 \\ &= 3.22 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

由图 a 知:

$$\begin{aligned} V_{CC} &= (I_{C1} + I_{B3})R_1 + V_{BE(on)} \\ &\quad + V'_{BE} + (1 + \beta_F)I_{B3}R'_1 \end{aligned}$$

$$\therefore I_{B3} = \frac{V_{CC} - I_{C1}R_1 - V_{BE(on)} - V'_{BE}}{R_1 + (1 + \beta_F)R'_1}$$

$$\therefore I_{C3} = \beta_F I_{B3} = \beta_F \frac{V_{CC} - I_{C1}R_1 - V_{BE(on)} - V'_{BE}}{R_1 + (1 + \beta_F)R'_1}$$

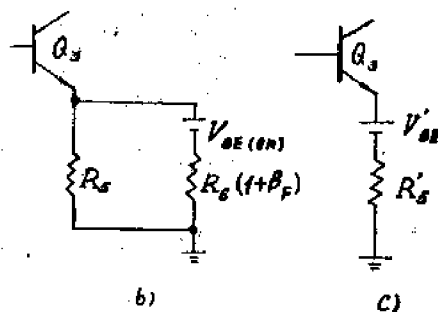


图 P7.22

$$= 50 \times \frac{6 - 1 \times 2 - 0.7 - 0.01699}{2 + (1 + 50) \times 3.22} = 0.988 \text{ mA}$$

$$V_{CE3} = V_{CC} - V_{E3} = V_{CC} - \left[V_{CC} - \left(I_{C2} + \frac{I_{C3}}{\beta_F} \right) \cdot R_4 - V_{BE(on)} \right]$$

$$= 6 - \left[6 - \left(1 + \frac{0.988}{50} \right) \times 2 - 0.7 \right] = 2.74 \text{ V}$$

∴

$$V_{E3} = V_{CC} - V_{CE3} = 6 - 2.74 = 3.26 \text{ V}$$

$$I_{C4} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_{E4} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \times \frac{V_{E3} - V_{BE(on)}}{R_5} = \frac{50}{50 + 1} \times \frac{3.26 - 0.7}{2.6} = 0.965 \text{ mA}$$

$$V_{CE4} = V_{CC} - \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{C4} R_6 = 6 - \frac{50 + 1}{50} \times 0.965 \times 2.6 = 3.44 \text{ V}$$

P7.23 图 P7.23 电路是一个由射极跟随器驱动的共发射极放大级，后者的发射极电阻没有旁路电容器。

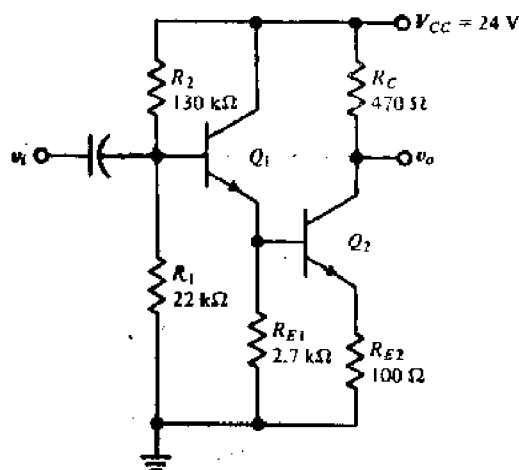


图 P7.23

(a) 设 $\beta_F \rightarrow \infty$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, 试求电路的工作点。

(b) 设 $\beta_o \rightarrow \infty$, 试求 a_{v1} , a_{v2} , a_v , r_i 和 r_o 。

解 (a) $\because \beta_F \rightarrow \infty$, $\therefore$ 可忽略基极电流,

$$\begin{aligned} V_{E1} &\approx \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE(on)} \\ &= \frac{22}{22 + 130} \times 24 - 0.7 = 2.77 \text{ V} \end{aligned}$$

$$I_{C1} \approx I_{E1} = \frac{V_{E1}}{R_{E1}} = \frac{2.77}{2.7} = 1.03 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE1} &= V_{CC} - V_{E1} = 24 - 2.77 \\ &= 21.2 \text{ V} \end{aligned}$$

$$V_{E2} = V_{E1} - V_{BE(on)} = 2.77 - 0.7 = 2.07 \text{ V}$$

$$I_{C2} \approx I_{E2} = \frac{V_{E2}}{R_{E2}} = \frac{2.07}{0.1} = 20.7 \text{ mA}$$

$$V_{CE2} \approx V_{CC} - I_{C2}(R_C + R_{E2}) = 24 - 20.7(0.47 + 0.1) = 12.2 \text{ V}$$

(b)

$$a_{v1} = \frac{v_{e1}}{v_i} = \frac{(\beta_o + 1)R'_{E1}}{r_{\pi1} + (\beta_o + 1)R'_{E1}} \approx 1$$

$$\begin{aligned} a_{v2} &= \frac{v_o}{v_{e1}} = - \frac{\beta_o R_C}{r_{\pi2} + (\beta_o + 1)R_{E2}} \approx - \frac{\beta_o R_C}{r_{\pi2} + \beta_o R_{E2}} \\ &= - \frac{\beta_o R_C}{\frac{\beta_o 26}{I_{C2}} + \beta_o R_{E2}} = - \frac{R_C}{\frac{26}{I_{C2}} + R_{E2}} = - \frac{470}{\frac{26}{20.7} + 100} = -4.64 \end{aligned}$$

$$a_v = v_o/v_{e1} = a_{v1} \times a_{v2} = 1 \times (-4.64) = -4.64$$

$$r_i = R_1 // R_2 // [r_{e1} + (\beta_o + 1)R'_{e1}] \approx R_1 // R_2 = 22 // 130 \\ = 18.8 \text{ k}\Omega$$

$$r_o \approx R_c = 470 \Omega$$

***P7.24** 图 P7.24 电路有一个用电容耦合到集电极的 50Ω 外接负载 R_{XL} 。假定 C_s 和 C_L 都足够大, 因此在各种信号频率下, 电容两端的电压能保持不变。晶体管的数据为: $\beta_F = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$ 。

(a) 求 Q_1 的直流工作点。

(b) 当晶体管截止和饱和时, 分别求 i_{XL} 的最大正值和负值。

解 (a) 由 P7.16(c) 得:

$$I_{C1} = \beta_F \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_1 // R_2 + (\beta_F + 1)R_E} \\ = 100 \times \frac{\frac{1.1}{1.1 + 6.2} \times 15 - 0.7}{1.1 // 6.2 + (100 + 1) \times 0.022} \\ = 49.4 \text{ mA}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1}R_C - \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{C1}R_E \\ = 15 - 49.4 \times 0.15 - \frac{100 + 1}{100} \times 49.4 \times 0.022 = 6.49 \text{ V}$$

(b) 由图 P7.24 可得:

当晶体管截止时,

$$v_{Lm} = I_{C1} \times R_L = I_{C1} \times (R_C // R_{XL}) = 49.4 \times (0.15 // 0.05) \\ = 1.85 \text{ V}$$

$$\therefore i_{XL} = v_{Lm} / R_{XL} = 1.85 / 0.05 = 37 \text{ mA}$$

同样, 当晶体管饱和时,

$$v_{Lm} = V_{CE1} - V_{CE(sat)} = 6.49 - 0.2 = 6.29 \text{ V}$$

$$\therefore i_{XL} = \frac{v_{Lm}}{R_{XL}} = \frac{6.29}{50} = 126 \text{ mA}$$

***P7.25** 为了在出现削波时能得到一个比较对称的输出摆幅, 对习题 P7.24 的电路参数作了修改, 取 $R_1 = 0.36 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_E = 3.9 \Omega$, $R_C = 39 \Omega$, $R_{XL} = 50 \Omega$ 。用习题 P7.24 中同样的晶体管参数, 求习题 P7.24 中的相同的内容。

$$\text{解 (a)} \quad I_{C1} = \beta_F \times \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_1 // R_2 + (\beta_F + 1)R_E} = 100 \times \frac{\frac{0.36}{0.36 + 2} \times 15 - 0.7}{0.36 // 2 + (100 + 1)0.0039} \\ = 227 \text{ mA}$$

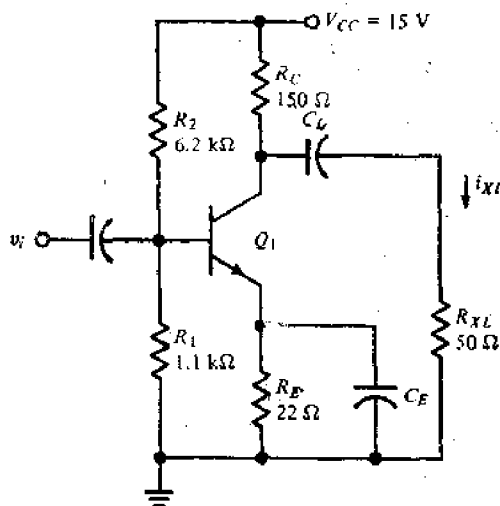


图 P7.24

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1}R_C - \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{C1}R_E = 15 - 227 \times 0.039 - \frac{101}{100} \times 227 \times 0.0039 \\ = 5.25 \text{ V}$$

(b) 当晶体管截止时,

$$i_{XL} = \frac{I_{C1}R_L}{R_{XL}} = \frac{I_{C1}R_E // R_{XL}}{R_{XL}} = \frac{227(0.039 // 0.05)}{0.05} = 99.5 \text{ mA}$$

当晶体管饱和时,

$$i_{XL} = \frac{V_{CE1} - V_{CE(sat)}}{R_{XL}} = \frac{5.25 - 0.2}{0.05} = 101 \text{ mA}$$

*P7.26 图 P7.26 中的射极跟随器由共射极放大级驱动, 其数据如图 所示。设 $\beta_1 = 100$, $\beta_2 = 30$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

(a) 求各管的工作点 (提示: 首先解 I_{C1} , 然后求 V_{CE1} , 再确定 I_{C2})。

(b) 在工作点上确定:

(1) a_v ;

(2) r_i ;

(3) r_o (从 8Ω 电阻 R_{XL} 看进去)。

(c) 假定 i_{XL} 不出现削波, 试求其最大正值和负值。(提示: 其中一个值是在 Q_1 截止时求得。)

$$\text{解 (a)} \quad I_{C1} = \beta_1 \times \frac{\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} - V_{BE(on)}}{\frac{R_1}{R_1 // R_2 + (\beta_1 + 1)R_{E1}}} = 100 \times \frac{\frac{0.82}{0.82 + 4.3} \times 15 - 0.7}{0.82 // 4.3 + (100 + 1) \times 0.01} \\ = 100 \text{ mA}$$

另外由图可知:

$$V_{CC} = (I_{E1} + I_{C1})R_C + V_{BE(on)} + I_{E2}(1 + \beta_2)R_{E2}$$

$$\therefore I_{C2} = \beta_2 \frac{V_{CC} - V_{BE(on)} - I_{C1}R_C}{R_C + (1 + \beta_2)R_{E2}} = 30 \times \frac{15 - 0.7 - 100 \times 0.051}{0.051 + (1 + 30) \times 0.0075} \\ = 974 \text{ mA}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - (I_{C1} + I_{E2})R_C - (1 + \beta_1)I_{E1}R_{E1}$$

$$= 15 - \left(100 + \frac{974}{30}\right) \times 0.051 - (1 + 100) \frac{100}{100} \times 0.01 = 7.23 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} I_{C2}R_{E2} = 15 - \frac{30 + 1}{30} \times 974 \times 0.0075 = 7.45 \text{ V}$$

$$(b) \quad r_{e1} = \frac{\beta_1 V_T}{I_{C1}} = \frac{100 \times 26}{100} = 26 \Omega$$

$$r_{e2} = \frac{\beta_2 V_T}{I_{C2}} = \frac{30 \times 26}{974} = 0.8 \Omega$$

$$R_{L1} = R_{E2} // R_{XL} = 7.5 // 8 = 3.87 \Omega$$

$$R_{L1} = R_C // [r_{e2} + (\beta_2 + 1)R_{L2}] = 51 // [0.8 + (30 + 1) \times 3.87] \\ = 35.9 \Omega$$

$$a_{v1} = \frac{v_{e1}}{v_i} = \frac{-\beta_1 R_{L1}}{r_{\pi 1}} = \frac{-100 \times 35.9}{26} = -138$$

$$a_{v2} = \frac{v_{e2}}{v_{e1}} = \frac{(1+\beta_2)R_{L2}}{r_{\pi 2} + (1+\beta_1)R_{L1}} = \frac{(1+30) \times 3.87}{0.8 + (1+30) \times 3.87} = 0.993$$

$$a_v = v_{e2}/v_i = a_{v1} \times a_{v2} = (-138) \times (0.993) = -137$$

$$r_i = R_1 // R_2 // r_{\pi 1} = 0.82 // 4.3 // 0.026 = 25.1 \Omega$$

$$r_o = \left(\frac{R_c + r_{\pi 2}}{\beta_2 + 1} \right) // R_{s2} = \left(\frac{51 + 0.8}{30 + 1} \right) // 7.5 = 1.37 \Omega$$

当 Q_2 截止时,

$$v_{Lm} = \frac{I_{s2} R_{s2}}{R_{s2} + R_{LX}} R_{XL} = \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} I_{c2} R_{L2} = \frac{30 + 1}{30} \times 974 \times 3.87 = 3.895 \text{ V}$$

$$\therefore i_{XL} = \frac{v_{Lm}}{R_{XL}} = \frac{3.895}{8} = 487 \text{ mA (这就是 } i_{XL} \text{ 的最大负值。)}$$

i_{XL} 的最大正值是在 Q_1 截止时求得的,

$\therefore$ 当 Q_1 截止时,

$$v_{e1m} = I_{c1} R_{L1} = 100 \times 35.9 = 3.59 \text{ V}$$

这时 $v_{Lm} = v_{e1m} \times a_{v2}$

$$= 3.59 \times 0.993$$

$$= 3.56 \text{ V}$$

$\therefore i_{XL}$ 的最大正值是

$$i_{XL} = \frac{v_{Lm}}{R_{XL}} = \frac{3.56}{8} \times 10^3 = 445 \text{ mA}$$

P7.27 图 P7.27 中共基极放大级电路有一提供发射极直流电流的恒流源。设 $\beta_1 = 100$, $R_s = 0$ 和 $R_{XL} = \infty$, 试求:

(a) r_{i1}

(b) $a_v (= v_2/v_1)$;

(c) r_{o2} .

解

$$I_c = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_E = \frac{100}{100 + 1} \times 10.1 = 10 \text{ mA}$$

$$r_{\pi} = \frac{\beta_0 V_T}{I_c} = \frac{100 \times 26}{10} = 260 \Omega$$

(a) 作图 P7.27 电路的小信号模型如图 P7.27a 所示。

由小信号模型知:

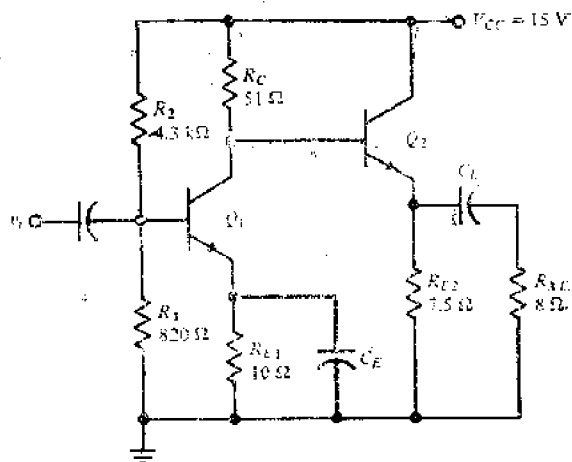


图 P7.26

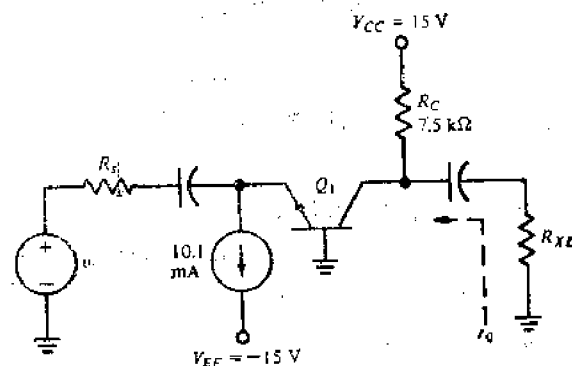


图 P7.27

$$r_i = \frac{v_i}{i_i} = \frac{-i_b r_x}{-(\beta_0 i_b + i_b)} = \frac{r_x}{\beta_0 + 1} = \frac{260}{100 + 1} = 2.57 \Omega$$

$$\begin{aligned} (b) \quad a_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{i_o R_c}{i_i r_i} \\ &= \frac{\beta_0}{\beta_0 + 1} \frac{R_c}{r_i} \\ &= \frac{100}{100 + 1} \times 7500 \\ &= \frac{7500}{2.57} \\ &\approx 2889 \end{aligned}$$

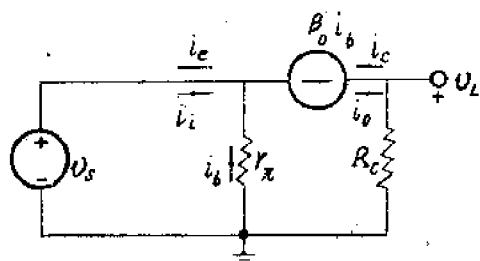


图 P7.27a

$$(c) \quad r_o \approx R_c = 7.5 \text{ k}\Omega$$

P7.28 (a) 设 $R_s = 75 \Omega$, $R_{XL} = \infty$, 重做习题 P7.27。

(b) 设 $R_s = 75 \Omega$, $R_{XL} = 600 \Omega$, 重做习题 P7.27。

解 作电路的小信号模型如图 P7.28 所示。

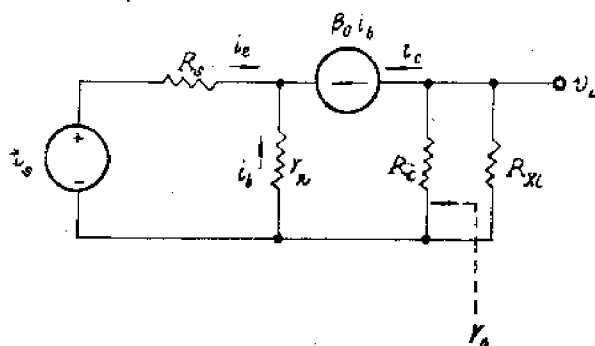


图 P7.28

(a) 从 v_i 看进去的输入电阻 r_{is} 为

$$\begin{aligned} r_{is} &= R_s + r_i \\ &= 75 + 2.57 \\ &\approx 77.6 \Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_v &= \frac{v_L}{v_i} = \frac{a_0 R_c}{r_i} \times \frac{r_i}{R_s + r_i} \\ &= \frac{a_0 R_c}{R_s + r_i} = \frac{100}{75 + 2.57} \times 7500 \\ &\approx 95.7 \end{aligned}$$

$$r_o \approx R_c = 7.5 \text{ k}\Omega$$

$$(b) \quad r_{is} \approx 77.6 \Omega [\text{见(a)}]$$

$$a_v = \frac{a_0 (R_c // R_{XL})}{R_s + r_i} = \frac{\frac{100}{100 + 1} (7500 // 600)}{75 + 2.57} \approx 7.09$$

$$r_o \approx R_c = 7.5 \text{ k}\Omega$$

P7.29 在图 7.15 的电路中, 设 $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_C = 2.2 \text{ k}\Omega$, $V_{EE} = -6 \text{ V}$, $V_{CC} = 24 \text{ V}$, $\beta = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

(a) 试求 I_E 和 V_{CEQ} 。

(b) 设 $R_s = 0$, 求: (1) r_i ; (2) $a_v (\equiv v_o/v_i)$ 。

(c) 设 $R_s = 50 \Omega$, 求 a_v 。

解 电路参见 E7.6 中的插图。

$$(a) \quad I_E = \frac{-V_{EE} - V_{BE(on)}}{R_E}$$

$$I_c = I_E \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{-V_{BE} - V_{BE(on)}}{R_E} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \approx \frac{6 - 0.7}{1} \times \frac{100}{100 + 1} \approx 5.25 \text{ mA}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C - I_E R_E - V_{BE} = 24 - 5.25 \times 2.2 - 5.3 \times 1 - (-6) = 13.15 \text{ V}$$

$$(b) \quad r_{\pi} = \frac{\beta_0 V_T}{I_c} = \frac{100 \times 26}{5.25} \approx 495 \Omega$$

$$r_i = \left(\frac{r_{\pi}}{\beta_0 + 1} \right) // R_E = \left(\frac{495}{100 + 1} \right) // 1000 \approx 4.88 \Omega$$

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a_o R_c}{R_s // R_E + \frac{r_{\pi}}{\beta_0 + 1}} \times \frac{R_E}{R_s + R_E} = \frac{\frac{100}{100 + 1} \times 2200}{0 + \frac{495}{100 + 1}} \times \frac{1000}{0 + 1000} \approx 445$$

$$(c) \quad a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{a_o R_c}{R_s // R_E + \frac{r_{\pi}}{\beta_0 + 1}} \times \frac{R_E}{R_s + R_E} = \frac{\frac{100}{100 + 1} \times 2200}{50 // 1000 + \frac{495}{100 + 1}} \times \frac{1000}{50 + 1000} \approx 39.5$$

P7.30 图P7.30的电路是一个射极耦合对的交流等效电路,耦合对就是一个射极跟随器驱动一个共基极的放大级,已知 $\beta_0 = 100$,

$I_{C1} = I_{C2} = 35 \mu\text{A}$, 试求:

(a) $a_{v2} (\equiv v_{o2}/v_{s1})$

(b) $a_{v1} (\equiv v_{s1}/v_{b1})$

(c) $a_v (\equiv v_{o2}/v_{b1})$

(d) r_i

(e) r_o

解 (a)

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_c} = \frac{100 \times 26}{0.035} \approx 74.3 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{i2} = \frac{r_{\pi 2}}{\beta_0 + 1} = \frac{74.3}{100 + 1} \approx 0.736 \text{ k}\Omega$$

$$a_{v2} = \frac{v_{o2}}{v_{s1}} = \frac{a_o R_{L2}}{r_{i2}} = \frac{\frac{100}{100 + 1} \times 220}{0.736} \approx 296$$

$$(b) \quad a_{v1} = \frac{v_{s1}}{v_{b1}} = \frac{(\beta_0 + 1)(R_{P1} // r_{i2})}{r_{\pi 1} + (\beta_0 + 1)(R_{P1} // r_{i2})} = \frac{(100 + 1)(200 // 0.736)}{74.3 + (100 + 1)(200 // 0.736)} \approx 0.499$$

$$(c) \quad a_v = v_{o2}/v_{b1} = a_{v1} \times a_{v2} = 0.499 \times 296 \approx 148$$

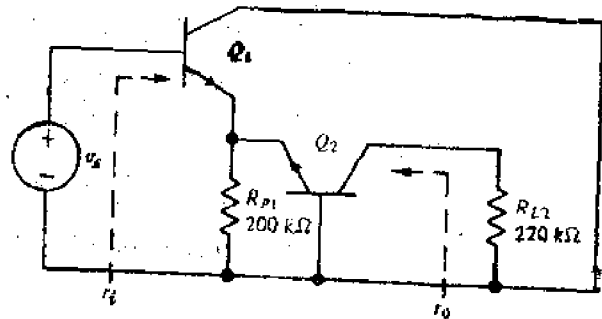


图 P7.30

$$(d) \quad r_i = r_{s1} + (\beta_0 + 1)(R_{E1} // r_{i2}) = 74.3 + (100 + 1)(200 // 0.736) \\ \approx 148 \text{ k}\Omega$$

$$(e) \quad r_o \rightarrow \infty$$

P7.31 图 P7.31 电路是习题 P7.30 射极耦合对的直流偏置电路的习惯画法。设 $v_s = 0$, Q_1 和 Q_2 为相同的晶体管, 其 $\beta_F = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

(a) 试求 I_{C1} , I_{C2} , V_{CE1} 和 V_{CE2} 。

(b) 求习题 P7.30 中的五个小信号参数。

解 (a) 令 $v_s = 0$, 则 Q_1 的基极接地。

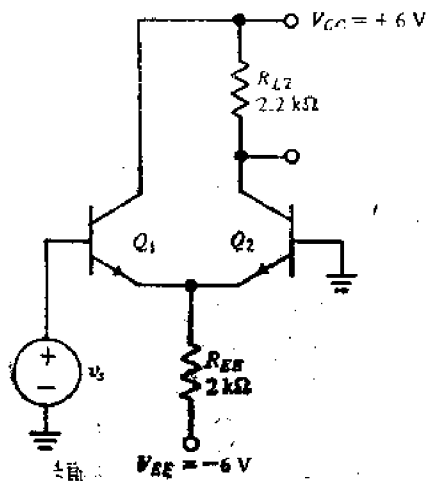


图 P7.31

$$\therefore \quad I_{E1} = I_{E2} = I_E \\ = \frac{-V_{BE(on)} - V_{EE}}{2R_E} \\ = \frac{-0.7 - (-6)}{2 \times 2} = 1.325 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_E \\ = \frac{100}{100 + 1} \times 1.325 \approx 1.31 \text{ mA}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_E \\ = 6 - (-0.7) = 6.7 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - I_{C1}R_{L2} - V_E = 6 - 1.31 \times 2.2 - (-0.7) \approx 3.82 \text{ V}$$

$$(b) \quad r_{s1} = r_{s2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_C} = \frac{100 \times 26}{1.31} \approx 1.99 \times 10^3 \Omega$$

$$a_{v1} = \frac{v_{e1}}{v_{b1}} = \frac{(\beta_0 + 1) \left[R_{EE} // \frac{r_{s2}}{\beta_0 + 1} \right]}{r_{s1} + (\beta_0 + 1) \left[R_{EE} // \frac{r_{s2}}{\beta_0 + 1} \right]} \\ = \frac{(100 + 1) \left[2 // \frac{1.99}{100 + 1} \right]}{1.99 + (100 + 1) \left[2 // \frac{1.99}{100 + 1} \right]} \approx 0.497$$

$$a_{v2} = \frac{v_{e2}}{v_{b1}} \\ = \frac{a_0 R_{L2}}{r_{i2}} = \frac{a_0 R_{L2}}{\frac{r_{s2}}{\beta_0 + 1}} = \frac{\frac{100}{100 + 1} \times 2.2}{\frac{1.99}{100 + 1}} \approx 111$$

$$a_v = \frac{v_{e1}}{v_{b1}} = a_{v1} \times a_{v2} = 0.497 \times 111 \approx 55.2$$

$$r_i = r_{s1} + (\beta_0 + 1) \left[R_{EE} // \frac{r_{s2}}{\beta_0 + 1} \right] = 1.99 + (100 + 1) \left[2 // \frac{1.99}{100 + 1} \right] \\ \approx 3.96 \text{ k}\Omega$$

$$r_b \rightarrow \infty$$

P7.32 图 P7.32a 电路称为串级电路, 它的小信号等效电路如图 P7.32b 所示, 由图可见这是一个共射极放大级驱动一个共基极放大级。设 $\beta_F = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, 试结合其它已知条件, 求解:

(a) 当 Q_1 基极上直流电压为零时的 I_{C1} , V_{CE1} , I_{C2} , V_{CE2}

(b) $a_{v1} (\equiv v_{e1}/v_{b1})$

(c) $a_{v2} (\equiv v_{e2}/v_{e1})$

(d) $a_v (\equiv v_o/v_s)$

(e) 整个放大器的 r_{i1}

(f) 整个放大器的 r_{o1}

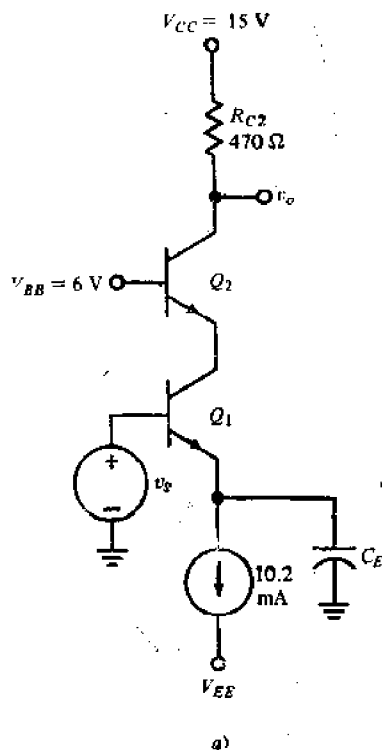
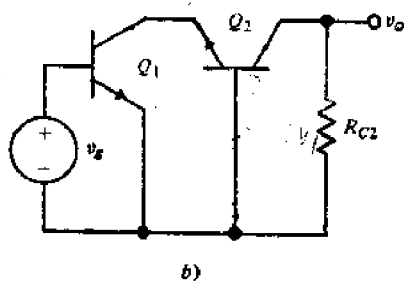


图 P7.32

解 (a)

$$I_{C1} = I_{E2} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_{E1} = \frac{100}{100 + 1} \times 10.2 = 10.1\text{mA}$$

$$I_{C2} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \times I_{E2} = \frac{100}{100 + 1} \times 10.1 = 10\text{mA}$$

$$V_{CE1} = V_{C1} - V_{E1} = (V_{EE} - V_{BE(on)}) - (-V_{BE(on)}) \\ = (6 - 0.7) - (-0.7) = 6\text{V}$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - I_{C2}R_{C2} - (V_{EE} - V_{BE(on)}) \\ = 15 - 10 \times 0.47 - (6 - 0.7) = 5\text{V}$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{100 \times 26}{10.1} \approx 257\Omega$$

$$r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C2}} = \frac{100 \times 26}{10} = 260\Omega$$

$$r_{i2} = \frac{r_{\pi 2}}{\beta_0 + 1} = \frac{260}{100 + 1} = 2.57\Omega$$

$$a_{v1} = \frac{v_{e1}}{v_{b1}} = \frac{-\beta_0 r_{i2}}{r_{\pi 1}} = \frac{-100 \times 2.57}{257} = -1$$

$$\begin{aligned}
 (c) \quad a_{v2} &= \frac{v_{e2}}{v_{e1}} = \frac{a_o R_{C2}}{r_{i2}} = \frac{100}{100+1} \times 470 \approx 181 \\
 (d) \quad a_v &= v_o/v_s = a_{v1} \times a_{v2} = (-1) \times 181 = -181 \\
 (e) \quad r_i &= r_{\pi 1} = 257 \Omega \\
 (f) \quad r_o &\approx R_{C2} = 470 \Omega
 \end{aligned}$$

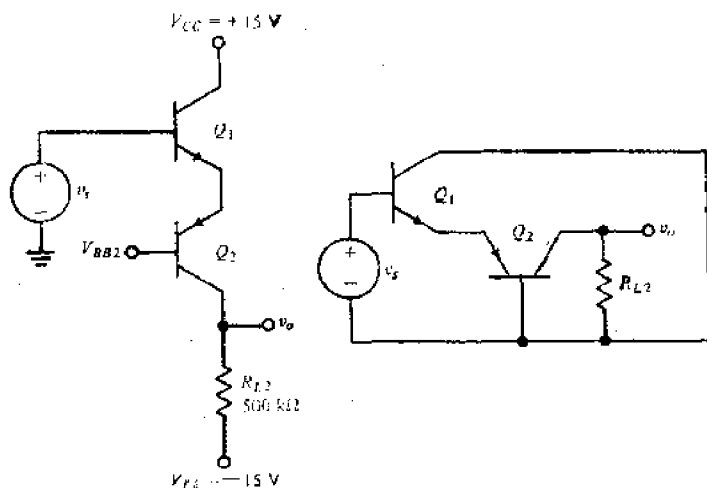


图 P7.33

P7.33 图P7.33a电路是互补晶体管组成的射极耦合时。它的小信号等效电路如图P7.33b所示。令 v_s 的直流值为零,并调整 V_{BE1} ,使 $I_{C1} = 10\mu\text{A}$,试求:

(a) V_{CE1} , I_{C2} 和 V_{CE2} 。
如取 $\beta_F = 100$ 及 Q_1 和 Q_2 的发射结导通电压都为 0.6V 。求电路的各个小信号参数。

- (b) a_{v1}
(c) a_{v2}
(d) a_v
(e) r_{i1}

解 (a) $I_{E1} = I_{E2} = \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \times I_{C1} = \frac{100+1}{100} \times 10 = 10.1\mu\text{A}$

$$I_{C2} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \times I_{E2} = \frac{100}{100+1} \times 10.1 = 10\mu\text{A}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - V_{E1} = 15 - (-0.6) = 15.6\text{V}$$

$$V_{CE2} = V_{EE} + I_{C2}R_{L2} - V_{E2} = -15 + 10 \times 10^{-6} \times 500 \times 10^3 - (-0.6) = -9.4\text{V}$$

(b) $r_{\pi 1} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C1}} = \frac{100 \times 26}{10 \times 10^{-6}} = 260 \times 10^3 \Omega$

$$r_{\pi 2} = r_{\pi 1} = 260\text{k}\Omega$$

$$r_{i2} = \frac{r_{\pi 2}}{\beta_o + 1} = \frac{260}{100+1} \approx 2.57\text{k}\Omega$$

$$a_{v1} = \frac{(\beta_o + 1)r_{i2}}{r_{\pi 1} + (\beta_o + 1)r_{i2}} = \frac{(100+1) \times 2.57}{260 + (100+1) \times 2.57} \approx 0.5$$

(c) $a_{v2} = \frac{a_o R_{L2}}{r_{i2}} = \frac{100}{100+1} \times 500 \approx 193$

(d) $a_v = a_{v1} \times a_{v2} = 0.5 \times 193 = 96.5$

(e) $r_i = r_{\pi 1} + (\beta_o + 1)r_{i2} = 260 + (100+1) \times 2.57 \approx 520\text{k}\Omega$

P7.34 图 P7.34a 电路是一个互补对称射极输出器, 其优点是静态功耗接近于零。对于充分大的 v_i 正值, v_L 通过 Q_1 “跟随” v_i ; 对于 v_i 负值, 则 v_L 通过 Q_2 “跟随” v_i 。

(a) 设 Q_1 和 Q_2 的发射结导通电压都为 0.7V , 试作 v_L-v_i 的关系曲线。

(b) 图 P7.34a 电路有交越失真的弊病, 因此不适用于要求线性工作的场合。例如在音频放大器中图 P7.34b 电路中就增加了一个由 R_B , D_1 , D_2 及电流源 i_s 组成的偏置电路, 使上述缺点得到改进。这里 i_s 的直流值取 53mA , 放大器的输入信号可使这个电流在 $0-106\text{mA}$ 之间按正弦规律变化。

设二极管的导通电压降为 0.7V , 集电极电流为 53mA 时的发射结电压降也是 0.7V , 当 i_s 是 53mA 时, Q_1 及 Q_2 两个集电极电流都是 53mA , 如果取 $\beta_F=121$, 而且其中任一晶体管通过 1.4A 发射极电流时的发射结电压降为 0.8V 。

(1) 利用习题 P7.7 (a) 的结果, 试证明当 i_s 经过零时, i_L 变成 1.4A 。

(2) 试证明当 $i_L = -1.4\text{A}$ 时, $i_s = 106\text{mA}$ 。

(3) 在 (2) 中当 $i_L = -1.4\text{A}$ 时, 你估计 i_{s1} 为多少?

(4) 送到负载的最大有效功率是多少?

(5) 驱动放大器输入端 (位于电流源 i_s 的顶部) 所需的信号功率值是多少?

解 (a) v_L-v_i 的关系曲线如图 P7.34c 所示。

(b)

(1) 当 $i_s = 0$ 时,
 $i_{D1} = 0$, Q_2 截止,
 Q_1 导通。∴由 P7.7(a) 得知:

$$i_L = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_L + \frac{R_B}{\beta_F + 1}} = \frac{15 - 0.8}{8 + \frac{270}{121 + 1}} \approx 1.4\text{A} \quad \text{证毕。}$$

(2) 当 $i_L = -1.4\text{A}$ 时,
 Q_1 截止, Q_2 导通。

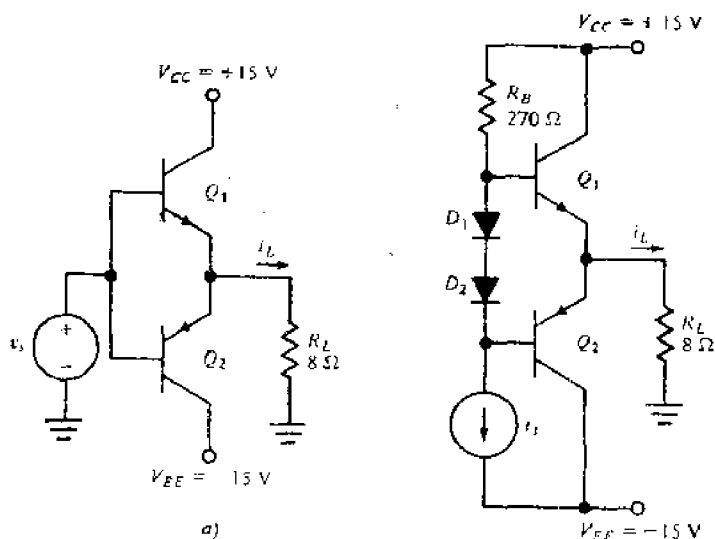
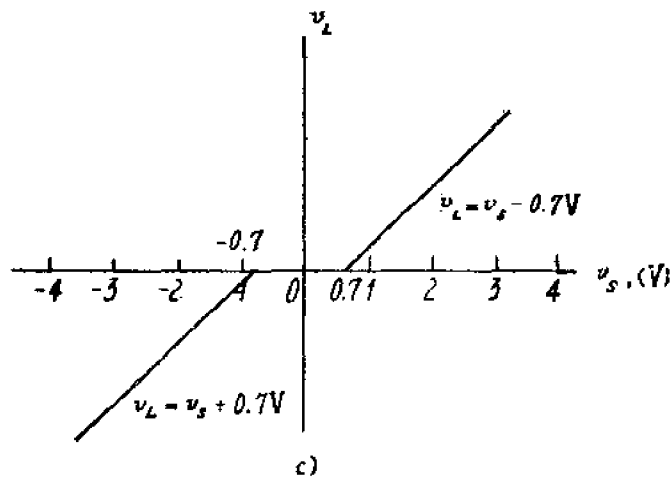


图 P7.34



$$\begin{aligned}
 i_e &= i_{R_B} + i_{B2} = \frac{v_{R_B}}{R_B} + \frac{i_{B2}}{\beta_2 + 1} \\
 &= \frac{V_{CC} - (V_{B1} + V_{B2} + V_{B21} + i_L R_L)}{R_B} + \frac{-i_L}{\beta_2 + 1} \\
 &= \frac{15 - (0.7 + 0.7 - 0.8 - 1.4 \times 8)}{270} \times 10^3 + \frac{1.4}{121 + 1} \times 10^3 \\
 i &\approx 106 \text{ mA} \quad \text{证毕。}
 \end{aligned}$$

$$(3) \quad i_{B1} = 0$$

$$(4) \quad P_o = \left(\frac{i_L}{\sqrt{2}} \right)^2 R_L = \left(\frac{1.4}{\sqrt{2}} \right)^2 \times 8 = 7.84 \text{ W}$$

$$\begin{aligned}
 (5) \quad P_i &= V_s I_s \approx \left(\frac{i_{Lm}}{\sqrt{2}} R_L \right) \left(\frac{i_{sm}}{\sqrt{2}} \right) = \left(\frac{1.4}{\sqrt{2}} \times 8 \right) \frac{53 \times 10^{-3}}{\sqrt{2}} \\
 &\approx 0.3 \text{ W}
 \end{aligned}$$

第八章 差动放大器

练习

E8.1 (a) 在图 8.1b 中, 设 $R_s = 10\text{k}\Omega$, $r_i = 90\text{k}\Omega$, $r_o = 100\Omega$, $R_L = 900\Omega$ 及 $a_v = 10^3$, 试求 v_o/v_s 。

(b) 如果不用放大器, 信号源直接与负载相连, 则 v_o/v_s 将是多少?

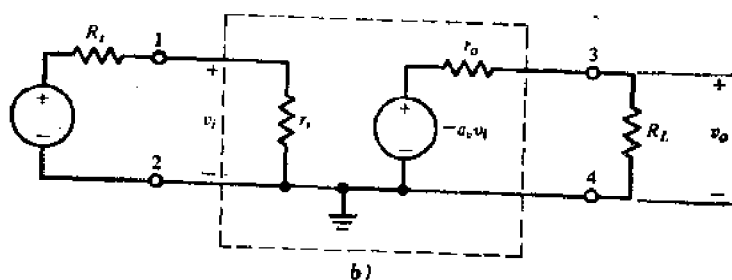


图 8.1b

解 (a) $\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \times \frac{v_i}{v_s} = -a_v \frac{R_L}{r_o + R_L} \times \frac{r_i}{R_s + r_i} = -10^3 \frac{900}{100 + 900} \times \frac{90 \times 10^3}{10 \times 10^3 + 90 \times 10^3} = -810$

(b) $\frac{v_o}{v_s} = \frac{R_L}{R_s + R_L} = \frac{900}{10 \times 10^3 + 900} = 0.0826$

E8.2 对于图 8.4 电路, 当输入直流电压为零时, 工作点数据如下:

$V_{CC} = +6\text{V}$, $V_{EE} = -6\text{V}$, $I_{C1} = I_{C2} = 0.2\text{mA}$, $V_{C1} = V_{C2} = 3\text{V}$, $\beta_F = 80$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 。

试求 R_{C1} , R_{C2} 及 R_{EE} 的数值。

解 $R_{C1} = R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{I_{C1}}$

$$= \frac{6 - 3}{0.2} = 15\text{k}\Omega$$

$$I_{EE} = I_{E1} + I_{E2}$$

$$= 2 \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{C1}$$

$$= 2 \frac{80 + 1}{80} \times 0.2$$

$$= 0.405\text{mA}$$

$$R_{EE} = \frac{V_{EE} - V_{BE(on)} - V_{EE}}{I_{EE}}$$

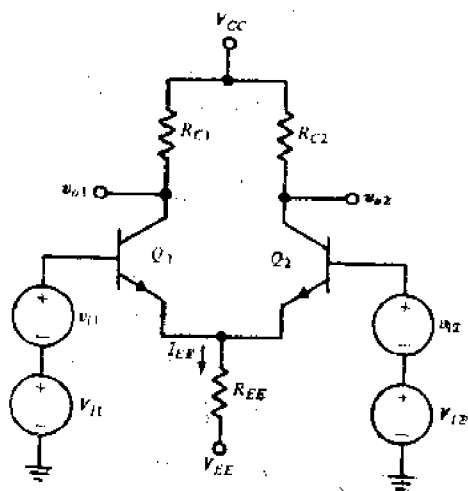


图 8.4

$$= \frac{0 - 0.7 - (-6)}{0.405} \approx 13.1 \text{ k}\Omega$$

E8.3 在图 8.4 电路中, 已知电路参数及偏置数据如下, 试利用半边电路计算差动放大器的 r_{id} , r_{ie} , a_d 及 a_e :

$V_{CC} = +12\text{V}$, $V_{EE} = -6\text{V}$, $I_{C1} = I_{C2} = 0.15\text{mA}$, $V_{C1} = V_{C2} = 6\text{V}$, $\beta_F = \beta_0 = 60$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$.

解 设 $v_i = 0$ 时, $V_{B1} = V_{B2} = 0\text{V}$ (以后碰到类似情况皆如此处理。) 画出差模半边电路及共模半边电路如图 E8.3a、b 所示。

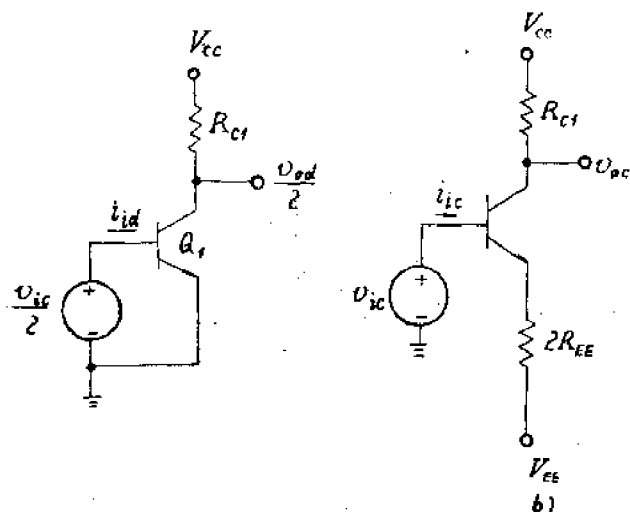


图 E8.3

由图 E8.3b 知:

$$r_{ie} = r_{e1} + (1 + \beta_0)2R_{EE} = 10.4 + (1 + 60) \times 2 \times 17.38 \approx 2.13 \times 10^3 \text{ k}\Omega$$

$$a_e = \frac{-\beta_0 R_c}{r_{ie}} = \frac{-60 \times 40}{2130} \approx -1.13$$

E8.4 在练习 E8.3 中用 dB 表示电压增益, 再用 dB 表示 CMRR。

$$\text{解 } a_d(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{v_{od}}{v_{id}} \right| = 20 \log 231 = 47.26 \text{ dB}$$

$$a_e(\text{dB}) = 20 \log \left| \frac{v_{oe}}{v_{ie}} \right| = 20 \log 1.13 = 1.06 \text{ dB}$$

$$\begin{aligned} \text{CMRR}(\text{dB}) &= 20 \log \left| \frac{a_d}{a_e} \right| = 20 \log |a_d| - 20 \log |a_e| \\ &= 47.26 - 1.06 = 46.2 \text{ dB} \end{aligned}$$

E8.5 在图 8.8 电路中设 $V_{CC} = 6\text{V}$, $V_{EE} = -6\text{V}$, 试计算各个电阻的数值。其它工作数据如 8.4 节所述。

解 由 8.4 节知 $I_{C1} = I_{C2} = 0.1\text{mA}$, $V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{2}V_{CC}$, $I_{C3} = I_{C4} = 1\text{mA}$

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{2}(V_{CC} - V_{BE}), \beta_F = \beta_0 = 50, V_{BE(on)} = 0.7\text{V}.$$

设 $v_i = 0$ 时, $V_{B1} = V_{B2} = 0$ 。

∴

$$V_{B3} = V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{2} V_{CC} = \frac{1}{2} \times 6 = 3V$$

$$V_{C3} = V_{B3} + V_{CE3} = V_{B3} + \frac{1}{2} (V_{CC} - V_{B3}) = \frac{1}{2} (V_{B3} + V_{CC})$$

$$= \frac{1}{2} (3 + 6) = 4.5V$$

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{I_{C1} + I_{C2}/\beta_F} = \frac{6 - 3}{0.1 + 1/50} = 25k\Omega$$

$$R_{C3} = R_{C4} = \frac{V_{CC} - V_{C3}}{I_{C3}} = \frac{6 - 4.5}{1} = 1.5k\Omega$$

$$I_{EE1} = I_{E1} + I_{E2} = 2 \frac{1 + \beta_F}{\beta_F} I_{C1} = 2 \frac{1 + 50}{50} \times 0.1 = 0.204mA$$

$$I_{EE2} = I_{E3} + I_{E4} = 2 \frac{1 + \beta_F}{\beta_F} I_{C3} = 2 \frac{1 + 50}{50} \times 1 = 2.04mA$$

$$R_{EE1} = \frac{V_{E1} - V_{EE}}{I_{EE1}} = \frac{-0.7 - (-6)}{0.204} = 26k\Omega$$

$$R_{EE2} = \frac{V_{E3} - V_{EE}}{I_{EE2}} = \frac{V_{B3} - V_{BE(on)} - V_{EE}}{I_{EE2}} = \frac{3 - 0.7 - (-6)}{2.04} \approx 4.1k\Omega$$

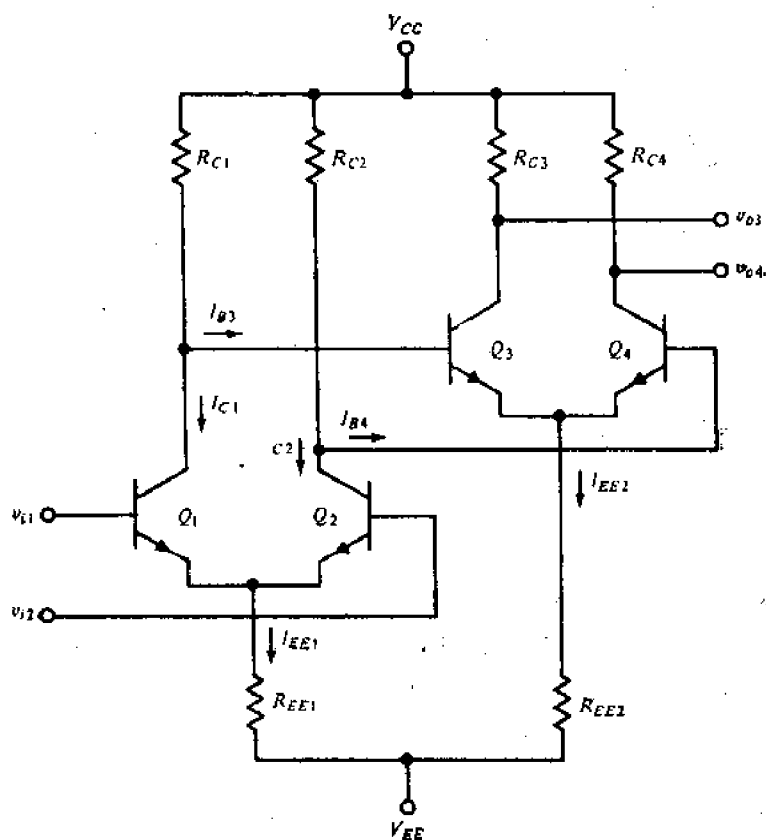


图8.8

E8.6 在图 8.8 电路中, 设 $V_{CC} = +6V$, $V_{EE} = -6V$, 试计算 r_{id} , r_{is} , a_d 及 a_c 。并确定电路的 CMRR。电路的工作点数据与 8.4 节的相同。

解 电路和数据均见上题。

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.1} = 13 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{50 \times 26}{1} = 1300 \Omega$$

$$r_{id} = 2r_{\pi 1} = 2 \times 13 = 26 k\Omega$$

画出图 8.8 电路的差模半边电路的小信号电路模型 (图 E8.6a)。

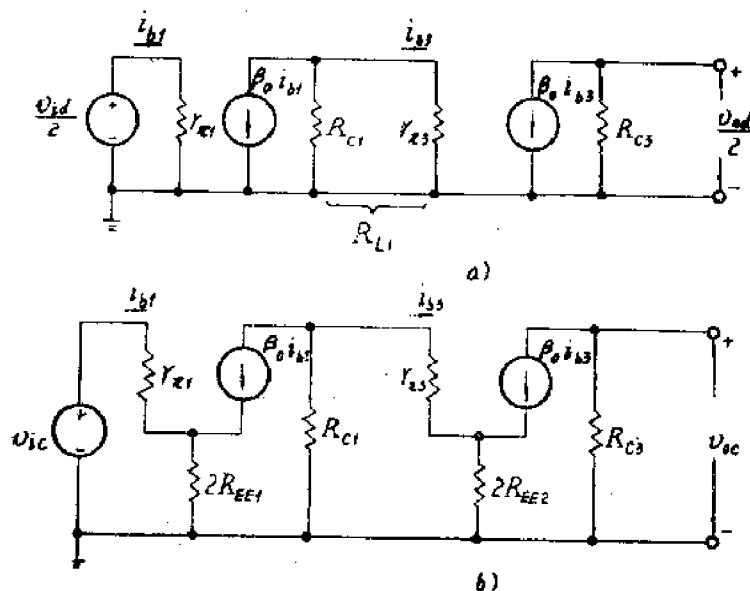


图 E8.6

$$\therefore R_{L1} = R_{C1} // r_{\pi 3} = 25 // 1.3 = 1.236 k\Omega$$

$$a_d = a_{d1} \times a_{d3} = \frac{-\beta_0 R_{L1}}{r_{\pi 1}} \times \frac{-\beta_0 R_{C3}}{r_{\pi 3}} = \frac{-50 \times 1.236}{13} \times \frac{-50 \times 1.5}{1.3} \approx 274$$

画出图 8.8 电路的共模半边电路的小信号电路模型 (图 E8.6b)。

$$\therefore r_{ic} = r_{\pi 1} + (1 + \beta_0) 2R_{EE1} = 13 + (1 + 50) \times 2 \times 26 = 2665 k\Omega$$

$$R_{L1} = R_{C1} // [r_{\pi 3} + (1 + \beta_0) 2R_{EE2}] = 25 // [1.3 + (1 + 50) \times 2 \times 4.1] \approx 23.59 k\Omega$$

$$a_c = a_{c1} \times a_{c3} = \frac{-\beta_0 R_{L1}}{r_{ic}} \times \frac{-\beta_0 R_{C3}}{r_{\pi 3} + (1 + \beta_0) 2R_{EE2}} = \frac{-50 \times 23.59}{2665} \times \frac{-50 \times 1.5}{1.3 + (1 + 50) \times 2 \times 4.1} \approx 0.0792$$

$$\text{CMRR} = 20 \log \left| \frac{a_d}{a_c} \right| = 20 \log \frac{274}{0.0792} = 70.8 \text{ dB}$$

E8.7 在图 8.11a、b 及 c 电路中已知下述数据:

$V_{CC} = +15\text{V}$, $V_{EE} = -15\text{V}$, $I_{C1} = I_{C2} = 1\text{mA}$, $V_{C1} = V_{C2} = 11.25\text{V}$, $I_X = I_Y = 1\text{mA}$, $\beta_F = 50$, $V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}$ 。试确定电路元件的数值。

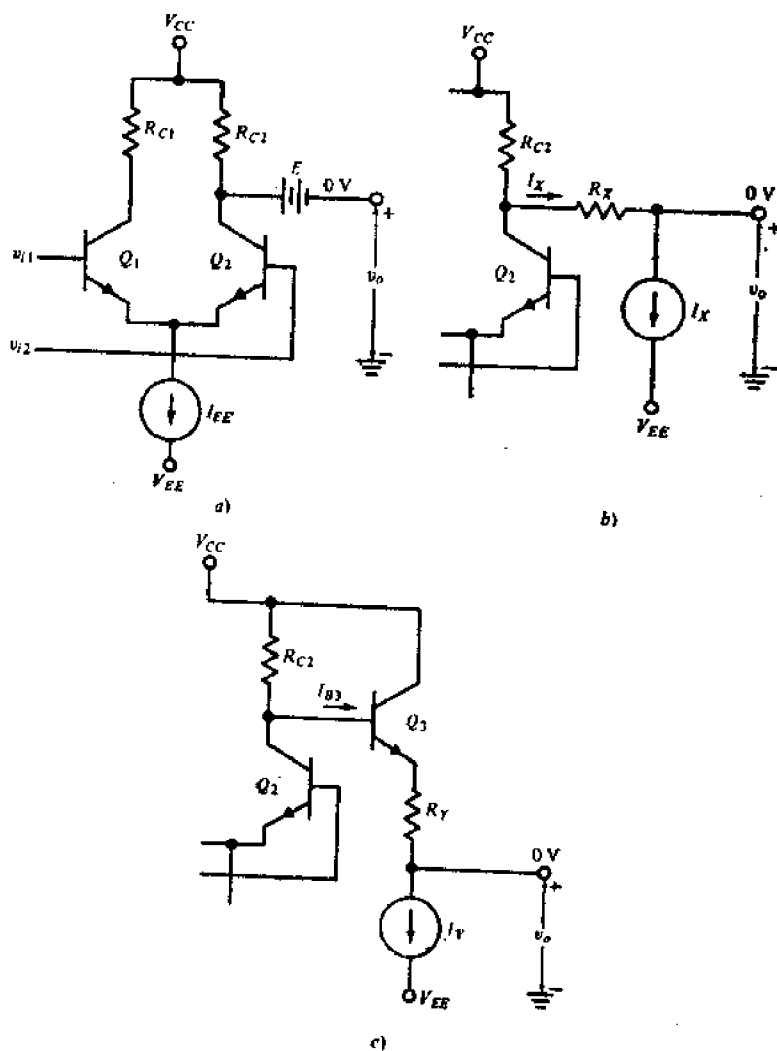


图 8.11

解 (a) $E = V_{C2} = 11.25\text{V}$

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{I_{C1}} = \frac{15 - 11.25}{1} = 3.75\text{k}\Omega$$

$$(b) \quad R_X = \frac{V_{C2}}{I_X} = \frac{11.25}{1} = 11.25\text{k}\Omega$$

$$R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{I_X + I_{C2}} = \frac{15 - 11.25}{1 + 1} \approx 1.88\text{k}\Omega$$

$$(c) \quad R_V = \frac{V_{C2} - V_{BE(on)} - 0}{I_V} = \frac{11.25 - 0.7}{1} = 10.55 \text{ k}\Omega$$

$$R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C2}}{I_{C2} + I_V / (1 + \beta_F)} = \frac{15 - 11.25}{1 + 1 / (1 + 50)} = 3.68 \text{ k}\Omega$$

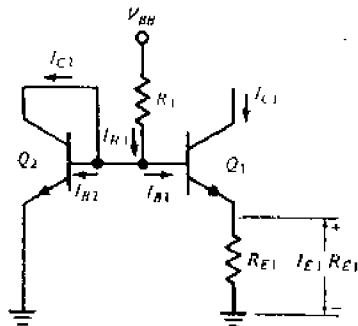


图 8.12

E8.8 在图 8.12 c 中, 设 $I_{R1} = 1 \text{ mA}$, $I_{C1} = 10 \mu\text{A}$, 试确定 R_{E1} 的数值。

解 设 $\beta_F \gg 1$, 则 $I_{C2} \approx I_{R1} = 1 \text{ mA}$ 。

$$\therefore \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{1}{10 \times 10^{-3}} = 100$$

$$V_{BE2} - V_{BE1} = 120 \text{ mV}$$

$$R_{E1} = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{I_{E1}}$$

$$\approx \frac{120}{10 \times 10^{-3}} = 12 \times 10^3 \Omega$$

习 题

P8.1 (a) 在图 8.1b 中, $R_S = 1 \text{ M}\Omega$, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ 和 $a_v = 100$, 试就下列 r_i 和 r_o 值计算 v_o/v_s 。

(1) $r_i = \infty$, $r_o = 0$;

(2) $r_i = \infty$, $r_o = 1 \text{ k}\Omega$;

(3) $r_i = 1 \text{ M}\Omega$, $r_o = 1 \text{ k}\Omega$ 。

(b) 取 $R_S = 9 \text{ M}\Omega$, $R_L = 9 \text{ k}\Omega$ 和 $a_v = 900$, 重复 (a)。

解 由 E8.1 中图 8.1b 可得:

$$\frac{v_o}{v_s} = \frac{v_o}{v_i} \times \frac{v_i}{v_s} = -a_v \frac{R_L}{r_o + R_L} \times \frac{r_i}{R_S + r_i}$$

$\therefore$ (a)

(1) $\frac{v_o}{v_s} = -a_v = -100$

(2) $\frac{v_o}{v_s} = -a_v \frac{R_L}{R_L + r_o} = -100 \times \frac{1}{1+1} = -50$

(3) $\frac{v_o}{v_s} = -a_v \frac{R_L}{R_L + r_o} \times \frac{r_i}{R_S + r_i} = -100 \frac{1}{1+1} \times \frac{1000}{1000+1000} = -25$

(b)

(1) $\frac{v_o}{v_s} = -a_v = -900$

(2) $\frac{v_o}{v_s} = -a_v \frac{R_L}{R_L + r_o} = -900 \times \frac{9}{9+1} = -810$

(3) $\frac{v_o}{v_s} = -a_v \frac{R_L}{R_L + r_o} \times \frac{r_i}{R_S + r_i} = -900 \times \frac{9}{9+1} \times \frac{1000}{9000+1000} = -81$

P8.2 图 8.2a 中, $a_d = 1000$, 试就下列输入电压, 求输出 v_o 。

	v_{i1}	v_{i2}
(a)	8mV	-2mV
(b)	-28mV	22mV
(c)	-428mV	-422mV
(d)	4.428V	4.422V

解

	已知值		计算值	
	v_{i1}	v_{i2}	$v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$	$v_o = -a_d v_{id}$
(a)	8mV	-2mV	10mV	-10V
(b)	-28mV	22mV	-50mV	50V
(c)	-428mV	-422mV	-6mV	6V
(d)	4.428V	4.422V	6mV	-6V

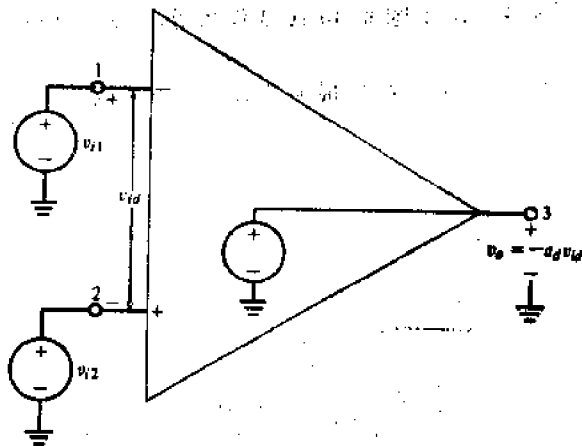


图 8.2a

P8.3 在图 8.2b 中, $r_i = 70\text{k}\Omega$ 和 $a_d = 1000$ 。在放大器的反相输入端通过 $R_{s1} = 10\text{k}\Omega$ 接一个电压源 v_{i1} 。同样通过 $R_{s2} = 20\text{k}\Omega$ 将 v_{i2} 接到同相输入端。试求在习题 P8.2 的输入电压值下的输出电压 v_o 。

解

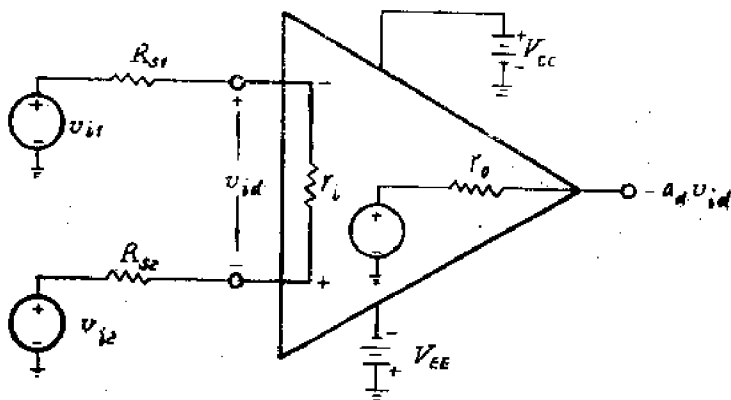
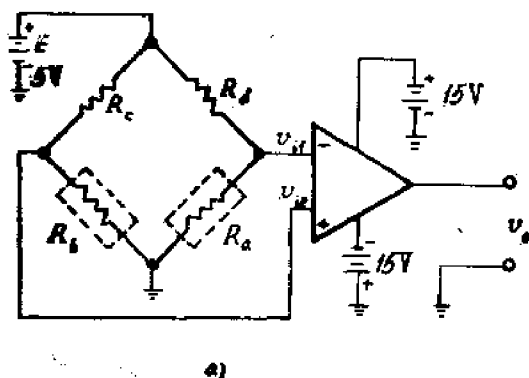


图 P 8.3

根据题意画出电路图图 P8.3,

已知值			计算值	
	v_{i1}	v_{i2}	$v_{id} = \frac{(v_{i1} - v_{i2})r_i}{R_{s1} + R_{s2} + r_i}$	$v_o = -a_d v_{id}$
(a)	8mV	-2mV	7mV	-7V
(b)	-28mV	22mV	-35mV	35V
(c)	-428mV	-422mV	-4.2mV	4.2V
(d)	4.428V	4.422V	4.2mV	-4.2V

P8.4 对于图 8.3a 应变仪电路, 设电阻的正常值为 $R_b=R_c=R_d=2.5\text{k}\Omega$, 电桥电源电压为 5V 。对于最大负载应力, 电阻 R_a 的相对增加量 $\left(\frac{\Delta R_a}{R_a}\right)$ 为 (1.6×10^{-2}) 。试在此情况下确定:



(a) 放大器每个输入端的戴维宁等效电路。

(b) 放大器输入端的差动电压。

解 该题的电路如图 P8.4a 所示。

(a) 作放大器输入端的戴维宁等效电路图图 P8.4b。

最大应变时,

$$\begin{aligned}\Delta R_a &= \left(\frac{\Delta R_a}{R_a}\right) \cdot R_a \\ &= 1.6 \times 10^{-2} \times 2.5 \\ &= 0.04\text{k}\Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}v_{TH1} &= \frac{R_a + \Delta R_a}{R_d + R_a + \Delta R_a} E \\ &= \frac{2.5 + 0.04}{2.5 + 2.5 + 0.04} \times 5 \\ &= 2.52\text{V}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}R_{TH1} &= R_d // (R_a + \Delta R_a) \\ &= 2.5 // (2.5 + 0.04) = 1.26\text{k}\Omega\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}v_{TH2} &= \frac{R_b}{R_b + R_c} E = \frac{2.5}{2.5 + 2.5} \times 5 \\ &= 2.5\text{V}\end{aligned}$$

$$R_{TH2} = R_b // R_c = 2.5 // 2.5 = 1.25\text{k}\Omega$$

(b) 设放大器为理想放大器,

$$\begin{aligned}\text{则 } v_{id} &= v_{i1} - v_{i2} = v_{TH1} - v_{TH2} \\ &= 2.52 - 2.5 = 0.02\text{V}\end{aligned}$$

P8.5 对于图 8.4 的差动放大对, $V_{CC} = 10\text{V}$, $R_{C1} = R_{C2} = 5.2\text{k}\Omega$, $\beta_a = 100$, $V_{EE} = -10\text{V}$, $R_{EE} = 9.3\text{k}\Omega$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$

(a) 设 $V_{I1} = V_{I2} = 0\text{V}$, 试计算 I_{C1} , I_{C2} , V_{CE1} 和 V_{CE2} 。

(b) 设 $V_{I1} = V_{I2} = 5\text{V}$, 试计算 I_{C1} , I_{C2} , V_{CE1} 和 V_{CE2} 。

解 参见 E8.2 中图 8.4。

$$(a) \quad I_{EE} = \frac{-V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_{EE}} = \frac{-0.7 - (-10)}{9.3} = 1\text{mA}$$

图 P8.4

$$I_{C1}=I_{C2}=\frac{\beta_F}{\beta_F+1}\times\frac{I_{EE}}{2}=\frac{100}{100+1}\times\frac{1}{2}=0.495\text{mA}$$

$$V_{CE1}=V_{CE2}=V_{CC}-I_{C1}R_{C1}-(-V_{BE(on)})$$

$$=10-0.495\times 5.2-(-0.7)=8.13\text{V}$$

$$(b) \quad I_{EE}=\frac{V_{B1}-V_{BE(on)}-V_{EE}}{R_{EE}}=\frac{5-0.7-(-10)}{9.3}=1.538\text{mA}$$

$$I_{C1}=I_{C2}=\frac{\beta_F}{\beta_F+1}\times\frac{I_{EE}}{2}=\frac{100}{100+1}\times\frac{1.538}{2}=0.761\text{mA}$$

$$V_{CE1}=V_{CE2}=V_{CC}-I_{C1}R_{C1}-V_{B1}-(-V_{BE(on)})$$

$$=10-0.761\times 5.2-5-(-0.7)=1.74\text{V}$$

P8.6 (a) 根据习题 P8.5(a) 的条件, 确定小信号差动电压增益。

(b) 根据习题 P8.5(b), 重做(a)。

$$\text{解 (a)} \quad r_{\pi 1}=r_{\pi 2}=\frac{\beta_o V_T}{I_{C1}}=\frac{100\times 26}{0.495}=5253\Omega$$

$$a_d=\frac{-\beta_o R_c}{r_{\pi 1}}=\frac{-100\times 5.2}{5.253}\approx -99$$

$$(b) \quad r_{\pi 1}=r_{\pi 2}=\frac{100\times 26}{0.761}=3417\Omega$$

$$a_d=\frac{-100\times 5.2}{3.417}\approx -152$$

P8.7 对于图8.5的差动放大对, $V_{CC}=15\text{V}$, $R_{C1}=R_{C2}=200\text{k}\Omega$, $\beta_o=70$, $V_{EE}=-15\text{V}$, $R_{EE}=200\text{k}\Omega$, $V_{BE(on)}=0.6\text{V}$ 。

试利用半边电路计算:

(a) 差模输入电阻 r_{id} 和电压增益 a_d 。

(b) 共模输入电阻 r_{ic} 和电压增益 a_{cc} 。

解 因 Q_1 及 Q_2 的基极的直流静态电压为 0,

$$\text{则 } I_{EE}=\frac{-V_{BE(on)}-V_{EE}}{R_{EE}}$$

$$=\frac{-0.6-(-15)}{200}=0.072\text{mA}$$

$$I_{C1}=I_{C2}=\frac{\beta_F}{\beta_F+1}\times\frac{I_{EE}}{2}=\frac{70}{70+1}$$

$$\times\frac{0.072}{2}=0.0355\text{mA}$$

(a)

$$r_{\pi 1}=r_{\pi 2}=\frac{\beta_o V_T}{I_{C1}}=\frac{70\times 26}{0.0355}$$

$$=51.27\times 10^3\Omega$$

$$r_{id}=2r_{\pi}=2\times 51.27=102.5\text{k}\Omega$$

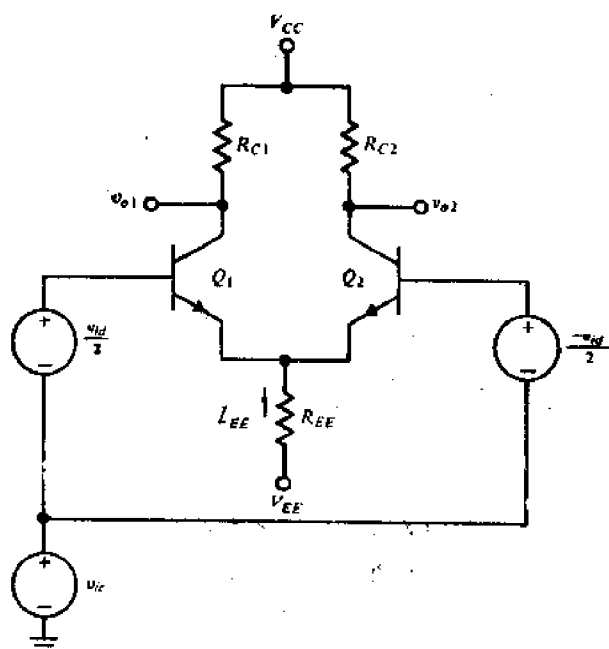


图 8.5

$$a_d = \frac{-\beta_0 R_c}{r_{\pi 1}} = \frac{-70 \times 200}{51.27} = -273$$

$$(b) \quad r_{ic} = r_{\pi} + (\beta_0 + 1)2R_{EE} = 51.27 + (70 + 1) \times 2 \times 200 = 28.5 \times 10^3 \Omega$$

$$a_c = \frac{-\beta_0 R_c}{r_{ic}} = \frac{-70 \times 200}{28.5 \times 10^3} \approx -0.492$$

P8.8 对于图 8.8 的输入差动放大对, $V_{CC} = 12V$, $R_{C1} = R_{C2} = 120k\Omega$, $\beta_0 = 50$, $V_{EE} = -12V$, $R_{EE1} = 110k\Omega$, $V_{BE(on)} = 0.6V$, 试就习题 P8.2 中的输入电压值计算输出电压 v_{o1} 和 v_{o2} 。可忽略图 8.8 中第二级的负载作用。

解 参见 E8.5 中图 8.8。

静态计算: 设 $V_{B1} = V_{B2} = 0V$,

$$\text{则} \quad I_{EE1} = \frac{-V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_{EE1}} = \frac{-0.6 - (-12)}{110} = 0.1036mA$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \times \frac{I_{EE1}}{2} = \frac{50}{50 + 1} \times \frac{0.1036}{2} \approx 0.0508mA$$

动态计算:

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.0508} = 25.59 \times 10^3 \Omega$$

$$a_{d1} \approx \frac{-\beta_0 R_{C1}}{r_{\pi 1}} = \frac{-50 \times 120}{25.59} \approx -234.5$$

$$a_{c1} \approx \frac{-\beta_0 R_{C1}}{r_{\pi 1} + (\beta_0 + 1)2R_{EE1}} = \frac{-50 \times 120}{25.59 + (50 + 1) \times 2 \times 110} \approx -0.534$$

$\therefore$ 输出电压 v_{o1} 和 v_{o2} 的计算值如下表所示:

	已 知		计 算 值					
	v_{i1} (mV)	v_{i2} (mV)	$v_{id} = v_{i1} - v_{i2}$ (mV)	$v_{ic} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2}$ (mV)	$\frac{a_{d1} v_{id}}{2}$ (mV)	$a_{c1} v_{ic}$ (mV)	$v_{o1} = a_{c1} v_{ic} + \frac{a_{d1} v_{id}}{2}$ (V)	$v_{o2} = a_{c1} v_{ic} - \frac{a_{d1} v_{id}}{2}$ (V)
(a)	8	-2	10	3	-1173	-1.629	-1.17	1.17
(b)	-28	22	-50	-3	5862.5	+1.629	5.86	-5.86
(c)	-428	-422	-6	-425	703.5	227	0.93	-0.477
(d)	4428	4422	6	4425	-703.5	-2363	-3.07	-1.66

P8.9 对于图 P8.9 的差动放大器, 设 $\beta_0 = 100$ 和 $V_{BE(on)} = 0.7V$ 。

(a) 试利用半边电路求 r_{id} 和 a_d 。

(b) 再利用半边电路求 r_{ic} 和 a_c 。

解 静态计算: 设 $V_{B1} = V_{B2} = 0V$,

$$\therefore \quad I_{EE} = \frac{-2V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_{EE}} = \frac{-2 \times 0.7 - (-6)}{4.7} = 0.9787mA$$

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \times \frac{I_{EE}}{2} = \frac{100}{100 + 1} \times \frac{0.9787}{2} = 0.4845 \text{ mA}$$

$$I_{E1} = I_{E2} = I_{B3} = I_{B4}$$

$$= \frac{I_{C3}}{\beta_F}$$

$$= \frac{0.4845}{100}$$

$$= 0.4845 \times 10^{-2} \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2}$$

$$= \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} I_{E1}$$

$$= \frac{100}{100 + 1} \times 0.4845 \times 10^{-2}$$

$$= 0.4797 \times 10^{-2} \text{ mA}$$

(a) 这是一个复合管电路,
 Q_1 和 Q_3 构成一个等效的复合管 Q'_1 ,
 Q_2 和 Q_4 构成另一个等效的复合管 Q'_2

Q'_1 和 Q'_2 的电流放大倍数 $\beta'_1 =$

$$\beta'_1 \approx \beta_0^2$$

Q'_1 的 $r'_{e1} = r_{e1} + (\beta_0 + 1)r_{e3}$

Q'_2 的 $r'_{e2} = r_{e2} + (\beta_0 + 1)r_{e4}$

$$\therefore r_{e1} = r_{e2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{100 \times 26}{0.4797 \times 10^{-2}} = 542 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{e3} = r_{e4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{100 \times 26}{0.4845} = 5366 \Omega$$

$$r'_{e1} = r'_{e2} = r_{e1} + (\beta_0 + 1)r_{e3} = 542 + (100 + 1) \times 5.366 = 1084 \text{ k}\Omega$$

$$\therefore r_{id} = 2r'_{e1} = 2 \times 1084 = 2168 \text{ k}\Omega$$

$$a_d = \frac{-\beta'_1 R_{C1}}{r'_{e1}} = \frac{-100^2 \times 6.2}{1084} \approx -57.2$$

$$(b) \quad r_{ie} = r'_{e1} + (\beta'_1 + 1)2R_{EE} = 1084 + (100^2 + 1) \times 2 \times 4.7 \approx 95.1 \times 10^3 \Omega$$

$$a_e = \frac{-\beta'_1 R_{C1}}{r_{ie}} = \frac{-100^2 \times 6.2}{95.1 \times 10^3} \approx -0.65$$

P8.10 在图 P8.10 电路中, 重做习题 P8.9(a) 和 (b)。

解 静态计算:

设 $V_{B1} = V_{B2} = 0 \text{ V}$,

$$\therefore I_{E1} = \frac{-V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_1 + 2R_2} = \frac{-0.7 - (-6)}{0.1 + 2 \times 5.25} = 0.5 \text{ mA}$$

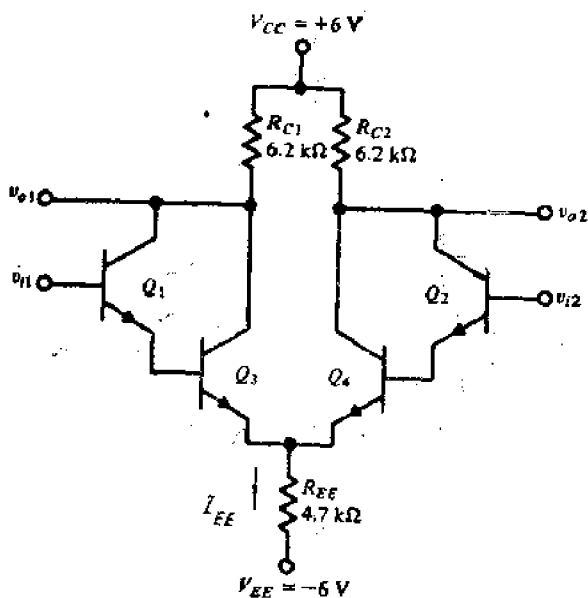
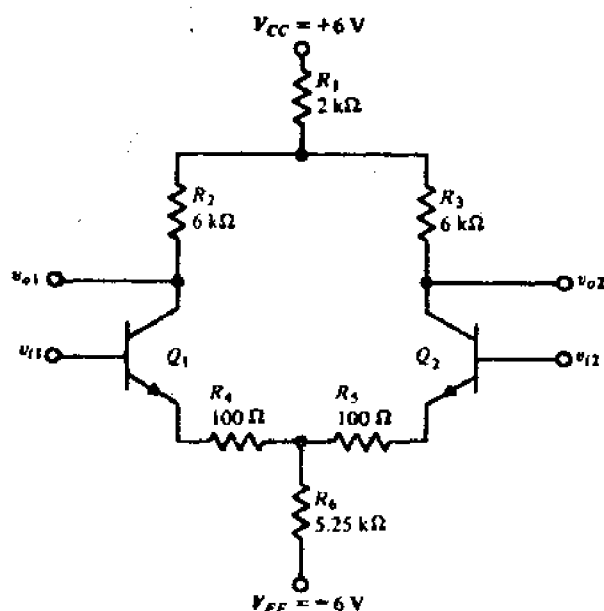


图 P8.9

$$I_{c1} = \frac{\beta_r}{\beta_r + 1} I_{E1} = \frac{100}{100 + 1} \times 0.5 = 0.495 \text{ mA}$$

(a) 作差模半边电路图图 P8.10a,

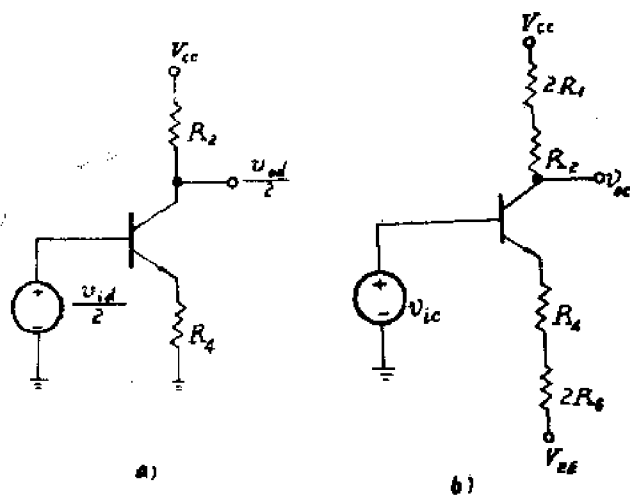


图P8.10

$$\begin{aligned} r_{e1} &= r_{e2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{c1}} = \frac{100 \times 26}{0.495} \\ &= 5.253 \times 10^3 \Omega \\ r_{id} &= 2[r_{e1} + (\beta_0 + 1)R_4] \\ &= 2[5.253 + (100 + 1) \times 0.1] \\ &= 30.7 \text{ k}\Omega \\ a_d &= \frac{-\beta_0 R_2}{r_{e1} + (\beta_0 + 1)R_4} \\ &= \frac{-100 \times 6}{5.253 + (100 + 1) \times 0.1} \\ &\approx -39.1 \end{aligned}$$

(b) 作共模半边电路图图 P8.10b,

$$\begin{aligned} r_{ic} &= r_{e1} + (\beta_0 + 1)(R_4 + 2R_5) \\ &= 5.253 + (100 + 1) \times (0.1 + 2 \times 5.25) \\ &\approx 1076 \text{ k}\Omega \\ a_c &= \frac{-\beta_0 (R_2 + 2R_1)}{r_{ic}} \\ &= \frac{-100(6 + 2 \times 2)}{1076} \\ &= -0.929 \end{aligned}$$



图P8.10

P8.11 对于图 8.5 的差动放大对,
 $V_{CC} = +15\text{V}$, $I_{c1} = I_{c2} = 100\mu\text{A}$,
 $\beta_0 = 100$, $V_{EE} = -15\text{V}$, $V_{CE1} = V_{CE2}$
 $= 8.2\text{V}$, $V_{BE(\text{on})} = 0.7\text{V}$.

(a) 试计算 R_{EE} , R_{c1} 和 R_{c2} 的数值。

(b) 作出差模半边电路, 求 r_{id} 和 a_d 。

(c) 作出共模半边电路, 求 r_{ic} 和 a_c 。

解 参见 P8.7 中图 8.5。设 $v_i = 0$ 时, $V_{B1} = V_{B2} = 0\text{V}$,

$$(a) \quad R_{c1} = R_{c2} = \frac{V_{CC} - V_{CE1}}{I_{c1}}$$

$$= \frac{V_{CC} - (V_{CE1} - V_{BE(on)})}{I_{C1}} = \frac{15 - (8.2 - 0.7)}{0.1} = 75 \text{ k}\Omega$$

$$R_{EE} = \frac{-V_{BE(on)} - V_{EE}}{2 \times \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \times I_{C1}} = \frac{-0.7 - (-15)}{2 \times \frac{100 + 1}{100} \times 0.1} \approx 70.8 \text{ k}\Omega$$

(b) 作差模半边电路图图P8.11a,

11a,

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{100 \times 26}{0.1} = 26 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{id} = 2r_{\pi 1} = 2 \times 26 = 52 \text{ k}\Omega$$

$$a_d = \frac{-\beta_0 R_{C1}}{r_{\pi 1}} = \frac{-100 \times 75}{26} = -288$$

(c) 作共模半边电路图图

P8.11b,

$$\begin{aligned} r_{ic} &= r_{\pi 1} + (\beta_0 + 1)2R_{EE} \\ &= 26 + (100 + 1) \times 2 \times 70.8 \\ &= 14.3 \times 10^3 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_c &= \frac{-\beta_0 R_{C1}}{r_{ic}} = \frac{-100 \times 75}{14.3 \times 10^3} \\ &= -0.523 \end{aligned}$$

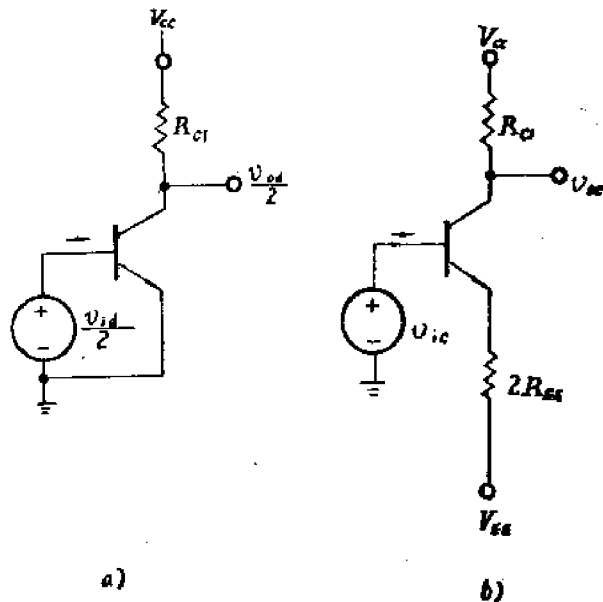


图 P8.11

P8.12 在图 8.6 中, $V_{CC} = +6\text{V}$,

$I_{C1} = I_{C2}$, $\beta_0 = 50$, $V_{EE} = -6\text{V}$, $R_{C1} = R_{C2}$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$.

(a) 试在下述条件下求 R_{EE} , R_{C1} 和 R_{C2} :

$$(1) V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{2} V_{CC};$$

$$(2) R_{EE} + R_{C1} + R_{C2} = 100 \text{ k}\Omega.$$

(b) 设 $V_{B1} = 0$, 信号 v_s 加在 Q_1 的基极上:

(1) 求 v_{o1}/v_s 和 v_{o2}/v_s ;

(2) 求由 v_s 看进去的输入电阻 r_{is} .

解 (a) 设 $v_i = 0$ 时, $V_{B1} = V_{B2} = 0$,

$$\therefore I_{C1} R_{C1} = V_{CC} - V_{C1} = V_{CC} - \frac{V_{CC}}{2} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (1)$$

$$R_{EE} + R_{C1} + R_{C2} = R_{EE} + 2R_{C1} = 100 \text{ k}\Omega \quad (2)$$

$$-V_{BE(on)} - V_{EE} = 2 \times \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \times I_{C1} R_{EE} \quad (3)$$

由(1)式得:

$$I_{C1} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{1}{R_{C1}} \quad (4)$$

由(2)式得:

$$R_{EE} = 100 - 2R_{C1} \quad (5)$$

将(4),(5)两式代入到(3)式得:

$$-V_{BE(on)} - V_{EE} = 2 \times \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} \times \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{1}{R_{C1}} (100 - 2R_{C1})$$

$$-0.7 - (-6) = 2 \times \frac{50+1}{50} \times \frac{6}{2} \times \frac{1}{R_{C1}} (100 - 2R_{C1})$$

解得

$$R_{C1} \approx 34.89 \text{ k}\Omega,$$

将 R_{C1} 的值代入到(5)式中得:

$$R_{EE} = 100 - 2 \times 34.89 \approx 30.2 \text{ k}\Omega$$

将 R_{C1} 的值代入到(4)式中得:

$$I_{C1} = \frac{3}{34.89} = 0.08598 \text{ mA}$$

(b)

$$(1) \quad r_{s1} = r_{s2} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.08598} = 15.12 \text{ k}\Omega$$

$$a_d = \frac{-\beta_o R_{C1}}{r_{s1}} = \frac{-50 \times 34.89}{15.12} \approx -115.4$$

$$a_o = \frac{-\beta_o R_{C1}}{r_{s1} + (\beta_o + 1)2R_{EE}} = \frac{-50 \times 34.89}{15.12 + (50+1) \times 2 \times 30.2} \approx -0.5636$$

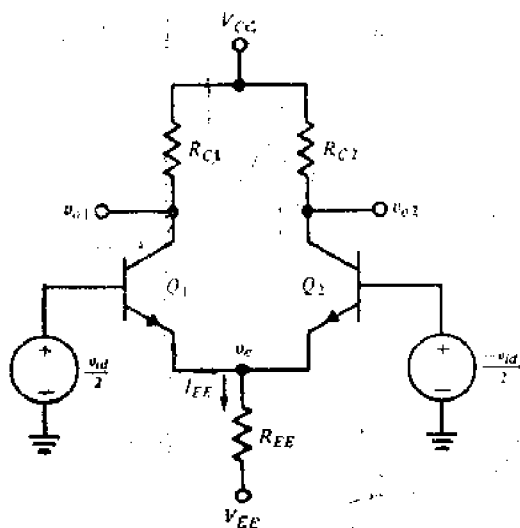


图 8.6

$$\therefore v_{i1} = v_s, \quad v_{i2} = 0$$

$$\therefore v_{id} = v_{i1} - v_{i2} = v_s$$

$$v_{ie} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} = \frac{v_s}{2}$$

而

$$v_{o1} = a_o v_{ie} + \frac{a_d v_{id}}{2} = a_o \frac{v_s}{2} + \frac{a_d v_s}{2} = v_s \left(\frac{a_o}{2} + \frac{a_d}{2} \right)$$

$\therefore$

$$\frac{v_{o1}}{v_s} = \frac{a_o}{2} + \frac{a_d}{2} = \frac{-0.5636}{2} + \frac{-115.4}{2} = -57.98$$

同样, $\therefore$

$$v_{o2} = a_o v_{ie} - \frac{a_d v_{id}}{2}$$

$\therefore$

$$\frac{v_{o2}}{v_s} = \frac{a_o}{2} - \frac{a_d}{2} = \frac{-0.5636}{2} - \frac{-115.4}{2} = +57.4$$

$$(2) \quad r_i = \frac{v_s}{i_i} = \frac{v_{id}}{i_i} = r_{id} = 2r_{s1} = 2 \times 15.12 = 30.24 \text{ k}\Omega$$

P8.13 在图 8.6 中, 电阻 R_{EE} 用一个电流源 I_{EE} 来代替。设

$V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $I_{C1} = I_{C2} = 100 \mu\text{A}$, $\beta_o = 50$, $V_{EE} = -15 \text{ V}$, $V_{CE1} = V_{CE2} = 8 \text{ V}$ 。

- (a) 试计算 I_{EE} , R_{C1} 和 R_{C2} 的数值。
 (b) 求差动电压增益 a_d 和输入电阻 r_{id} 。
 (c) 求共模电压增益 a_c 和输入电阻 r_{ic} 。

解 本题电路如图 P8.13 所示。

$$(a) \quad I_{EE} = 2I_{C1} = \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} = 2 \times 0.1 \times \frac{50 + 1}{50} = 0.204 \text{ mA}$$

$$R_{C1} = R_{C2} = \frac{V_{CC} - (V_{CE1} - V_{BE(on)})}{I_{C1}} = \frac{15 - (8 - 0.7)}{0.1} = 77 \text{ k}\Omega$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.1} = 13 \text{ k}\Omega$$

$$a_d = \frac{-\beta_0 R_{C1}}{r_{\pi 1}} = \frac{-50 \times 77}{13} \approx -296$$

$$r_{id} = 2r_{\pi 1} = 2 \times 13 = 26 \text{ k}\Omega$$

(c) $r_{ic} = r_{\pi 1} + (1 + \beta_0)2R_{EE} \rightarrow \infty$ (设 I_{EE} 是恒流源, 内阻为 ∞)。

$$a_c = \frac{-\beta_0 R_{C1}}{r_{ic}} = 0$$

P8.14 在图 8.6 中, 用一个 $I_{EE} = 2 \text{ mA}$ 的电流源代替电阻 R_{EE} , 设 $V_{CC} = 6 \text{ V}$, $R_{C1} = R_{C2} = 2 \text{ k}\Omega$, $\beta_0 = 100$, $V_{EE} = -6 \text{ V}$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, 如 $V_{B2} = 0 \text{ V}$, 信号 v_s 加在 Q_1 的基极上, 试问:

- (a) 从 v_s 看进去的输入电阻是多少?
 (b) 小信号电压增益 v_{o2}/v_s 是多少?
 (c) 小信号电流增益 i_{o2}/i_s 是多少?
 (d) 如果每个晶体管的基极串联一个电阻 R_B , 则 (a), (b) 和 (c) 的计算结果将作何修改?

解 根据题意画出电路图图 P8.14。

$$(a) \quad I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{EE}}{2} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \\ = \frac{2}{2} \times \frac{100}{100 + 1} = 0.99 \text{ mA} \\ r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{100 \times 26}{0.99} \\ = 2626 \Omega \\ r_i = 2r_{\pi 1} \\ = 2 \times 2.626 \\ \approx 5.25 \text{ k}\Omega$$

(b) 由题 P8.12(b) 已求得:

$$\frac{v_{o2}}{v_s} = \frac{a_c}{2} - \frac{a_d}{2}$$

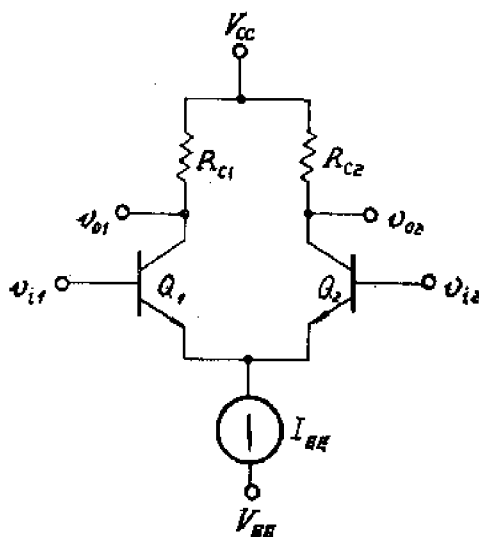


图 P8.13

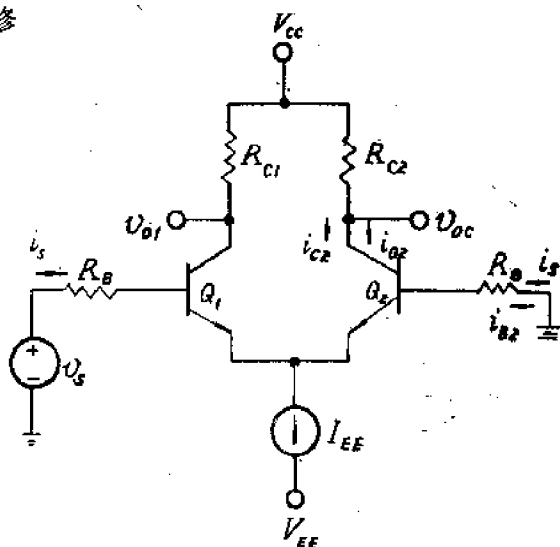


图 P8.14

但如设 I_{EE} 是恒流源,

则

$$\alpha_e = 0$$

∴

$$\frac{v_{o2}}{v_s} = -\frac{a_d}{2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{-\beta_0 R_{c1}}{r_{\pi 1}} \right) = \frac{1}{2} \times \frac{100 \times 2}{2.626} \approx 38.1$$

$$(c) \quad \frac{i_{o2}}{i_s} = \frac{i_{e2}}{-i_{b1}} = -\beta_0 = -100$$

$$(d) \quad r'_i = r_{i1} + 2R_{B1} \text{ 比 (a) 中的 } r_{i1} \text{ 增大,}$$

$$\frac{v_{o2}}{v_s} = \frac{1}{2} \times \frac{\beta_0 R_{c1}}{r_{\pi 1} + R_{B1}} \text{ 比 (b) 中 } i \text{ 值减小,}$$

$$\frac{i_{o2}}{i_s} = -\beta_0 \text{ 与 (c) 中 } i \text{ 值相同.}$$

P8.15 在图 8.6 中, 用 $I_{EE}=2\text{mA}$ 的电流源代替电阻 R_{EE} , 并在信号源与 Q_1 和 Q_2 的基极电路中分别串接进电阻 R_{B1} 和 R_{B2} . 设

$$V_{CC}=10\text{V}, \beta_0=70, R_{C1}=R_{C2}=5\text{k}\Omega,$$

$$V_{EE}=-10\text{V}, R_{B1}=R_{B2}=600\Omega,$$

$$V_{BE(on)}=0.7\text{V}.$$

(a) 试确定每个晶体管的工作点 I_C 和 V_{CE} .

(b) 求差模输入电阻和电压增益.

(c) 求共模输入电阻和电压增益.

解 根据题意画电路如图 P8.15 所示.

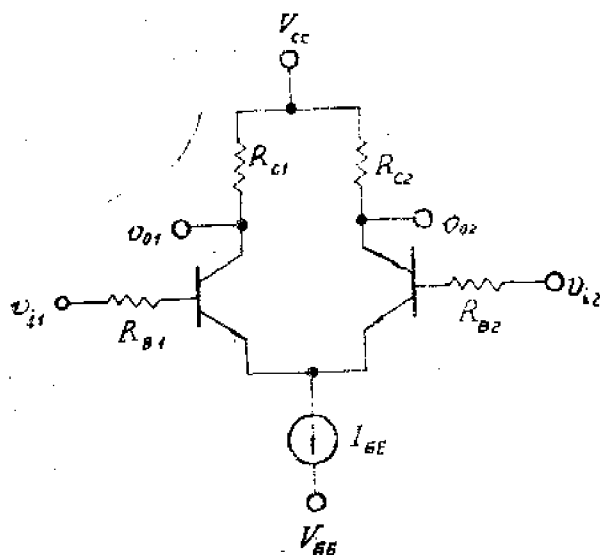


图 P8.15

$$(a) \quad I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{EE}}{2} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \\ = \frac{2}{2} \times \frac{70}{70 + 1} \\ = 0.9859\text{mA}$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{C1} - V_E = (V_{CC} - I_{C1}R_{C1}) - V_E \\ = (V_{CC} - I_{C1}R_{C1}) - (-V_{BE(on)} - I_{B1}R_{B1}) \\ = (10 - 0.9859 \times 5) - \left(-0.7 - \frac{0.9859}{70} \times 0.6 \right) \approx 5.78\text{V}$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{70 \times 26}{0.9859} = 1846\Omega \\ r_{id} = 2(R_{B1} + r_{\pi 1}) = 2(0.6 + 1.846) = 4.892\text{k}\Omega$$

$$a_d = \frac{-\beta_0 R_{C1}}{R_{B1} + r_{\pi 1}} = \frac{-70 \times 5}{0.6 + 1.846} \approx -143$$

$$(c) \quad r_{ie} \rightarrow \infty \\ \alpha_e = 0$$

P8.16 在图 8.6 中, 用电流源 I_{EE} 代替电阻 R_{EE} . 并将 Q_2 基极接地, 信号 v_s 加到 Q_1 的基极.

(a) 假设晶体管相同, 而且不会饱和, 其传输特性可用下式近似表示: $i_c = I_s e^{v_{BE}/V_T}$ 其中 I_s 为一常数。

试推导以 v_s 为函数的 i_{C1} 的表达式。

(b) 在 $v_s = \pm 150\text{mV}$ 范围内作出这个表达式的曲线。

解 画出电路如图 P8.16a。

$$\begin{aligned} (a) \quad & i_c = I_s e^{v_{BE}/V_T} \\ & i_{C1} = I_s e^{v_{BE1}/V_T} \\ & i_{C2} = I_s e^{v_{BE2}/V_T} \end{aligned}$$

$$\text{而 } I_{EE} \approx i_{C1} + i_{C2} = i_{C1} \left(1 + \frac{i_{C2}}{i_{C1}} \right) = i_{C1} \left(1 + \frac{I_s e^{v_{BE2}/V_T}}{I_s e^{v_{BE1}/V_T}} \right)$$

$$= i_{C1} \left(1 + e^{\frac{v_{BE2} - v_{BE1}}{V_T}} \right) = i_{C1} \left(1 + e^{\frac{-v_s}{V_T}} \right)$$

$$\therefore i_{C1} \approx \frac{I_{EE}}{1 + e^{-v_s/V_T}}$$

(b) 由上式可画出当 v_s 在 $\pm 150\text{mV}$ 范围内变化时的传输特性, 如图 P8.16b 所示。由传输特性可知:

$$\text{当 } v_s = 0 \text{ 时, } i_{C1} = \frac{I_{EE}}{2};$$

当 v_s 的绝对值较小时 v_s 与 i_{C1} 呈线性关系;

当 v_s 的绝对值比较大时, 曲线进入非线性区;

$$\text{当 } v_s \gg 0 \text{ 时, } i_{C1} \approx I_{EE};$$

$$\text{当 } v_s \ll 0 \text{ 时, } i_{C1} \approx 0.$$

P8.17 在图 8.8 的两个差动对级联电路中, 用电流源 I_{EE1} 和 I_{EE2} 分别代替两个电阻 R_{EE1} 和 R_{EE2} 。设 $V_{CC} = 6\text{V}$, $I_{EE1} = I_{EE2} = 2\text{mA}$, $\beta_0 = 50$, $V_{BE} = -6\text{V}$, $R_{C1} = R_{C2} = 4\text{k}\Omega$, $R_{C3} = R_{C4} = 2\text{k}\Omega$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 。试在 $V_{s1} = V_{s2} = 0\text{V}$ 时:

(a) 求 I_{C1} , I_{C2} , V_{CE1} , V_{CE2} , I_{C3} , I_{C4} , V_{CE3} 和 V_{CE4} 。

(b) 画出差模半边电路和小信号模型电路。

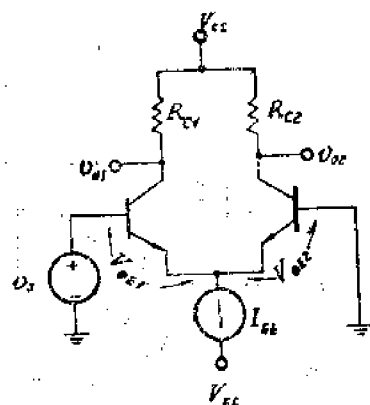
(c) 计算差模输入电阻和电压增益。

解 (a) 电路如图 P8.17a 所示。

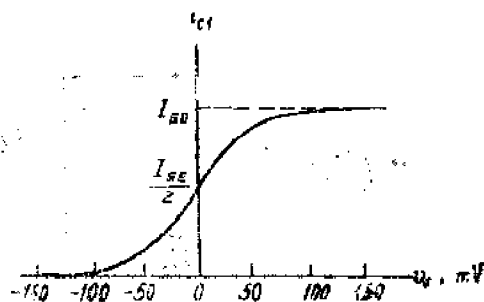
$$\therefore I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{EE1} \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{1}{2} \times 2 \times \frac{50}{50 + 1} = 0.9804\text{mA}$$

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{1}{2} I_{EE2} \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{1}{2} \times 2 \times \frac{50}{50 + 1} = 0.9804\text{mA}$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{C1} - V_{E1} = \left[V_{CC} - \left(I_{C1} + \frac{I_{C2}}{\beta_F} \right) R_{C1} \right] - [-V_{BE(on)}]$$



a)



b)

图P8.16

$$= \left[6 - \left(0.9804 + \frac{0.9804}{50} \right) \times 4 \right] - [-0.7] = 2.7 \text{ V}$$

$$V_{CE3} = V_{CE4} = V_{C3} - V_{E3} = (V_{CC} - I_{C3}R_{C3}) - (-V_{BE(on)} + V_{C1})$$

$$= (6 - 0.9804 \times 2) - \left[-0.7 + \left(6 - \left(0.9804 + \frac{0.9804}{50} \right) \times 4 \right) \right]$$

$$= 2.74 \text{ V}$$

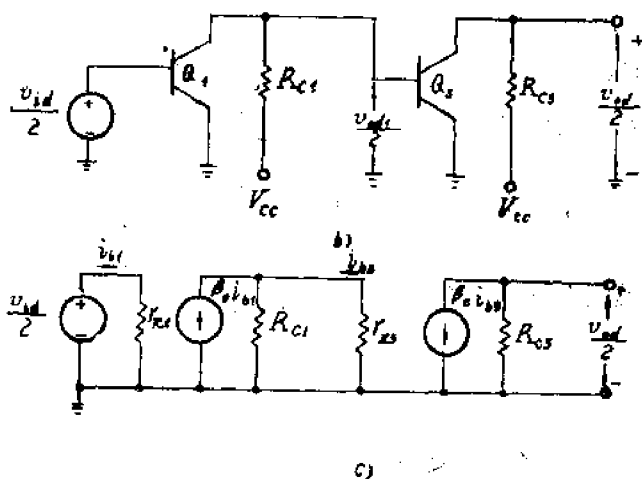
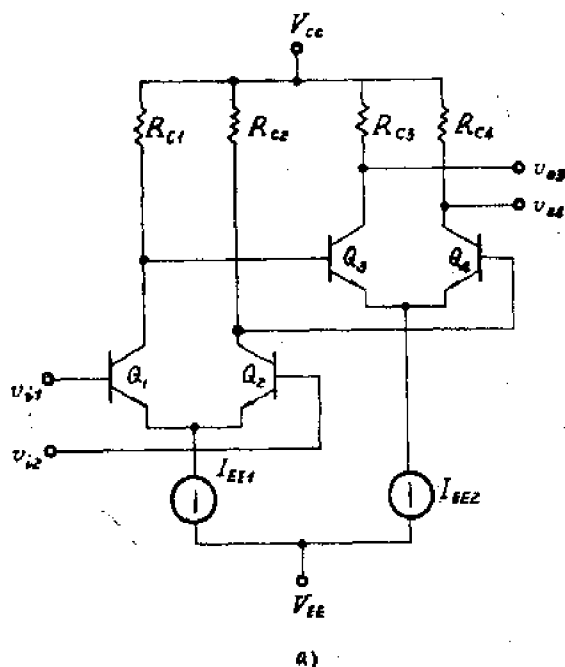


图 P8.17

(b) 作差模半边电路图图 P8.17b。小信号模型电路如图 P8.17c 所示。

$$(c) \quad r_{e1} = r_{e2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}}$$

$$= \frac{50 \times 26}{0.9804} \approx 1.326 \text{ k}\Omega$$

$$r_{e3} = r_{e4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{50 \times 26}{0.9804} \approx 1.326 \text{ k}\Omega$$

$$r_{id} = 2r_{e1} = 2 \times 1.326 = 2.652 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L1} = R_{C1} // r_{e3} = 4 // 1.326 = 0.9959 \text{ k}\Omega$$

$$a_{d1} = \frac{-\beta_0 R_{L1}}{r_{e1}} = \frac{-50 \times 0.9959}{1.326} = -37.55$$

$$a_{d2} = \frac{-\beta_0 R_{C3}}{r_{e3}} = \frac{-50 \times 2}{1.326} = -75.41$$

$$a_d = a_{d1} \times a_{d2} = (-37.55) \times (-75.41) = 2832$$

P8.18 在图 8.8 中, 用两个电流源 $I_{EE1} = 0.204 \text{ mA}$, $I_{EE2} = 2.55 \text{ mA}$, 分别代替两个电阻 R_{EE1} 和 R_{EE2} , 设 $R_{C1} = R_{C2} = 24 \text{ k}\Omega$, $\beta_0 = 50$, $R_{C3} = R_{C4} = 1.2 \text{ k}\Omega$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

(a) 对于第一级(第二级作为负载), 求其 r_{id1} 和 a_{d1} , 其中 $a_{d1} = v_{o1}/v_{id1}$ 。

(b) 对于第二级, 重做(a)。

解 电路同图 P8.17a。

$$\begin{aligned}
(a) \quad I_{C1} &= I_{C2} = \frac{I_{EE1}}{2} \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{0.204}{2} \times \frac{50}{50 + 1} = 0.1 \text{ mA} \\
I_{C3} &= I_{C4} = \frac{I_{EE2}}{2} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{2.55}{2} \times \frac{50}{50 + 1} = 1.25 \text{ mA} \\
r_{\pi 1} &= r_{\pi 2} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.1} = 13 \times 10^3 \Omega \\
r_{\pi 3} &= r_{\pi 4} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C3}} = \frac{50 \times 26}{1.25} = 1.04 \times 10^3 \Omega \\
r_{id1} &= 2r_{\pi 1} = 2 \times 13 = 26 \text{ k}\Omega \\
R_{L1} &= R_{C1} // r_{\pi 3} = 24 // 1.04 = 0.9968 \text{ k}\Omega \\
a_{d1} &= \frac{v_{od1}}{v_{id1}} = \frac{-\beta_o R_{L1}}{r_{\pi 1}} = \frac{-50 \times 0.9968}{13} = -3.83
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
(b) \quad r_{id3} &= 2r_{\pi 3} = 2 \times 1.04 = 2.08 \text{ k}\Omega \\
a_{d3} &= \frac{-\beta_o R_{C3}}{r_{\pi 3}} = \frac{-50 \times 1.2}{1.04} = -57.7
\end{aligned}$$

P8.19 在图 8.8 中, $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $R_{C1} = R_{C2} = 200 \text{ k}\Omega$, $\beta_o = 50$, $V_{EE} = -15 \text{ V}$, $R_{C3} = R_{C4} = 4.7 \text{ k}\Omega$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, $R_{EE1} = 150 \text{ k}\Omega$, $R_{EE2} = 8.2 \text{ k}\Omega$, 设 $V_{B1} = V_{B2} = 0 \text{ V}$ 。

- (a) 试计算 I_{C1} , I_{C2} , V_{CE1} , V_{CE2} , I_{C3} , I_{C4} , V_{CE3} 和 V_{CE4} 。
(b) 求差模和共模电压增益 a_d 和 a_{co} 。
(c) 电路的 CMRR 是多少?

解 参见 E8.5 中图 8.8。

$$\begin{aligned}
(a) \quad I_{EE1} &= \frac{-V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_{EE1}} = \frac{-0.7 - (-15)}{150} = 0.09533 \text{ mA} \\
I_{C1} &= I_{C2} = \frac{I_{EE1}}{2} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{0.09533}{2} \times \frac{50}{50 + 1} = 0.04673 \text{ mA} \\
V_{C1} &= V_{C2} = V_{B3} = V_{B4} = V_{CC} - (I_{C1} + I_{B3})R_{C1} \quad (1) \\
I_{B3} &= \frac{I_{EE2}/2}{\beta_F + 1} = \frac{V_{B3} - V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_{EE2} \times 2(\beta_F + 1)} \quad (2)
\end{aligned}$$

合并 (1), (2) 两式得:

$$\begin{aligned}
I_{B3} &= \frac{V_{CC} - I_{C1}R_{C1} - V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_{C1} + 2R_{EE2}(\beta_F + 1)} = \frac{15 - 0.04673 \times 200 - 0.7 - (-15)}{200 + 2 \times 8.2(50 + 1)} \\
&= 0.01925 \text{ mA}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\therefore V_{C1} &= V_{CC} - (I_{C1} + I_{B3})R_{C1} = 15 - (0.04673 + 0.01925) \times 200 \\
&= 1.8 \text{ V}
\end{aligned}$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{C1} - V_{B1} = 1.8 - (-0.7) = 2.5 \text{ V}$$

$$\text{又} \because I_{C3} = I_{C4} = \beta_F I_{B3} = 50 \times 0.01925 = 0.9625 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned}
\therefore V_{CE3} &= V_{CE4} = V_{CC} - I_{C3}R_{C3} - (V_{B3} - V_{BE(on)}) \\
&= 15 - 0.9625 \times 4.7 - 1.8 + 0.7 = 9.37 \text{ V}
\end{aligned}$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.04673} = 27.82 \text{ k}\Omega$$

$$r_{e1} = r_{e2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.9625} = 1.35 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L1} = R_{C1} // r_{e2} = 200 // 1.35 = 1.341 \text{ k}\Omega$$

$$a_d = a_{d1} \times a_{d2} = \left(\frac{-\beta_0 R_{L1}}{r_{e1}} \right) \left(\frac{-\beta_0 R_{C2}}{r_{e2}} \right) = \left(\frac{-50 \times 1.341}{27.82} \right) \left(\frac{-50 \times 4.7}{1.35} \right) = 419$$

$$r_{ie1} = r_{e1} + (\beta_0 + 1) 2R_{EE1} = 27.82 + (50 + 1) \times 2 \times 150 = 15330 \text{ k}\Omega$$

$$r_{ie2} = r_{e2} + (\beta_0 + 1) 2R_{EE2} = 1.35 + (50 + 1) \times 2 \times 8.2 = 837.8 \text{ k}\Omega$$

$$a_c = a_{c1} \times a_{c2} = \frac{-\beta_0 (R_{C1} // r_{ie2})}{r_{ie1}} \times \left(\frac{-\beta_0 R_{C2}}{r_{ie2}} \right) = \frac{-50 \times (200 // 837.8)}{15330} \times \left(\frac{-50 \times 4.7}{837.8} \right) = 0.148$$

$$(c) \quad \text{CMRR(dB)} = 20 \log \left| \frac{a_d}{a_c} \right| = 20 \log \left| \frac{419}{0.148} \right| = 69.1 \text{ dB}$$

*P8.20 在图 8.8 中, $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $V_{EE} = -15 \text{ V}$, $I_{C1} = I_{C2} = 100 \mu\text{A}$, $\beta_0 = 50$, $I_{C3} = I_{C4} = 500 \mu\text{A}$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{2} V_{CC}$, $V_{C3} = V_{C4} = \frac{1}{2} (V_{CC} - V_{C1})$, 设 $V_{B1} = V_{B2} = 0 \text{ V}$ 。

- 试计算 R_{C1} , R_{C2} , R_{C3} , R_{C4} , R_{EE1} 和 R_{EE2} 的数值。
- 计算 r_{ie1} , a_{d1} , r_{ie2} 和 a_{d2} 。
- 设 $V_{B2} = 0 \text{ V}$, 试在下列条件下求 Q_1 基极的最大电压:
 - Q_1 在饱和的边缘 ($V_{CE(sat)} = 0.2 \text{ V}$)。
 - Q_1 在截止的边缘。

解 电路图同图 8.8。

$$(a) \quad R_{C1} = R_{C2} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{I_{C1} + I_{B2}} = \frac{V_{CC} - V_{C1}}{I_{C1} + I_{C2} / \beta_F} = \frac{15 - 15/2}{0.1 + 0.5/50} \approx 68.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_{C3} = R_{C4} = \frac{V_{CC} - V_{C3}}{I_{C3}} = \frac{V_{CC} - (V_{C1} + V_{C3})}{I_{C3}} = \frac{15 - [15/2 + (15 - 15/2)/2]}{0.5} = 7.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{EE1} = \frac{V_{B1} - V_{EE}}{I_{EE1}} = \frac{-V_{BE(on)} - V_{EE}}{2 \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{C1}} = \frac{-0.7 - (-15)}{2 \times \frac{50+1}{50} \times 0.1} = 70.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{EE2} = \frac{V_{B2} - V_{EE}}{I_{EE2}} = \frac{V_{C1} - V_{BE(on)} - V_{EE}}{2 \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{C3}} = \frac{15/2 - 0.7 - (-15)}{2 \times \frac{50+1}{50} \times 0.5} = 21.4 \text{ k}\Omega$$

$$(b) \quad r_{e1} = r_{e2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.1} = 13 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{50 \times 26}{0.5} = 2600 \Omega$$

$$R_{L1} = R_{C1} // r_{\pi 3} = 68.2 // 2.6 = 2.505 \text{ k}\Omega$$

$$r_{id} = 2r_{\pi 1} = 2 \times 13 = 26 \text{ k}\Omega$$

$$a_d = a_{d1} \times a_{d3} = \frac{-\beta_0 R_{L1}}{r_{\pi 1}} \times \frac{-\beta_0 R_{C3}}{r_{\pi 3}} = \frac{-50 \times 25.05}{13} \times \frac{-50 \times 7.5}{2.6} = 1390$$

$$r_{ic} = r_{ic1} = r_{\pi 1} + (1 + \beta_0) 2R_{EE1} = 13 + (1 + 50) \times 2 \times 70.1 = 7163 \text{ k}\Omega$$

$$r_{ic3} = r_{\pi 3} + (1 + \beta_0) 2R_{EE2} = 2.6 + (1 + 50) \times 2 \times 21.4 = 2185 \text{ k}\Omega$$

$$R'_{L1} = R_{C1} // r_{ic3} = 68.2 // 2185 = 66.13 \text{ k}\Omega$$

$$a_c = a_{c1} \times a_{c2} = \frac{-\beta_0 R'_{L1}}{r_{ic1}} \times \frac{-\beta_0 R_{C3}}{r_{ic3}} = \frac{-50 \times 66.13}{7163} \times \frac{-50 \times 7.5}{2185} = 0.0792$$

(c) (1) Q_4 在饱和边缘:

此种情况相当于来自输入差动对的信号电压足够正可使晶体管 Q_4 饱和, 这时 Q_4 集电极电压是

$$\begin{aligned} V'_{C4} &= V_{CC} - I_{C4(sat)} \times R_{C4} \\ &= V_{CC} - \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)} - V_{EE} \times R_{C4}}{R_{C4} + R_{EE2}} \\ &= 15 - \frac{15 - 0.2 - (-15)}{7.5 + 21.4} \times 7.5 = 7.266 \text{ V} \end{aligned}$$

静态时,

$$V_{C4} = V_{CC} - I_{C4} R_{C4} = 15 - 0.5 \times 7.5 = 11.25 \text{ V}$$

$\therefore Q_4$ 集电极电压的负向摆动为从 11.25V 至 7.266V, 即摆幅为 3.984V。

而
$$v_{o4} = a_c v_{ic} - \frac{a_d v_{id}}{2} = a_c \frac{v_{b1}}{2} - a_d \frac{v_{b1}}{2} = \frac{v_{b1}}{2} (a_c - a_d)$$

$$\therefore v_{b1} = \frac{2v_{o4}}{a_c - a_d} = \frac{2 \times (-3.984)}{0.0792 - 1390} = 5.73 \text{ mV}$$

(2) Q_4 在截止边缘,

$$v_{o4} = V_{CC} - V_{C4} = 15 - 11.25 = 3.75 \text{ V}$$

$$\therefore v_{b1} = \frac{2v_{o4}}{a_c - a_d} = \frac{2 \times 3.75 \times 10^3}{0.0792 - 1390} = -5.4 \text{ mV}$$

P8.21 在图 P8.21 中, $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_{C2} = 5 \text{ k}\Omega$, $\beta_0 = 50$, $I_{EE} = 1 \text{ mA}$, $R_{E3} = 0$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, $I_{E3} = 10 \text{ mA}$ 。

(a) 令 $v_s = 0$, 试确定直流输出电压。

b) 求小信号电压增益 v_o/v_s 。

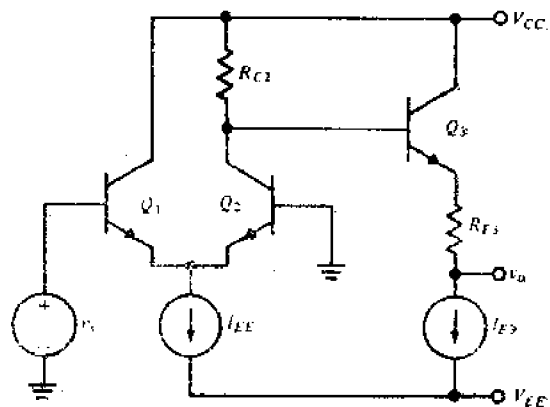


图 P8.21

(c) 求对 v_s 的小信号输入电阻。

(d) 求对 v_o 的小信号输出电阻。

解 (a)
$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{EE}}{2} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{1}{2} \times \frac{50}{50 + 1} = 0.4902 \text{ mA}$$

$$I_{B3} = \frac{I_{E3}}{\beta_F + 1} = \frac{10}{50 + 1} = 0.196 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_o &= V_{CC} - (I_{C2} + I_{B3})R_{C2} - V_{BE(on)} \\ &= 10 - (0.4902 + 0.196) \times 5 - 0.7 = 5.86 \text{ V} \end{aligned}$$

(b)
$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.4902} = 2.652 \text{ k}\Omega$$

设 I_{EE} , I_{E3} 是恒流源,

$$\therefore \frac{v_o}{v_s} \approx -\frac{1}{2} a_d = -\frac{1}{2} \times \frac{-\beta_o R_{C2}}{r_{\pi 1}} = \frac{1}{2} \times \frac{50 \times 5}{2.652} = 47.1$$

(c)
$$r_{ie} = 2r_{\pi 1} = 2 \times 2.652 = 5.31 \text{ k}\Omega$$

(d)
$$r_{\pi 3} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C3}} = \frac{\beta_o V_T}{\frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \times I_{E3}} = \frac{50 \times 26}{\frac{50}{50 + 1} \times 10} = 132 \Omega$$

$$r_o = \frac{R_{C2} + r_{\pi 3}}{\beta_o + 1} = \frac{5000 + 132}{50 + 1} = 101 \Omega$$

P8.22 在图 P8.21 中, $V_{CC} = 6 \text{ V}$, $R_{C2} = 30 \text{ k}\Omega$, $\beta_o = 100$, $I_{EE} = 100 \mu\text{A}$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, $I_{E3} = 10 \text{ mA}$ 。

(a) 求能使输出电压 $V_o = 0 \text{ V}$ 的 R_{E3} 。

(b) 求 v_o 端的输出电阻。

(c) 求在 $1 \text{ k}\Omega$ 负载时的电压增益 v_o/v_s 。

解 (a)
$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{EE}}{2} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} = \frac{0.1}{2} \times \frac{100}{100 + 1} = 0.0495 \text{ mA}$$

$$I_{B3} = \frac{I_{E3}}{\beta_F + 1} = \frac{10}{100 + 1} = 0.099 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} R_{E3} &= \frac{V_{CC} - (I_{C2} + I_{B3})R_{C2} - V_{BE(on)} - V_o}{I_{E3}} \\ &= \frac{6 - (0.0495 + 0.099) \times 30 - 0.7 - 0}{10} = 84.5 \Omega \end{aligned}$$

(b)
$$r_o = R_{E3} + \frac{r_{\pi 3} + R_{C2}}{\beta_o + 1} = 84.5 + \frac{262.6 + 30000}{100 + 1} = 384.1 \Omega$$

$$\left(r_{\pi 3} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C3}} = \frac{100 \times 26}{\frac{100}{100 + 1} \times 10} = 262.6 \Omega \right)$$

(c)
$$r_{\pi 1} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C1}} = \frac{100 \times 26}{0.0495} = 52.53 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} r_{is} &= r_{\pi 3} + (1 + \beta_o)(R_{E3} + R_L) = 0.2626 + (1 + 100)(0.0845 + 1) \\ &= 109.8 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$R_{L2} = R_{C2} // r_{i3} = 30 // 109.8 = 23.56 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_s} &= \frac{v_o}{v_{e3}} \times \frac{v_{e3}}{v_{c2}} \times \frac{v_{c2}}{v_s} = \frac{R_L}{R_{E3} + R_L} \times \frac{(1 + \beta_0)(R_{E3} + R_L)}{r_{e3} + (1 + \beta_0)(R_{E3} + R_L)} \\ &\times \frac{1}{2} \times \frac{\beta_0 R_{L2}}{r_{e2}} = \frac{1}{0.0845 + 1} \times \frac{(1 + 100)(0.0845 + 1)}{0.2626 + (1 + 100)(0.0845 + 1)} \\ &\times \frac{1}{2} \times \frac{100 \times 23.56}{52.53} = 20.6 \end{aligned}$$

P8.23 在图 P8.23 放大器中, 设 $v_{i1} = v_{i2} = 0 \text{ V}$, $v_o = 0 \text{ V}$, $\beta_0 = 50$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

(a) 计算 I_{C1} , I_{C2} , I_{C3} ,

I_{C4} , V_{CE1} , V_{CE2} , V_{CE3} , V_{CE4}

和 I_X 。

(b) 求 v_o/v_{id} 和 r_{id} 。

(c) 设信号源内阻 $R_{S1} =$

$R_{S2} = 7.5 \text{ k}\Omega$, 输出端接负载 R_L

$= 7.5 \text{ k}\Omega$, 求 v_o/v_{id} 。

解 (a)

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{C2} = \frac{I_{EE1}}{2} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \\ &= \frac{0.102}{2} \times \frac{50}{50 + 1} \\ &= 0.05 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{C3} &= I_{C4} = \frac{I_{EE2}}{2} \times \frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \\ &= \frac{1.02}{2} \times \frac{50}{50 + 1} \\ &= 0.5 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$I_{E3} = I_{E4} = \frac{I_{C3}}{\beta_F} = \frac{0.5}{50} = 0.01 \text{ mA}$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - (I_{C1} + I_{E3})R_{C1} = 12 - (0.05 + 0.01) \times 100 = 6 \text{ V}$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{C1} - V_{E1} = V_{C1} - (-V_{BE(on)}) = 6 - (-0.7) = 6.7 \text{ V}$$

$$\begin{aligned} V_{CE3} &= V_{C3} - V_{E3} = (V_{CC} - I_{C3}R_{C3}) - (V_{C1} - V_{BE(on)}) \\ &= (12 - 0.5 \times 3) - (6 - 0.7) = 5.2 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\therefore V_{CC} - V_o = (I_{C4} + I_X)R_{C4} + I_X R_s$$

$$\therefore I_X = \frac{V_{CC} - V_o - I_{C4}R_{C4}}{R_{C4} + R_s} = \frac{12 - 0 - 0.5 \times 3}{3 + 7.5} = 1 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE4} &= V_{C4} - V_{E4} = [V_{CC} - (I_{C4} + I_X)R_{C4}] - (V_{C2} - V_{BE(on)}) \\ &= [12 - (0.5 + 1) \times 3] - (6 - 0.7) = 2.2 \text{ V} \end{aligned}$$

$$(b) \quad r_{e1} = r_{e2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{0.05} = 26 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{e3} = r_{e4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{50 \times 26}{0.5} = 2600 \Omega$$

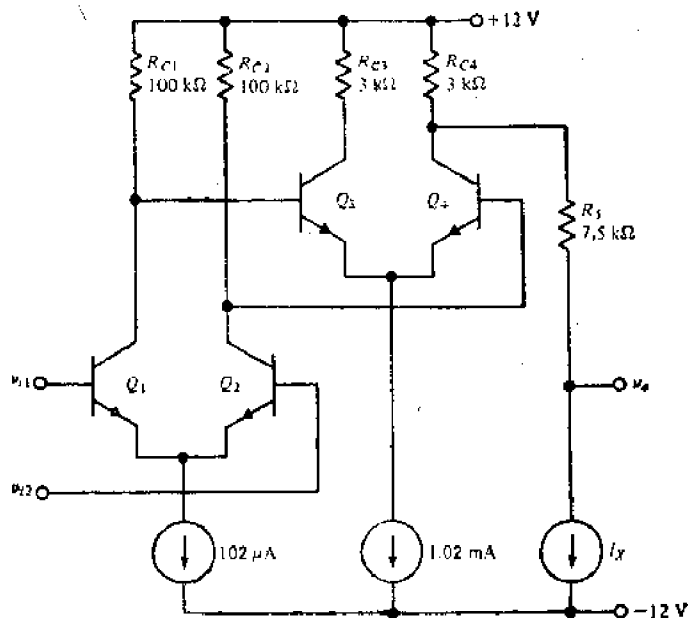


图 P8.23

$$R_{L1} = R_{c1} // r_{x3} = 100 // 2.6 = 2.534 \text{ k}\Omega$$

$$r_{id} = 2r_{x1} = 2 \times 26 = 52 \text{ k}\Omega$$

$$\frac{v_o}{v_{id}} = \frac{-\beta_o R_{L1}}{r_{x1}} \times \frac{\beta_o R_{c4}}{2r_{x4}} = \frac{-50 \times 2.534}{26} \times \frac{50 \times 3}{2 \times 2.6} = -141$$

$$(c) \quad R_{L4} = R_{c4} // (R_o + R_L) = 3 // (7.5 + 7.5) = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_{id}} &= \frac{-\beta_o R_{L1}}{R_{S1} + r_{x1}} \times \frac{1}{2} \times \frac{\beta_o R_{L4}}{r_{x4}} \times \frac{R_L}{R_o + R_L} = \frac{-50 \times 2.534}{7.5 + 2.6} \\ &\times \frac{1}{2} \times \frac{50 \times 2.5}{2.6} \times \frac{7.5}{7.5 + 7.5} = -45.5 \end{aligned}$$

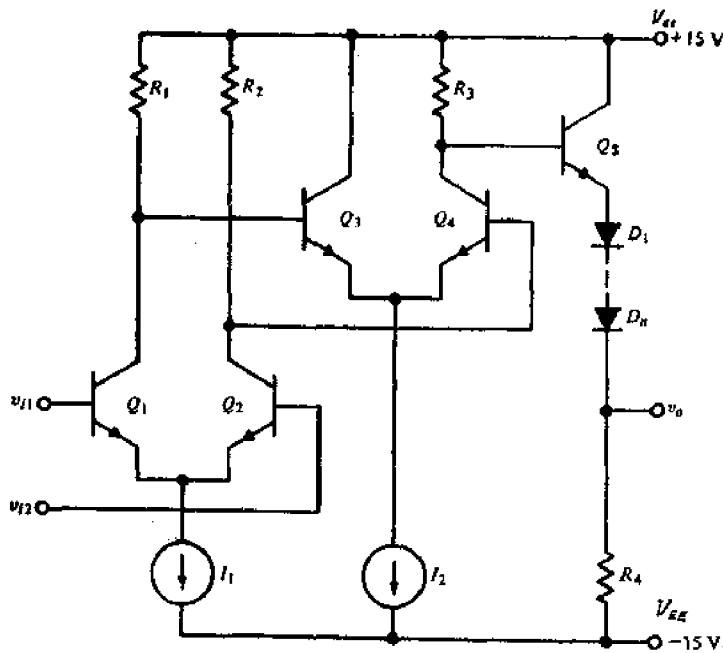


图 P8.24

P8.24 在图 P8.24 放大器电路中, $I_{c1} = I_{c2} = 10 \mu\text{A}$, $I_{c3} = I_{c4} = 100 \mu\text{A}$, $I_{c5} = 1 \text{mA}$, $\beta_o = 50$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{V}$, $V_{D(on)} = 0.7 \text{V}$. 设 $V_{s1} = V_{s2} = 0 \text{V}$, $V_{c1} = V_{c2} = \frac{1}{2} V_{cc}$ 和 $V_{c34} = \frac{1}{2} (V_{cc} - V_{c1})$.

(a) 求 $I_1, I_2, R_1, R_2, R_3, R_4$ 和 n (即使输出直流失调电压最小的二极管数目.)

(b) 求 r_{id}, r_{ic} 和 r_{oo} .

(c) 求 a_d 及 a_{co} .

解 (a) $I_1 = 2 \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{c1}$
 $= 2 \times \frac{50 + 1}{50} \times 0.01$
 $= 0.0204 \text{mA}$

$$I_2 = 2 \times \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} I_{c3} = 2 \times \frac{50 + 1}{50} \times 0.1 = 0.204 \text{mA}$$

$$R_1 = R_2 = \frac{V_{cc} - V_{c1}}{I_{c1} + \frac{I_{c3}}{\beta_F}} = \frac{15 - \frac{15}{2}}{0.01 + \frac{0.1}{50}} = 625 \text{k}\Omega$$

$$V_{c4} = V_{c2} + V_{c34} = \frac{15}{2} + \left(15 - \frac{15}{2}\right) \times \frac{1}{2} = 11.25 \text{V}$$

$$R_3 = \frac{V_{cc} - V_{c4}}{I_{c3} + \frac{I_{c5}}{\beta_F}} = \frac{15 - 11.25}{0.1 + 1/50} = 31.3 \text{k}\Omega$$

$$n = \frac{V_{c4} - V_{BE(on)} - V_o}{V_{D(on)}}$$

当 $V_o = 0$ 时,

$$n = \frac{11.25 - 0.7 - 0}{0.7} = 15.07$$

取 $n = 15$

则 $V_{o(min)} = V_{C1} - V_{BE(on)} - V_{D(on)} \times n = 11.25 - 0.7 - 0.7 \times 15 = 0.05V$

$$R_1 = \frac{V_{C1} - V_{BE}}{I_{C1} \times \frac{\beta_F + 1}{\beta_F}} = \frac{0.05 - (-15)}{1 \times \frac{50 + 1}{50}} = 14.8k\Omega$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{10 \times 10^{-3}} = 130k\Omega$$

$$r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{50 \times 26}{100 \times 10^{-3}} = 13k\Omega$$

$$r_{\pi 5} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C5}} = \frac{50 \times 26}{1} = 1300\Omega$$

$$r_{id} = 2r_{\pi 1} = 2 \times 130 = 260k\Omega$$

$$r_{io} = \infty$$

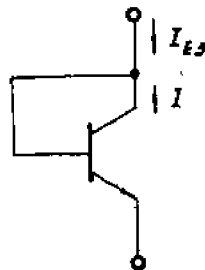
在集成电路中, 图 P8.24 中用的二极管 $D_1 \cdots D_n$ 是由三极管将其集电极与基极相连而成, 如图 P8.24a 所示, 它的小信号模型如图 P8.24b 所示。

由图得:

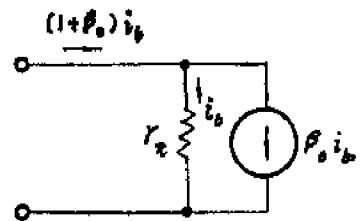
$$r_D = \frac{r_{\pi}}{1 + \beta_0} = \frac{r_{\pi 5}}{1 + \beta_0} = \frac{1.3}{1 + 50} = 25.49\Omega$$

$$\therefore r_o = \left(nr_D + \frac{r_{\pi 5} + R_5}{1 + \beta_0} \right) // R_1$$

$$= \left(15 \times \frac{1.3}{1 + 50} + \frac{1.3 + 31.3}{1 + 50} \right) // 14.8 = 0.956k\Omega$$



a)



b)

图 P8.24

$$(c) \quad R_{L1} = R_1 // r_{\pi 3} = 6.25 // 13 = 12.74k\Omega$$

$$r_{is} = r_{\pi 5} + (1 + \beta_0)(n \times r_D + R_5) = 1.3 + (1 + 50) \times (15 \times 0.02549 + 14.8) = 775.6k\Omega$$

$$R_{L4} = R_3 // r_{is} = 31.3 // 775.6 = 30.09k\Omega$$

$$a_d = \frac{-\beta_0 R_{L1}}{r_{\pi 1}} \times \frac{1}{2} \times \frac{\beta_0 R_{L4}}{r_{\pi 4}} \times \frac{(1 + \beta_0)(R_4 + nr_D)}{r_{is}} \times \frac{R_4}{nr_D + R_4}$$

$$= \frac{-50 \times 12.74}{130} \times \frac{1}{2} \times \frac{50 \times 30.09}{13} \times \frac{(1 + 50)(14.8 + 15 \times 0.02549)}{775.6}$$

$$\times \frac{14.8}{15 \times 0.02549 + 14.8} = -276 \quad a_o \approx 0 \quad (\text{设 } I_1, I_2 \text{ 为恒流源。})$$

P8.25 对于图 8.12b 二极管偏置电路:

(a) 写出表示 R_1 中的电流与两个相同晶体管 Q_1 和 Q_2 的集电极电流之比的表达式

(不能假定 $\beta \gg 1$)。

(b) 设 $\beta \gg 1$, $V_{EE} = 15\text{V}$, $I_{C1} = 0.1\text{mA}$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, 求 R_1 。

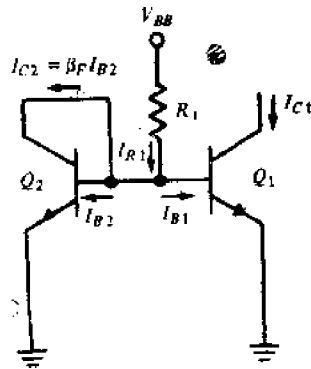


图 8.12b

解 (a) $\because$ Q_1 和 Q_2 是相同的两个晶体管,

且 $\therefore V_{BE1} = V_{BE2}$

$\therefore I_{E1} = I_{E2} = I_E$

$\beta_{F1} = \beta_{F2} = \beta_F$

$I_{C1} = I_{C2} = I_C$

$I_{B1} = I_{B2} = I_B$

$\therefore I_{R1} = I_C + 2I_B$

$$= I_C + 2 \frac{I_C}{\beta_F}$$

$$= I_C \times \frac{\beta_F + 2}{\beta_F}$$

$$\therefore \frac{I_{R1}}{I_C} = \frac{\beta_F + 2}{\beta_F}$$

(b) 若 $\beta_F \gg 1$

则 $I_{R1} \approx I_C = I_{C1} = I_{C2} = 0.1\text{mA}$

$$\therefore R_1 = \frac{V_{EE} - V_{BE(on)}}{I_{R1}} = \frac{15 - 0.7}{0.1} = 143\text{k}\Omega$$

*P8.26 对于图 8.12c 改进的偏置方案:

(a) 试采用适当的小信号晶体管模型, 计算从电流源晶体管 Q_1 的集电极看进去的电阻 R 。

(b) 设 $V_{EE} = 6\text{V}$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, $V_{BE1} = 120\text{mV}$, 求 $I_{C1} = 10\mu\text{A}$ 时, R_1 和 R_{E1} 的数值。

解 (a) 电路如 P8.25 中图 8.12b 所示, 其小信号模型如图 P8.26a 所示。

Q_2 构成的二极管内阻 r_{i2}

$$r_{i2} = \frac{r_{\pi 2}}{1 + \beta_0} // r_{oe2}$$

令

$$R'_1 = R_1 // r_{i2}$$

得简化电路如图 P8.26b 所示。列出图 b 基极回路和集电极回路的电压方程:

$$i_{b1}(r_{\pi 1} + R'_1) + (i_{b1} + i_0)R_{E1} = 0 \quad (1)$$

$$v_0 = (i_0 - \beta_0 i_{b1})r_{oe1} + i_0(R_{E1} // (r_{\pi 1} + R'_1)) \quad (2)$$

由 (1) 式解得:

$$i_{b1} = -\frac{R_{E1}}{R'_1 + r_{\pi 1} + R_{E1}} i_0 \quad (3)$$

将 (3) 式代入 (2) 式得:

$$v_0 = i_0 \left[r_{oe1} + \frac{\beta_0 R_{E1} r_{oe1}}{r_{\pi 1} + R'_1 + R_{E1}} + \frac{R_{E1}(r_{\pi 1} + R'_1)}{R_{E1} + r_{\pi 1} + R'_1} \right]$$

实际上, $\beta_0 r_{oe1} \gg r_{\pi 1} + R'_1$

$$\therefore R = \frac{v_o}{i_o} \approx r_{oc1} \left(1 + \frac{\beta_o R_{E1}}{r_{\pi1} + R_1' + R_{E1}} \right)$$

(b) 若 β_o 很大, $I_{E1} \approx I_{C1} = 10\mu A$

$$\therefore R_{E1} = \frac{V_{RE1}}{I_{E1}} = \frac{120}{10 \times 10^{-3}} = 12k\Omega$$

$$\therefore V_{BE2} - V_{BE1} = V_{RE1} = 120mV$$

$$\therefore \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = 100$$

$$\text{即 } I_{C2} = 100I_{C1} = 100 \times 10 \times 10^{-3} = 1mA$$

β_o 很大时,

$$I_{E1} \approx I_{C2} = 1mA$$

$$\therefore R_1 = \frac{V_{BE} - V_{BE(on)}}{I_{R1}} = \frac{6 - 0.7}{1} = 5.3k\Omega$$

P8.27 在图 P8.27 差动放大器中, $I_{E1} = I_{E2} = 150\mu A$, 设晶体管的 $\beta_o = 60$, $V_{BE(on)} = 0.7V$ 及 $r_{oc} = 50k\Omega$ 。

(a) 确定 R_3 的数值。

(b) 求 r_{id} 和 a_d 。

(c) 求 r_{ic} 和 a_{cc} 。

$$\text{解 (a) } I_{C3} = 2 \times I_{E1} = 2 \times 0.15 = 0.3mA$$

由题 P8.25(a) 得

$$\begin{aligned} I_{R3} &= I_{C3} \left(\frac{2}{\beta_F} + 1 \right) \\ &= 0.3 \left(\frac{2}{60} + 1 \right) \\ &= 0.31mA \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_3 &= \frac{0 - V_{BE(on)} - V_{EE}}{I_{R3}} \\ &= \frac{0 - 0.7 - (-10)}{0.31} = 30k\Omega \end{aligned}$$

$$(b) \quad r_{\pi1} = r_{\pi2} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C1}} = \frac{(1 + \beta_o) V_T}{I_{E1}} = \frac{(1 + 60) \times 26}{0.15} = 10.57k\Omega$$

$$r_{id} = 2r_{\pi1} = 2 \times 10.57 = 21.14k\Omega$$

$$R_{L2} = r_{oc} // R_2 = 50 // 30 = 18.75k\Omega$$

$$a_d = \frac{v_o}{v_{id}} = \frac{1}{2} \times \frac{\beta_o R_{L2}}{r_{\pi2}} = \frac{1}{2} \times \frac{60 \times 18.75}{10.57} = 53.2$$

$$(c) \quad r_{ic} = r_{\pi1} + (1 + \beta_o) 2r_{oc} = 10.57 + (1 + 60) \times 2 \times 50 = 6110k\Omega$$

画出共模半边小信号电路模型如图 P8.27a 所示。

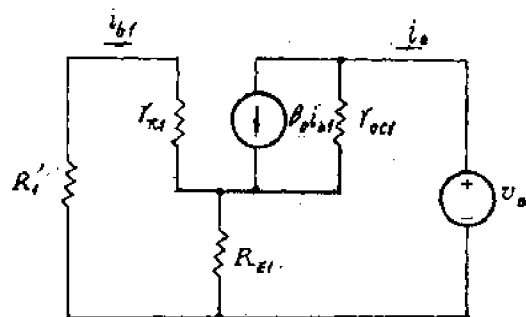
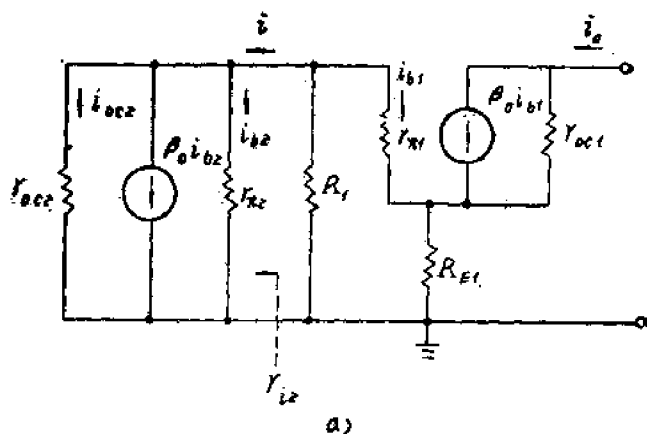
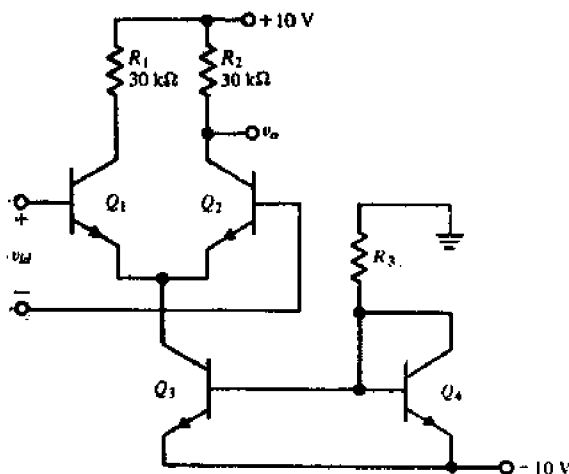


图 P 8.26

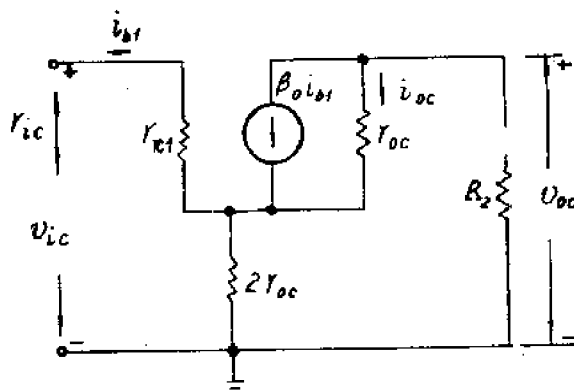
由输出回路得:

$$i_{oe}r_{oe} + [(1 + \beta_o)i_{b1} + i_{oe}]2r_{oe} = -(\beta_o i_{b1} + i_{oe})R_2$$

解得: $i_{oe} = \frac{-2(1 + \beta_o)r_{oe} - \beta_o R_2}{3r_{oe} + R_2} i_{b1} = \frac{-2(1 + 60)50 - 60 \times 30}{3 \times 50 + 30} i_{b1} = -43.89 i_{b1}$



图P8.27



图P8.27a

又由图 P8.27a 知:

$$a_c = \frac{v_{oe}}{v_{id}}$$

$$= \frac{-(\beta_o i_{b1} + i_{oe})R_2}{i_{b1}r_{ic} + [(1 + \beta_o)i_{b1} + i_{oe}]2r_{oe}}$$

$$= \frac{-(60i_{b1} - 43.89i_{b1}) \times 30}{i_{b1} \times 10.57 + [(1 + 60)i_{b1} - 43.89i_{b1}] \times 2 \times 50}$$

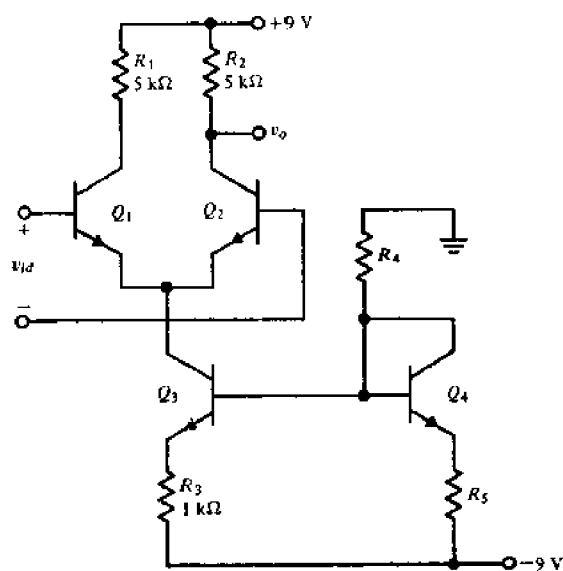
$$= -0.281$$

P8.28 在图 P8.28 差动放大器中, $I_{C1} = I_{C2} = 1\text{mA}$, 设晶体管的 $\beta_o = 50$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 及 $r_{oc} = 50\text{k}\Omega$ 。

(a) 若负电源提供的总电流是 3mA , 试确定 R_4 和 R_5 的数值。

(b) 求 r_{id} 和 a_d 。

(c) 求 r_{ic} 和 a_c 。



图P8.28

解 (a) $I_{C3} = 2I_{E1} = 2 \times I_{C1} \frac{1 + \beta_F}{\beta_F} = 2 \times 1 \times \frac{1 + 50}{50} = 2.04\text{mA}$

$$I_{E4} = I_{EE} - I_{E3} = I_{E2} - I_{C3} \frac{1 + \beta_F}{\beta_F} = 3 - 2.04 \frac{1 + 50}{50} = 0.92\text{mA}$$

$$I_{R4} = (I_{B4} + I_{C4}) + I_{E3} = I_{E4} + \frac{I_{C3}}{\beta_F} = 0.92 + \frac{2.04}{50} = 0.9608\text{mA}$$

$$V_{B1} = V_{BE(on)} + I_{B1}R_3 + V_{EE} = 0.7 + 2.04 \times \frac{1+50}{50} + (-9) \\ = -6.219\text{V}$$

$$R_1 = \frac{0 - V_{B1}}{I_{B1}} = \frac{0 - (-6.219)}{0.9608} = 6.473\text{k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_{B1} - V_{BE(on)} - V_{EE}}{I_{E1}} = \frac{-6.219 - 0.7 - (-9)}{0.92} = 2.262\text{k}\Omega$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{50 \times 26}{1} \\ = 1300\Omega$$

$$r_{id} = 2r_{\pi 1} = 2 \times 1.3 = 2.6\text{k}\Omega$$

$$R_L = r_{oc} // R_1 = 50 // 5 = 4.545\text{k}\Omega$$

$$a_d = v_o / v_{id} = \frac{1}{2} \times \frac{\beta_0 R_L}{r_{\pi 1}} \\ = \frac{1}{2} \times \frac{50 \times 4.545}{1.3} = 87.4$$

(c) 画出 Q_1 , Q_2 , R_3 , R_4 和 R_1 组成的恒流源电路的小信号模型如图 P8.28a 所示。

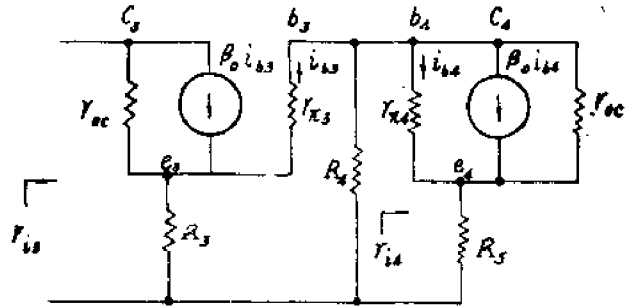


图 P8.28a

$$r_{\pi 3} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{50 \times 26}{2.04} = 637.3\Omega$$

$$r_{\pi 4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C4}} = \frac{(\beta_0 + 1)V_T}{I_{E1}} = \frac{(50 + 1) \times 26}{0.92} = 1.441\text{k}\Omega$$

由图 P8.28a 知:

$$r_{i1} = \frac{r_{\pi 4}}{1 + \beta_0} // r_{oc} + R_5 = \frac{1.441}{1 + 50} // 50 + 2.262 = 2.29\text{k}\Omega$$

$$R'_1 = R_1 // r_{i1} = 6.473 // 2.29 = 1.692\text{k}\Omega$$

由题 P8.26 得恒流源内阻:

$$r_{is} = r_{oc} \left(1 + \frac{\beta_0 R_3}{R_3 + r_{\pi 3} + R'_1} \right) + \frac{R_3 (r_{\pi 3} + R'_1)}{R_3 + r_{\pi 3} + R'_1} \\ = 50 \left(1 + \frac{50 \times 1}{1 + 0.6373 + 1.692} \right) + \frac{1 \times (0.6373 + 1.692)}{1 + 0.6373 + 1.692} \\ = 801.6\text{k}\Omega$$

$$\therefore r_{ic} = r_{\pi 1} + (1 + \beta_0) 2r_{is} = 1.3 + (1 + 50) \times 2 \times 801.6 \\ = 81.76\text{M}\Omega$$

$$a_c = \frac{-\beta_0 R_L}{r_{ic}} = \frac{-50 \times 4.545}{81.76 \times 10^3} = -0.00278$$

P8.29 在图 P8.29 运算放大器中, $\beta_0 = 200$, $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$, $I_{C6} = I_{C7} = 0.1I_{C10}$.

(a) 试计算 R_6 的数值使得当 $v_{i1} = v_{i2} = 0\text{V}$ 时, $v_o = 0\text{V}$.

(b) 求差动电压增益 $a_d = v_o / (v_{i1} - v_{i2})$.

解 (a)

$$I_{R1} = \frac{0 - V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_1} = \frac{0 - 0.7 - (-10)}{46.5} = 0.2 \text{ mA}$$

又

$$\begin{aligned} I_{R1} &= I_{C1} + I_{B1} + I_{B6} + I_{B8} = I_{C1} + 2I_{B1} + I_{B8} \\ &= I_{C1} + 2\frac{I_{C1}}{\beta_F} + I_{C8}/\beta_F = I_{C1} + 2 \times \frac{I_{C1}}{\beta_F} + \frac{10I_{C1}}{\beta_F} \end{aligned}$$

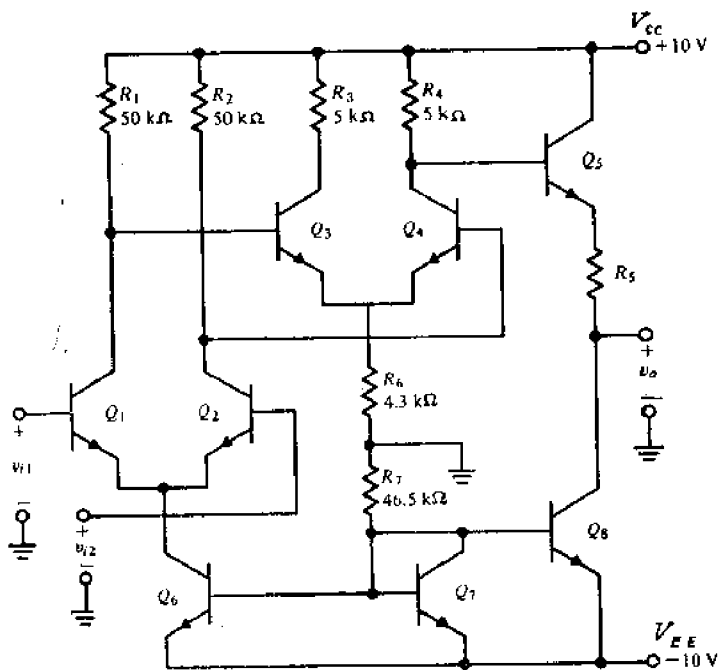


图 P8.29

$$\therefore I_{C1} = \frac{I_{R1}}{1 + 2/\beta_F + 10/\beta_F}$$

$$= \frac{0.2}{1 + 2/200 + 10/200}$$

$$= 0.1887 \text{ mA}$$

$$I_{C8} = 10I_{C1}$$

$$= 10 \times 0.1887$$

$$= 1.887 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C8}}{2} \times \frac{\beta_F}{1 + \beta_F}$$

$$= \frac{0.1887}{2} \times \frac{200}{1 + 200}$$

$$= 0.09388 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} \therefore V_{CC} &= \left(I_{C1} + \frac{I_{B8}}{1 + \beta_F} \right) R_1 \\ &\quad + V_{BE(on)} + 2I_{B8}R_6 \end{aligned}$$

$$\therefore I_{B8} = \frac{V_{CC} - I_{C1}R_1 - V_{BE(on)}}{\frac{R_1}{1 + \beta_F} + 2R_6} = \frac{10 - 0.09388 \times 50 - 0.7}{\frac{50}{1 + 200} + 2 \times 4.3} = 0.5205 \text{ mA}$$

$$I_{C3} = I_{C4} = I_{B8} \times \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} = 0.5205 \times \frac{200}{1 + 200} = 0.5179 \text{ mA}$$

$$\therefore V_0 = V_{CC} - \left(I_{C4} + \frac{I_{C8}}{1 + \beta_F} \right) R_4 - V_{BE(on)} - I_{C8}R_5$$

$$\therefore R_5 = \frac{V_{CC} - \left(I_{C4} + \frac{I_{C8}}{1 + \beta_F} \right) R_4 - V_{BE(on)} - V_0}{I_{C8}}$$

$$= \frac{10 - \left(0.5179 + \frac{1.887}{1 + 200} \right) \times 5 - 0.7 - 0}{1.887} = 3.53 \text{ k}\Omega$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{200 \times 26}{0.09388} = 55.39 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{200 \times 26}{0.5179} = 10.04 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{\pi 3} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{(1+\beta_0)V_T}{I_{E3}} = \frac{(1+200) \times 26}{1.887} = 2.796 \times 10^3 \Omega$$

$$R_{L1} = R_1 // r_{\pi 3} = 50 // 10.04 = 8.361 \text{ k}\Omega$$

$$a_d \approx \frac{-\beta_0 R_{L1}}{r_{\pi 1}} \times \frac{1}{2} \times \frac{\beta_0 R_1}{r_{\pi 3}} = \frac{-200 \times 8.361}{55.39} \times \frac{1}{2} \times \frac{200 \times 5}{10.04} = -1503$$

P8.30 在图 P8.30 放大器电路中, $\beta_0 = 50$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, $I_{C1} = I_{C2} = 100 \mu\text{A}$, $I_5 = 10 \text{ mA}$, $I_{C3} = I_{C4} = 1 \text{ mA}$, $I_{C6} = 10.2 \text{ mA}$ 。

(a) 设 $V_{R1} = V_{R2} = 12 \text{ V}$, $V_{R6} = 5.1 \text{ V}$, 静态输出电压是 0 V , 求电阻 R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 和 R_6 的数值。

(b) 求差动输入电阻 r_{id} 和电压增益 a_d 。

(c) 求放大器的小信号输出电阻。

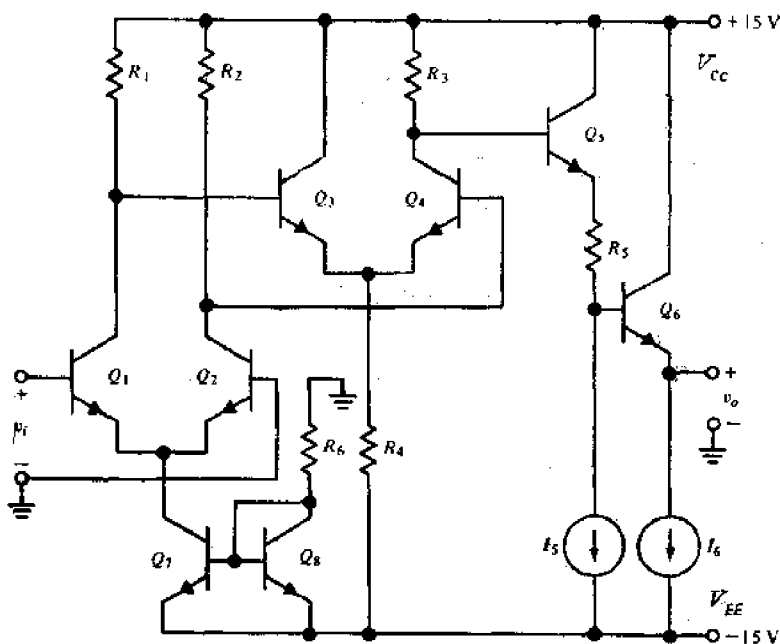


图 P8.30

解 (a)
$$R_1 = R_2 = \frac{V_{R1}}{I_{C1} + I_{C3}/\beta_F} = \frac{12}{0.1 + 1/50} = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{V_{CC} - V_{R1} - V_{BE(on)} - V_{EE}}{2I_{C3} \times \frac{1+\beta_F}{\beta_F}} = \frac{15 - 12 - 0.7 - (-15)}{2 \times 1 \times \frac{1+50}{50}} = 8.48 \text{ k}\Omega$$

$$I_{C1} = I_{C3} = 2I_{E1} = 2 \times I_{C1} \frac{1+\beta_F}{\beta_F} = 2 \times 0.1 \times \frac{1+50}{50} = 0.204 \text{ mA}$$

$$R_s = \frac{V_{R_s}}{I_{C_3} + I_{B_3} + I_{B_4}} = \frac{0 - V_{BE(on)} - V_{BE}}{I_{C_3} + 2 \times \frac{I_{C_3}}{\beta_F}} = \frac{0 - 0.7 - (-15)}{0.204 + 2 \times \frac{0.204}{50}}$$

$$= 67.4 \text{ k}\Omega$$

$$I_{B_3} = \frac{I_s}{1 + \beta_F} + I_s = \frac{10.2}{1 + 50} + 10 = 10.2 \text{ mA}$$

$$R_s = \frac{V_{R_s}}{I_{B_3}} = \frac{5.1}{10.2} = 0.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{V_{CC} - (V_o + 2V_{BE(on)} + V_{R_s})}{I_{C_4} + \frac{I_{B_3}}{1 + \beta_F}} = \frac{15 - (0 + 2 \times 0.7 + 5.1)}{1 + \frac{10.2}{1 + 50}}$$

$$= 7.08 \text{ k}\Omega$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C_1}} = \frac{50 \times 26}{0.1} = 13 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = \frac{\beta_o V_T}{I_{C_4}} = \frac{50 \times 26}{1} = 1300 \Omega$$

$$r_{\pi 5} = \frac{(1 + \beta_o) V_T}{I_{B_5}} = \frac{(1 + 50) \times 26}{10.2} = 130 \Omega$$

$$r_{\pi 6} = \frac{(1 + \beta_o) V_T}{I_s} = \frac{(1 + 50) \times 26}{10.2} = 130 \Omega$$

$$r_{id} = 2r_{\pi 1} = 2 \times 13 = 26 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L1} = R_1 // r_{\pi 3} = 100 // 1.3 = 1.283 \text{ k}\Omega$$

$$a_d \approx \frac{-\beta_o R_{L1}}{r_{\pi 1}} \times \frac{1}{2} \times \frac{\beta_o R_3}{r_{\pi 4}} = \frac{-50 \times 1.283}{13} \times \frac{1}{2} \times \frac{50 \times 7.08}{1.3} = -672$$

$$(c) \quad r_o = \left(\frac{r_{\pi 5} + R_3}{1 + \beta_o} + R_s \right) + r_{\pi 6}$$

$$= \left(\frac{0.13 + 7.08}{1 + 50} + 0.5 \right) + 0.13$$

$$= 15.1 \Omega$$

$$= 15.1 \Omega$$

P8.31 在图 P8.31 放大器电路中, $\beta_o = 250$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

(a) 求所有晶体管 (Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4 和 Q_5) 的静态工作点 (I_C 和 V_{CE})。

(b) 求差动电压增益 v_o/v_i 。

(c) 当 $v_i = 0 \text{ V}$ 时, 输出 V_o 应是多少?

(d) 在 (c) 条件下输入偏

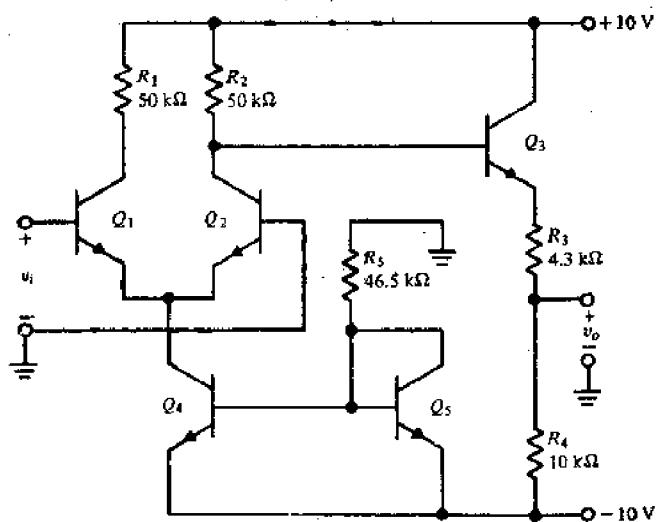


图 P8.31

置电流 $(I_{B1} + I_{B2})/2$ 是多少?

$$\text{解 (a)} \quad I_{R3} = \frac{0 - V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_3} = \frac{0 - 0.7 - (-10)}{46.5} = 0.2 \text{ mA}$$

而且由习题P8.25(a)又知:

$$I_{C4} = I_{C5} = \frac{I_{R3}}{1 + 2/\beta_F} = \frac{0.2}{1 + 2/250} = 0.1984 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I_{C4}}{2} \times \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} = \frac{0.1984}{2} \times \frac{250}{1 + 250} = 0.0988 \text{ mA}$$

$$V_{CE1} = V_{CC} - I_{C1}R_{C1} + V_{BE(on)} = 10 - 0.0988 \times 50 + 0.7 = 5.76 \text{ V}$$

$$V_{CE4} = -V_{BE(on)} - V_{EE} = -0.7 - (-10) = 9.3 \text{ V}$$

$$V_{CE5} = V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$$

$$\therefore V_{CC} - V_{EE} = (I_{C2} + I_{B2})R_2 + V_{BE(on)} + (1 + \beta_F)I_{B2}(R_3 + R_4)$$

$$\therefore I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{EE} - I_{C2}R_2 - V_{BE(on)}}{R_2 + (1 + \beta_F)(R_3 + R_4)} = \frac{10 - (-10) - 0.0988 \times 50 - 0.7}{50 + (1 + 250)(4.3 + 10)} = 3.946 \times 10^{-3} \text{ mA}$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - (I_{C2} + I_{B2})R_2 - (-V_{BE(on)}) = 10 - (0.0988 + 0.003946) \times 50 + 0.7 = 5.563 \text{ V}$$

$$I_{C3} = \beta_F I_{B2} = 250 \times 3.946 \times 10^{-3} = 0.9865 \text{ mA}$$

$$V_{CE3} = V_{CC} - [(1 + \beta_F)I_{B2}(R_3 + R_4) - V_{EE}] = 10 - [(1 + 250) \times 0.003946(4.3 + 10) - (-10)] = 5.84 \text{ V}$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{250 \times 26}{0.0988} = 65.79 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{\pi 3} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{250 \times 26}{0.9865} = 6.589 \times 10^3 \Omega$$

$$r_{i3} = r_{\pi 3} + (1 + \beta_0)(R_3 + R_4) = 6.589 + (1 + 250)(4.3 + 10) = 3596 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L2} = R_2 // r_{i3} = 50 // 3596 = 49.31 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} \frac{v_o}{v_i} &= \frac{1}{2} \times \frac{\beta_0 R_{L2}}{r_{\pi 1}} \times \frac{(1 + \beta_0)(R_3 + R_4)}{r_{\pi 3} + (1 + \beta_0)(R_3 + R_4)} \times \frac{R_4}{R_3 + R_4} \\ &= \frac{1}{2} \times \frac{250 \times 49.31}{65.79} \times \frac{(1 + 250)(4.3 + 10)}{6.589 + (1 + 250)(4.3 + 10)} \times \frac{10}{4.3 + 10} \\ &= 65.4 \end{aligned}$$

$$(c) \quad V_o = (1 + \beta_F)I_{B2}R_4 + V_{EE} = (1 + 250) \times 0.003946 \times 10 + (-10) = -0.1 \text{ V}$$

$$(d) \quad I_{B1} = I_{B2} = \frac{I_{C1}}{\beta_F} = \frac{0.0988}{250} = 0.3952 \times 10^{-3} \text{ mA}$$

$$\frac{I_{B1} + I_{B2}}{2} = I_{B1} = 0.3952 \times 10^{-3} \text{ mA}$$

P8.32 在图 D8.4 电路中, 设 $\beta_F \rightarrow \infty$, $\beta_o = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7V$ 。

- (a) 求每个晶体管的工作点 (I_C , V_{CE})。
 (b) 当两个输入端电压为 0V 时, 求直流输出电压。
 (c) 求 r_{id} , a_v 和 r_o 。

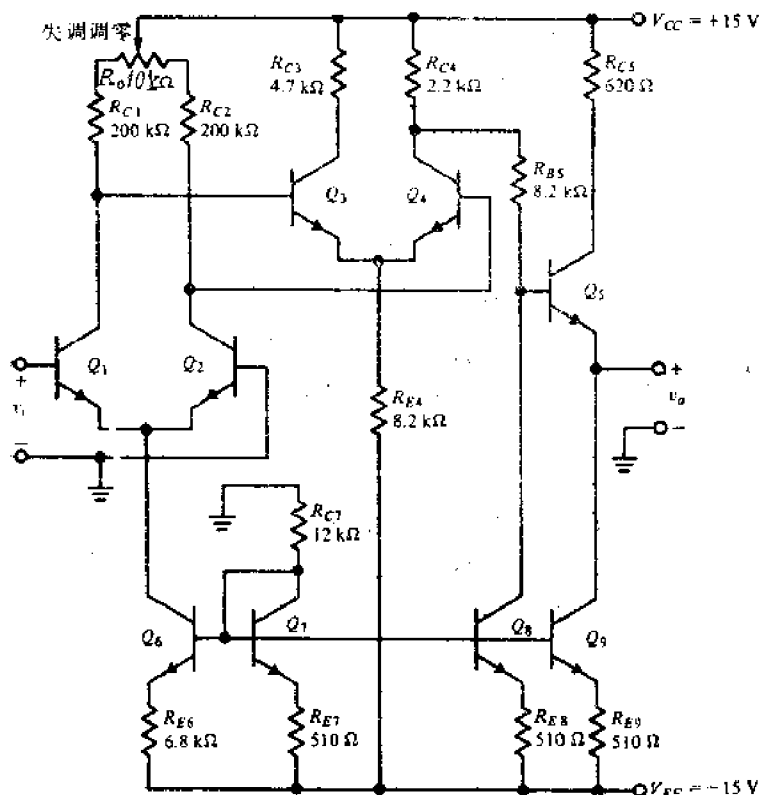


图 D8.4

解 (a) $\because$ 设 $\beta_F \rightarrow \infty$,

$$\therefore I_B \rightarrow 0, I_C \approx I_E,$$

$$\begin{aligned} I_{RC1} &\approx I_{RE1} \\ &= \frac{0 - V_{BE} - V_{BE(on)}}{R_{C1} + R_{E1}} \\ &= \frac{0 - (-15) - 0.7}{12 + 0.51} \\ &= 1.143 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{C3} &= I_{C5} = I_{C7} = I_{C5} = I_{RC1} \\ &= 1.143 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{C6} &= I_{C7} \times \frac{R_{E1}}{R_{E6}} \\ &= 1.143 \times \frac{0.51}{6.8} \\ &= 0.08573 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{C1} &= I_{C2} = \frac{1}{2} I_{C3} = \frac{0.08573}{2} \\ &= 0.04286 \text{ mA} \end{aligned}$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_{C1}$$

$$\times \left(R_{C1} + \frac{R_0}{2} \right)$$

$$= 15 - 0.04286$$

$$\times \left(200 + \frac{10}{2} \right) = 6.241 \text{ V}$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = V_{C1} - (-V_{BE(on)}) = 6.241 - (-0.7) = 6.94 \text{ V}$$

$$I_{RE4} = \frac{V_{C2} - V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_{E4}} = \frac{6.241 - 0.7 - (-15)}{8.2} = 2.502 \text{ mA}$$

$$I_{C3} = I_{C4} = I_{RE4} / 2 = 2.502 / 2 = 1.251 \text{ mA}$$

$$\begin{aligned} V_{CE3} &= (V_{CC} - I_{C3} R_{C3}) - (V_{C1} - V_{BE(on)}) \\ &= (15 - 1.251 \times 4.7) - (6.241 - 0.7) = 3.606 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE4} &= [V_{CC} - (I_{C4} + I_{C5}) R_{C4}] - (V_{C2} - V_{BE(on)}) \\ &= [15 - (1.251 + 1.143) \times 2.2] - (6.241 - 0.7) \\ &= 4.219 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{E5} &= V_{C5} = V_{CC} - (I_{C4} + I_{C5}) R_{C4} - I_{C5} R_{E5} \\ &= 15 - (1.251 + 1.143) \times 2.2 - 1.143 \times 8.2 = 0.3604 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{CE5} &= (V_{CC} - I_{C5} R_{E5}) - (V_{E5} - V_{BE(on)}) \\ &= (15 - 1.143 \times 0.62) - (0.3604 - 0.7) = 14.63 \text{ V} \end{aligned}$$

$$V_{B6}=V_{B7}=V_{C7}=V_{B8}=V_{B9}=-I_{RC7}\times R_{C7}=-1.143\times 12$$

$$=-13.72\text{V}$$

$$V_{CE6}=(V_{B1}-V_{BE(on)})-(V_{B8}-V_{BE(on)})$$

$$=(0-0.7)-(-13.72-0.7)=13.72\text{V}$$

$$V_{CE7}=V_{BE(on)}=0.7\text{V}$$

$$V_{CE8}=V_{C8}-(V_{B8}-V_{BE(on)})=0.3604-(-13.72-0.7)$$

$$=14.78\text{V}$$

$$V_{CE9}=(V_{B5}-V_{BE(on)})-(V_{B9}-V_{BE(on)})$$

$$=(0.3604-0.7)-(-13.72-0.7)=14.08\text{V}$$

$$(b) \quad V_0=V_{B5}=V_{B5}-V_{BE(on)}=0.3604-0.7=-0.339\text{V}$$

$$(c) \quad r_{\pi 1}=r_{\pi 2}=\frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}}=\frac{100\times 26}{0.04286}=60.66\times 10^3\Omega$$

$$r_{\pi 3}=r_{\pi 4}=\frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}}=\frac{100\times 26}{1.251}=2.078\times 10^3\Omega$$

$$r_{\pi 5}=\frac{\beta_0 V_T}{I_{C5}}=\frac{100\times 26}{1.143}=2.275\times 10^3\Omega$$

$$r_{id}=2r_{\pi 1}=2\times 60.66=121\text{k}\Omega$$

$$R_{L1}=\left(R_{C1}+\frac{R_0}{2}\right)//r_{\pi 3}=\left(200+\frac{10}{2}\right)//2.078=2.057\text{k}\Omega$$

$$R_{L2}=R_{C4}=2.2\text{k}\Omega \quad (\text{设电流源是恒流源})$$

$$a_v\approx \frac{-\beta_0 R_{L1}}{r_{\pi 1}}\times \frac{1}{2}\times \frac{\beta_0 R_{C4}}{r_{\pi 4}}=\frac{-100\times 2.057}{60.66}\times \frac{1}{2}\times \frac{100\times 2.2}{2.078}$$

$$=-179.5$$

$$r_o=\frac{r_{\pi 5}+R_{B5}+R_{C4}}{1+\beta_0}$$

$$=\frac{2.275+8.2+2.2}{1+100}$$

$$=0.126\text{k}\Omega$$

P8.33 图 P8.33 是用在电子式电压表里的一个放大器。

当 $I_C=50\mu\text{A}$ 时, $V'_{BE(on)}=0.6\text{V}$, $\beta'_0=150$;

当 $I_C=500\mu\text{A}$ 时, $V''_{BE(on)}=0.65\text{V}$, $\beta''_0=300$ 。

(a) 设输入接地, 试求当 $I_{C1}=I_{C2}=50\mu\text{A}$, $I_{C3}=I_{C4}=500\mu\text{A}$ 时的 R_5 和 R_6 数值。

(b) 求电压表的输入电阻, 即 r_{id} 。

(c) 试求电压表满标度时的

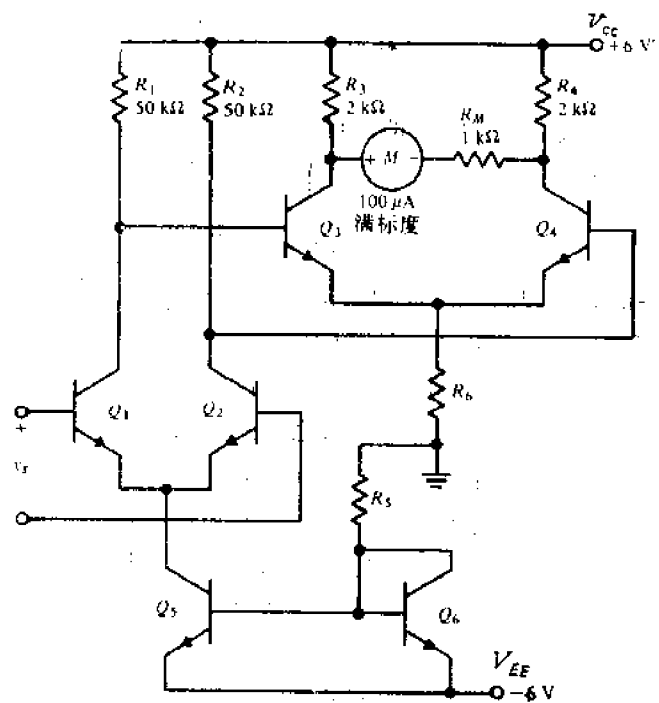


图 P8.33

输入电压。

解 (a) $I_{C3} = 2I_{E1} = 2I_{C1} \frac{1 + \beta'_E}{\beta'_F} = 2 \times 0.05 \times \frac{1 + 150}{150} = 0.10067 \text{ mA}$

$$I_{R3} = I_{C3} \left(1 + \frac{2}{\beta'_F} \right) = 0.10067 \left(1 + \frac{2}{150} \right) = 0.102 \text{ mA}$$

$$R_3 = \frac{0 - (V_{EE} + V'_{BE(on)})}{I_{R3}} = \frac{0 - (-6 + 0.6)}{0.102} = 52.9 \text{ k}\Omega$$

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - \left(I_{C1} + \frac{I_{C3}}{\beta'_F} \right) R_1 = 6 - \left(0.05 + \frac{0.5}{300} \right) \times 50 = 3.417 \text{ V}$$

$$R_4 = \frac{V_{C1} - V'_{BE(on)} - 0}{2 \times I_{C3} \times \frac{1 + \beta'_F}{\beta'_F}} = \frac{3.417 - 0.7}{2 \times 0.5 \times \frac{1 + 300}{300}} = 2.759 \text{ k}\Omega$$

(b) $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta'_F V_T}{I_{C1}} = \frac{150 \times 26}{50 \times 10^{-3}} = 78 \times 10^3 \Omega$

$$r_{id} = 2r_{\pi 1} = 2 \times 78 = 156 \text{ k}\Omega$$

(c) $r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = \frac{\beta'_F V_T}{I_{C3}} = \frac{300 \times 26}{500 \times 10^{-3}} = 15.6 \times 10^3 \Omega$

$$R_{L1} = R_1 // r_{\pi 3} = 50 // 15.6 = 11.89 \text{ k}\Omega$$

设表头内阻为 0, 对于半边差模电路的负载电阻,

$$R_{L3} = R_3 // \frac{R_M}{2} = 2 // \frac{1}{2} = 0.4 \text{ k}\Omega$$

$$a_d = \frac{-\beta'_F R_{L1}}{r_{\pi 1}} \times \frac{-\beta'_F R_{L3}}{r_{\pi 3}} = \frac{-150 \times 11.98}{78} \times \frac{-300 \times 0.4}{15.6} = 175.9$$

当电压表满偏度时, 即流过表头电流 I_M 为 $100 \mu\text{A}$,

$$\Delta \quad v_0 = I_M \times R_M = 0.1 \times 1 = 0.1 \text{ V}$$

$$v_i = \frac{v_0}{a_d} = \frac{0.1 \times 10^3}{175.9} = 0.569 \text{ mV}$$

***P8.34** 在图 P8.34 放大器电路中, $\beta_0 = 100$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$, $V_{EE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

(a) 当引出脚 5 与 6 开路时, 计算:

(1) 3 号脚的静态工作电压。

(2) 1 号脚与 2 号脚之间的输入电阻。

(3) 电压增益 $[v_{o(11)}/v_{i(12)}]$ 。

(4) 3 号脚与 4 号脚之间的输出电阻。

(5) 3 号脚输出电压的最大对称摆幅。

(b) 将 5 号脚与 6 号脚接到 -6 V , 重作上述计算。

解 (a)

(1) 利用诺顿定理, 用一个等效电路来代替 Q_1 基极向左看的部分, 如图 P8.34a 所示。图中,

$$E_{B6} = \frac{V_{EE} + 2 \times V_{BE(on)}}{R_8 + R_9 + R_{10}} R_8 = \frac{-6 + 2 \times 0.7}{5 + 2.8 + 2.2} \times 5 = -2.3 \text{ V}$$

$$R_{B6} = R_8 // (R_9 + R_{10}) = 5 // (2.8 + 2.2) = 2.5 \text{ k}\Omega$$

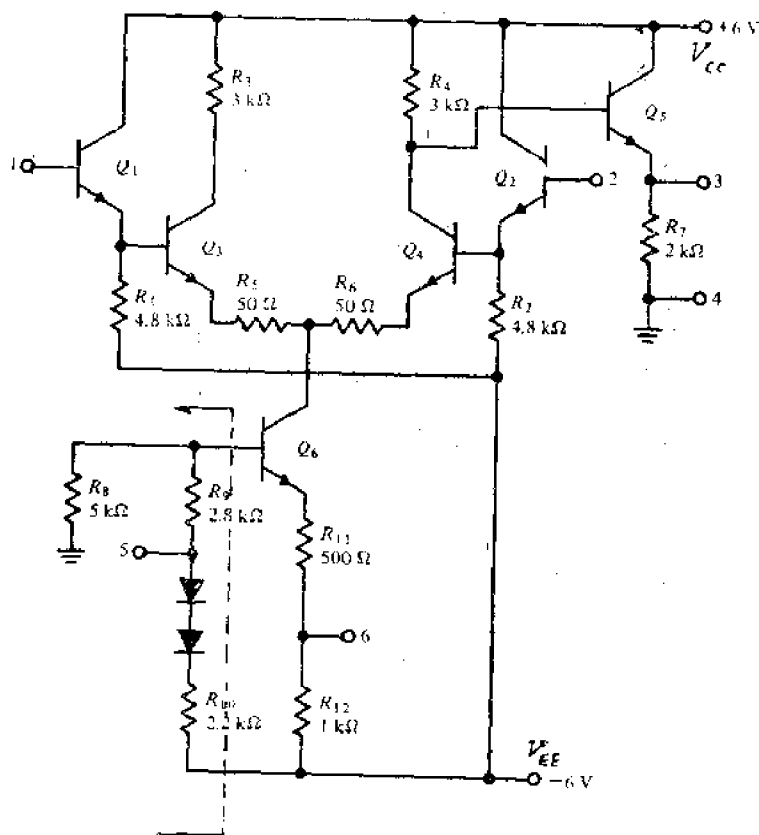


图 P8.34

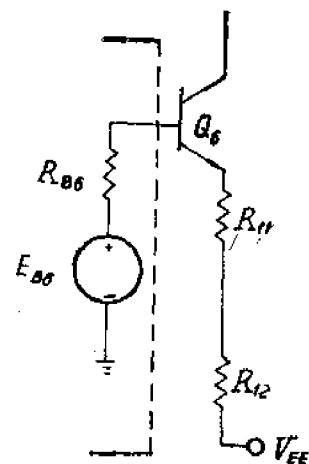


图 P8.34a

$$I_{B6} = \frac{E_{B6} - V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_{B6} + (1 + \beta_F)(R_{11} + R_{12})}$$

$$= \frac{-2.3 - 0.7 - (-6)}{2.5 + (1 + 100)(0.5 + 1)}$$

$$= 0.01948 \text{ mA}$$

$$I_{C6} = \beta_F I_{B6} = 100 \times 0.01948$$

$$= 1.948 \text{ mA}$$

$$I_{C3} = I_{C1} = \frac{I_{C6}}{2} \times \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} = \frac{1.948}{2} \times \frac{100}{1 + 100} = 0.9644 \text{ mA}$$

$$I_{B5} = \frac{V_{CC} - I_{C3}R_4 - V_{BE(on)}}{R_4 + (1 + \beta_F)R_1} = \frac{6 - 0.9644 \times 3 - 0.7}{3 + (1 + 100) \times 2} = 0.01174 \text{ mA}$$

$$V_1 = (1 + \beta_F)I_{B5} \times R_1 = (1 + 100) \times 0.01174 \times 2 = 2.37 \text{ V}$$

$$(2) \quad I_{R1} = I_{R2} = \frac{V_1 - V_{BE(on)} - V_{EE}}{R_1} = \frac{0 - 0.7 - (-6)}{4.8} = 1.104 \text{ mA}$$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_{R1} + I_{B5} = I_{R1} + \frac{I_{C3}}{\beta_F} = 1.104 + \frac{0.9644}{100} = 1.114 \text{ mA}$$

$$r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{(1 + \beta_0)V_T}{I_{B1}} = \frac{(1 + 100) \times 26}{1.114} = 2357 \Omega$$

$$r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{100 \times 26}{0.9644} = 2695 \Omega$$

$$r_{\pi 5} = \frac{V_T}{I_{B5}} = \frac{26}{0.01174} = 2215 \Omega$$

$$\begin{aligned} r_{id} &= 2[r_{\pi 1} + (1 + \beta_0)(R_1 // (r_{\pi 3} + (1 + \beta_0)R_6))] \\ &= 2[2.357 + (1 + 100)(4.8 // (2.695 + (1 + 100)0.05))] \\ &= 603 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (3) \quad r_{is} &= r_{\pi 3} + (1 + \beta_0)R_7 = 2.215 + (1 + 100) \times 2 = 204.2 \text{ k}\Omega \\ R_{L2} &= R_2 // [r_{\pi 4} + (1 + \beta_0)R_6] = 4.8 // [2.695 + (1 + 100) \times 0.05] \\ &= 2.963 \text{ k}\Omega \\ R_{L4} &= R_4 // r_{is} = 3 // 204.2 = 2.957 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_d &= \frac{v_{o(3d)}}{v_{i(12)}} = \frac{(1 + \beta_0)R_{L2}}{r_{\pi 1} + (1 + \beta_0)R_{L2}} \times \frac{\beta_0 R_{L4}}{2[r_{\pi 4} + (1 + \beta_0)R_6]} \times \frac{(1 + \beta_0)R_7}{r_{is}} \\ &= \frac{(1 + 100) \times 2.963}{2.357 + (1 + 100) \times 2.963} \times \frac{100 \times 2.957}{2[2.695 + (1 + 100) \times 0.05]} \times \frac{(1 + 100) \times 2}{204.2} \\ &= 18.6 \end{aligned}$$

$$(4) \quad r_o = \left(\frac{r_{\pi 3} + R_7}{1 + \beta_0} \right) // R_7 = \left(\frac{2.215 + 3}{1 + 100} \right) // 2 = 0.0503 \text{ k}\Omega = 50.3 \Omega$$

(5) $\therefore$ Q_3 管在静态时, $V_{E3} = I_{E3}R_7 = (1 + \beta_F)I_{B3}R_7$
 即 $V_{E3} = (1 + \beta_F)I_{B3}R_7 = (1 + 100) \times 0.01174 \times 2 \approx 2.37 \text{ V}$
 Q_3 管趋向饱和时:

$$v_{E3} \rightarrow 6 \text{ V}$$

Q_3 管趋向截止时:

$$v_{E3} \rightarrow 0 \text{ V}$$

3. 3 脚输出电压的最大对称摆幅为

$$2 \times 2.37 = 4.74 \text{ V}$$

(b)

$$\begin{aligned} (1) \quad E_{B3} &= \frac{V_{BE}}{R_5 + R_6} \times R_6 = \frac{-6}{5 + 2.8} \times 5 = -3.846 \text{ V} \\ R_{B3} &= R_5 // R_6 = 5 // 2.8 = 1.795 \text{ k}\Omega \\ I_{B3} &= \frac{E_{B3} - V_{BE(ON)} - V_{BE}}{R_{B3} + (1 + \beta_F)R_7} = \frac{-3.846 - 0.7 - (-6)}{1.795 + (1 + 100) \times 0.5} = 0.0278 \text{ mA} \\ I_{C3} &= \beta_F I_{B3} = 100 \times 0.0278 = 2.78 \text{ mA} \\ I_{C3} &= I_{C4} = \frac{I_{C3}}{2} \times \frac{\beta_F}{1 + \beta_F} = \frac{2.78}{2} \times \frac{100}{1 + 100} = 1.376 \text{ mA} \\ I_{B5} &= \frac{V_{CC} - I_{C4}R_4 - V_{BE(ON)}}{R_4 + (1 + \beta_F)R_7} = \frac{6 - 1.376 \times 3 - 0.7}{3 + (1 + 100) \times 2} \\ &= 0.005717 \text{ mA} \\ V_{E3} &= (1 + \beta_F)I_{B3} \times R_7 = (1 + 100) \times 0.005717 \times 2 \\ &= 1.15 \text{ V} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (2) \quad I_{R1} &= I_{R2} = 1.104 \text{ mA} \quad [\text{见(a)}] \\ I_{B1} &= I_{B7} = I_{B1} + \frac{I_{C3}}{\beta_F} = 1.104 + \frac{1.376}{100} = 1.118 \text{ mA} \\ r_{\pi 1} &= r_{\pi 7} = \frac{(1 + \beta_0)V_T}{I_{B1}} = \frac{(1 + 100) \times 26}{1.118} = 2349 \Omega \end{aligned}$$

$$r_{\pi 3} = r_{\pi 4} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C3}} = \frac{100 \times 26}{1.376} = 1889.5 \Omega$$

$$r_{\pi 5} = \frac{V_T}{I_{B5}} = \frac{26}{0.005717} = 4548 \Omega$$

$$r_{i3} = r_{i4} = r_{\pi 3} + (1 + \beta_0) R_5 = 1.8895 + (1 + 100) \times 0.05 = 6.9395 \text{ k}\Omega$$

$$r_{i1} = r_{\pi 1} + (1 + \beta_0)(R_1 // r_{i3}) = 2.349 + (1 + 100)(4.8 // 6.9395) = 288.9 \text{ k}\Omega$$

$$r_{i4} = 2r_{i1} = 2 \times 288.9 = 577.8 \text{ k}\Omega$$

$$(3) \quad r_{i5} = r_{\pi 5} + (1 + \beta_0) R_7 = 4.548 + (1 + 100) \times 2 = 206.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L2} = R_2 // r_{i4} = 4.8 // 577.8 = 4.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L4} = R_4 // r_{i5} = 3 // 206.5 = 2.957 \text{ k}\Omega$$

$$\begin{aligned} \frac{v_{o(34)}}{v_{i(12)}} &= \frac{(1 + \beta_0) R_{L2}}{r_{i1}} \times \frac{\beta_0 R_{L4}}{2r_{i4}} \times \frac{(1 + \beta_0) R_7}{r_{i5}} \\ &= \frac{(1 + 100) \times 4.7}{288.9} \times \frac{100 \times 2.957}{2 \times 577.8} \times \frac{(1 + 100) \times 2}{206.5} \\ &= 20.7 \end{aligned}$$

$$(4) \quad r_o = \left(\frac{r_{\pi 5} + R_7}{1 + \beta_0} \right) // R_7 = \left(\frac{4548 + 3000}{1 + 100} \right) // 2000 = 72 \Omega$$

(5) 与(a)同理, 静态时,

$$V_{B5} = (1 + \beta_F) I_{B5} R_7 = (1 + 100) \times 0.005717 \times 2 = 1.15 \text{ V}$$

$\therefore$ 3脚输出电压的最大对称摆幅为

$$2 \times 1.15 = 2.3 \text{ V}$$

***P8.35** 在图 P8.35 中, $\beta_0 = 20$, $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

(a) 求 Q_1 和 Q_2 的工作点 (I_C 和 V_{CE})。

(b) 求电路的电压增益 v_o/v_i 。

解 (a) $\because V_{CE1} = I_{B1} R_1 + V_{BE(on)}$
 $= I_{B2} R_2 + V_{BE(on)}$

$$\therefore \frac{I_{B1}}{I_{B2}} = \frac{R_2}{R_1} = \frac{2.7}{2.7} = 1$$

$$I_{B1} = I_{B2}$$

又 $\because V_{CE} = (2I_{B1} + \beta_F I_{B1}) R_3$
 $+ I_{B1} R_1 + V_{BE(on)}$

$$\therefore I_{B1} = I_{B2} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{(2 + \beta_F) R_3 + R_1} = \frac{10 - 0.7}{(2 + 20) \times 4.1 + 2.7} = 0.1001 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \beta_F I_{B1} = 20 \times 0.1001 = 2.002 \text{ mA}$$

$$V_{CE1} = I_{B1} R_1 + V_{BE(on)} = 0.1001 \times 2.7 + 0.7 = 0.97 \text{ V}$$

$$V_{CE2} = V_{CC} - \beta_F I_{B2} R_4 = 10 - 20 \times 0.1 \times 2.5 = 5 \text{ V}$$

$$(b) \quad r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = \frac{\beta_0 V_T}{I_{C1}} = \frac{20 \times 26}{2} = 260 \Omega$$

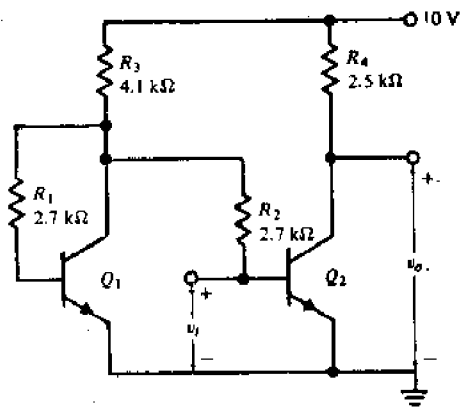


图 P8.35

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{-\beta_o R_L}{r_{\pi 1}} = \frac{-20 \times 2.5}{0.26} = -192$$

•P8.36 (a) 大多数集成运算放大器需用两个电源, 其典型值是 $\pm 15\text{V}$ 。图 P8.36a 则是一种新颖运算放大器, 其中只采用一个电源。这个电路是由一个电流放大型的反相放大器组成的, 它具有高输入电阻和低输出电阻。对图 P8.36a 电路, 设负载为一有限值电阻, 试用 β_{o1} , β_{o4} 和 β_{o5} 来写出它的电流增益 (i_o/i_i)。

(b) 一个通用的运算放大器需同时有反相和同相输入端。对于电流型放大器, 同相输入端是由附加在输入端的 Q_2 和 Q_3 来提供的, 如图 P8.36b 所示。这就是所谓电流镜像电路, 设 $\beta_F \rightarrow \infty$, 试证明 $I_1 = I_2$ 。

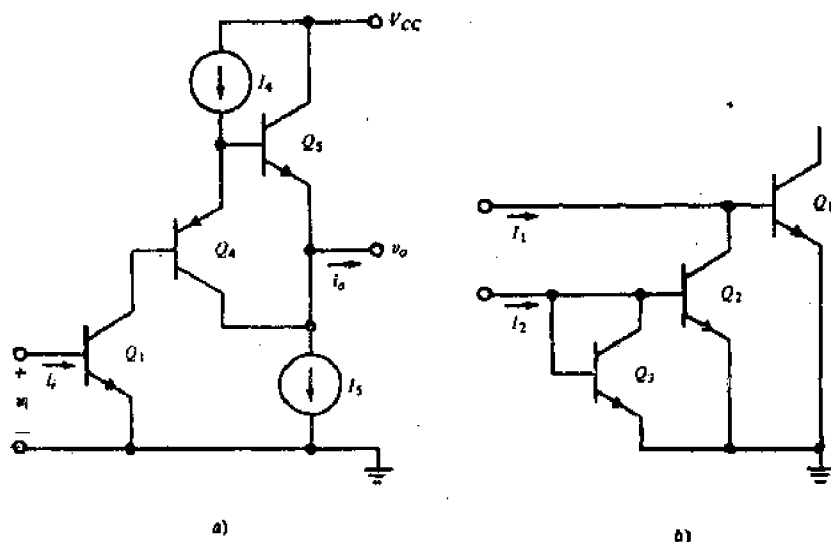


图 P8.36

解 (a) $\therefore$

$$\begin{aligned} i_o &= i_{c4} + i_{c5} = \beta_o i_{b4} + (1 + \beta_{o5}) i_{b5} \\ &= \beta_{o4} i_{b4} + (1 + \beta_{o5}) [-i_{b4} (1 + \beta_{o4})] \\ &= i_{b4} [\beta_{o4} - (1 + \beta_{o5})(1 + \beta_{o4})] \\ &= \beta_{o1} i_i [\beta_{o4} - 1 - \beta_{o5} - \beta_{o4} - \beta_{o4} \beta_{o5}] \end{aligned}$$

$$\therefore \frac{i_o}{i_i} = -\beta_{o1} (1 + \beta_{o5} + \beta_{o4} \beta_{o5})$$

$$(b) \quad I_1 = I_{B1} + I_{C2} \quad (1)$$

$$I_2 = I_{B2} + I_{C3} + I_{B2} \quad (2)$$

$$\therefore V_{BE2} = V_{BE3}$$

$$\therefore I_{C2} = I_{C3} \quad (3)$$

将 (3) 式代入到 (2) 式中得:

$$I_1 = I_{C1} + I_{B1} + I_{E1} \quad (4)$$

又设

$$\beta_F \rightarrow \infty$$

$\therefore$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_{B3} \rightarrow 0$$

$\therefore$ 由 (1) 式及 (4) 式知:

$$I_1 \approx I_{C1}$$

$$I_2 \approx I_{C2}$$

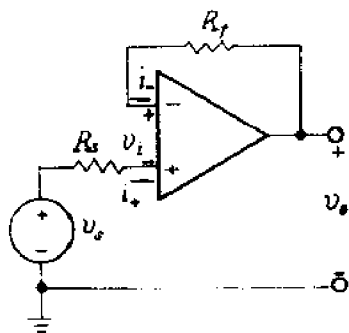
即

$$I_1 \approx I_2$$

第九章 电阻反馈及频率补偿

练习

E9.1 采用一个理想运算放大器和与图 9.2b 类似的电路。设 $R_s = 10\text{k}\Omega$, $R_f = 10\text{k}\Omega$ 。试求闭环电压增益 A_v 。



b)

图9.2b

解 因为是理想运算放大器,

$$\therefore v_i = 0$$

$$i_+ = i_- = 0$$

$$\therefore A_v = \frac{v_o}{v_s} = 1$$

E9.2 有一个与图 9.3 类似的电路, 采用一个理想运算放大器, 取 $R_1 = 1\text{k}\Omega$ 。当闭环增益 A_v 为 100 时, 试计算 R_f 的值。

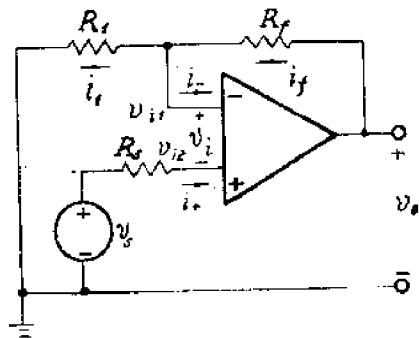


图9.3

$$\text{解 } \therefore A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

$$\begin{aligned} \therefore R_f &= (A_v - 1) \times R_1 \\ &= (100 - 1) \times 1 \\ &= 99\text{k}\Omega \end{aligned}$$

E9.3 电路同上题, 设 $R_s = 1\text{k}\Omega$ 及 $A_v = 50$ 。试计算 R_1 和 R_f 的最佳值, 要求精度为 1% 或更高一些。

$$\text{解 } \therefore A_v = \frac{R_f}{R_1} + 1$$

$$K_s = R_1 // R_f$$

解得: $R_1 = \frac{A_v}{A_v - 1} R_s, \quad R_f = (A_v - 1) R_1$

$\therefore R_1 = \frac{A_v}{A_v - 1} R_s = \frac{50}{50 - 1} \times 1 = 1.02 \text{ k}\Omega$

$R_f = (A_v - 1) R_1 = (50 - 1) \times 1.02 = 50 \text{ k}\Omega$

E9.4 有一个与图 9.4 类似的反馈放大器电路, 其中采用一个理想运算放大器, 设 $R_1 = 100 \Omega$ 及 $R_f = 2 \text{ k}\Omega$, 求闭环电压增益 A_v 。

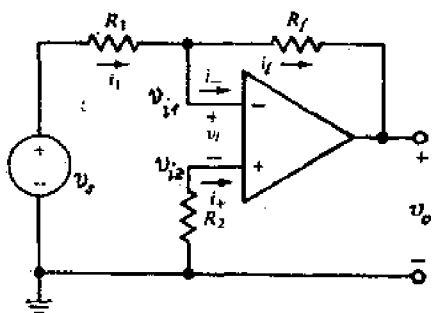


图9.4

解 $A_v = -\frac{R_f}{R_1} = -\frac{2000}{100} = -20$

E9.5 一个反馈系统的闭环增益为 100, 开环增益为 2000, 求不灵敏系数 D_s , 并计算开环增益有 20% 变化量时造成的闭环增益的相对变化量。

解 $\therefore A = \frac{a}{1+T}$

$\therefore 1+T = \frac{a}{A} = \frac{2000}{100} = 20$

$\therefore D_s = \frac{1}{1+T} = \frac{1}{20} = 0.05$

$\frac{dA}{A} = \frac{da}{a} \left(\frac{1}{1+T} \right) = 0.2 \times 0.05 = 1\%$

E9.6 图 9.3 所示的运算放大器具有如下参数: $a_v = 2000$, $r_i = 50 \text{ k}\Omega$, $r_o = 100 \Omega$, 设 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, 试求 A_v 为 50 时的 R_f 值。根据此 R_f 值, 求闭环输入电阻 R_i 和闭环输出电阻 R_o 。

解 电路同 E9.2。

由 (9.14a) 式得:

$A_v = \frac{a_v}{1 - a_v f}$

$\therefore f = -\frac{a_v - A_v}{A_v a_v} = -\frac{2000 - 50}{50 \times 2000} = -0.0195$

$T = -a_v f = -2000 \times (-0.0195) = 39$

由 (9.25c) 式得:

$f = -\frac{R_1}{R_i + R_f}$

$\therefore R_f = -R_i - \frac{R_1}{f} = -1 - \frac{1}{-0.0195} = 50.28 \text{ k}\Omega$

又 $\therefore R_f$ 比 r_o 大得多, 所以在计算闭环输入电阻时可以忽略 r_o 的影响。因此由 (9.35) 式得

$R_i = (1+T)r_i = (1+39) \times 50 = 2000 \text{ k}\Omega$

因为 $R_i + R_f \gg r_o$, $\therefore$ 可用 (9.44) 式计算闭环输出电阻。

即

$R_o = \frac{r_o}{1+T} = \frac{100}{1+39} = 2.5 \Omega$

E9.7 对图 9.4 的运算放大器电路采用如下参数值: $a_v = 2000$, $r_i = 50\text{k}\Omega$, $r_o = 100\Omega$ 。设 $R_1 = 1\text{k}\Omega$, 求 A_v 为 -50 时的 R_f 值, 求在此 R_f 值时的闭环输入电阻和输出电阻。

解 电路同 E9.4。

由 (9.51a) 式得:

$$A_v = \frac{a}{1 - af}$$

又由 (9.51b) 式知:

$$a = -a_v$$

$$\therefore f = \frac{a_v + A_v}{a_v A_v} = \frac{2000 - 50}{2000 \times (-50)} = 0.0195$$

由 (9.51c) 式知:

$$f = \frac{R_1}{R_f}$$

$$\therefore R_f = \frac{R_1}{f} = \frac{1}{0.0195} = 51.28\text{k}\Omega$$

从 (9.58a) 式知:

$$R_i = R_1 + R'_i$$

式中
$$R'_i = r_i // \frac{R_f}{1 + a_v}$$

$$\therefore R_i = R_1 + r_i // \frac{R_f}{1 + a_v} = 1 + 50 // \frac{51.28}{1 + 2000} = 1.026\text{k}\Omega$$

由 (9.43) 式:

$$R_o = \frac{r_o}{1 - af} = \frac{r_o}{1 + a_v f} = \frac{100}{1 + 2000 \times 0.0195} = 2.5\Omega$$

E9.8 一个运算放大器的开环电压增益是 80dB, 开环频率响应的第一个转折点在 100kHz 处, 并按 $-20\text{dB}/十倍频$ 斜率下降到第二转折频率 10MHz 处, 以后下降斜率变成 $-40\text{dB}/十倍频$ 。试画出从 1Hz 到 1GHz 范围内开环电压增益的幅值和相位响应。

解 作图见图 E9.8 中的曲线①和②。

E9.9 对于练习 E9.8 中的运算放大器, 试确定其闭环增益的最小允许值。设相位裕量为:

(a) $\geq 45^\circ$ 。

(b) $\geq 90^\circ$ 。

解答分别用倍数和 dB 表示。

解 由图 E9.8 可得此题解答:

(a) 当相位裕量 $\geq 45^\circ$ 时, $A_v(f) = 40\text{dB}$ (100倍);

(b) 当相位裕量 $\geq 90^\circ$ 时, $A_v(f) = 60\text{dB}$ (1000倍)。

E9.10 本题要求对练习 E9.8 的运算放大器进行补偿, 使得在闭环增益 ≥ 1 的条件下放大器至少有 45° 的相位裕量。补偿端的内阻是 $10\text{k}\Omega$ 。

(a) 使用窄带补偿, 计算补偿电容的最小值, 并确定放大器闭环低频增益为 20dB 时的 3dB 带宽。

(b) 使用宽带补偿, 计算补偿电阻及电容的数值, 并确定放大器闭环低频增益为 20dB 时的 3dB 带宽。

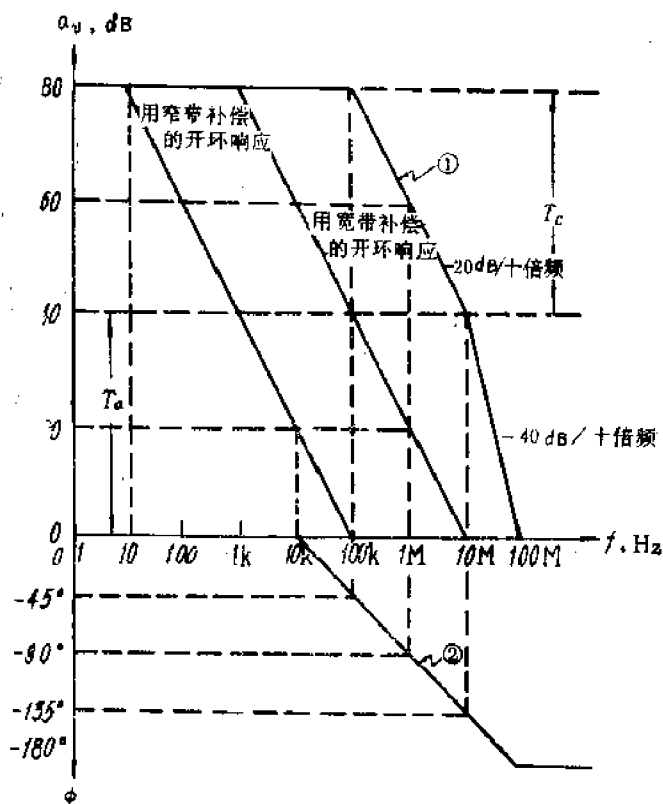


图 E9.8

另外, 从最大的反馈带宽考虑, 补偿网络的折回频率应等于运算放大器的 3dB 频率, 即

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_1 R_1} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 100} = 0.0159 \mu\text{F}$$

又由图知: 当 $A_v = 20\text{dB}$ 时,

$$f_{3\text{dB}} = 1\text{MHz}$$

时的 3dB 带宽。

解 由在图 E9.8 上作图可求得补偿后的开环增益的幅值响应。

(a) 窄带补偿时, 由图 E9.8 知: $f_1 = 10\text{Hz}$,

$\therefore$ 由 (9.76) 式得补偿电容为,

$$\begin{aligned} C &= \frac{1}{2\pi f_1 R_1} \\ &= \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10 \times 10^3} \\ &= 1.592 \mu\text{F} \end{aligned}$$

又由图 E9.8 得: 当 $A_v = 20\text{dB}$ 时,

$$f_{3\text{dB}} = 10\text{kHz}$$

(b) 宽带补偿时, 由图 E9.8 知在频率 $f_1 = 100\text{kHz}$ 处, 由于补偿网络引起的高频增益的衰减是

$$T_c = \frac{R_1 + R_1}{R_1} = 100(40\text{dB})$$

$$\begin{aligned} \therefore R_1 &= \frac{R_1}{T_c - 1} = \frac{10 \times 10^3}{100 - 1} \\ &\approx 100 \Omega \end{aligned}$$

习 题

P9.1 在图 9.3 的电路中假定采用理想运算放大器。

(a) 当 $R_1 = 1\text{k}\Omega$ 和 $R_f = 10\text{k}\Omega$ 时, 试确定闭环增益 A_v 。

(b) 计算 R_s 的最佳值。

解 电路同 E9.2。

$$(a) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{R_f}{R_1} + 1 = \frac{10}{1} + 1 = 11$$

$$(b) \quad R_s = R_1 // R_f = 1 // 10 = 0.91\text{k}\Omega.$$

P9.2 对于图 9.4 所示电路重复做习题 P9.1(a)和(b), 仍假定采用理想运算放大器。

解 电路同 E9.4。

$$(a) \quad A_v = \frac{v_o}{v_s} = -\frac{R_f}{R_i} = -\frac{10}{1} = -10$$

$$(b) \quad R_2 = R_i // R_f = 1 // 10 = 0.91 \text{ k}\Omega$$

P9.3 对于图 9.3 所示电路, 假定采用理想运算放大器, 当 $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ 及 $A_v = 10$ 时, 试按 1% 或更高的精度来计算 R_i 和 R_f 的最佳值。

解 电路同 E9.2。

$$\therefore A_v = \frac{R_f}{R_i} + 1 = 10 \quad (1)$$

$$R_s = \frac{R_i R_f}{R_i + R_f} = 1 \quad (2)$$

$\therefore$ 由 (1) 和 (2) 式解得:

$$R_i = 1.11 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = 9.99 \text{ k}\Omega$$

P9.4 对于图 9.4 所示的电路重复做习题 P9.3, 但 $A_v = -10$, 并假定用理想运算放大器。

解 电路同 E9.4。

$$\therefore A_v = -\frac{R_f}{R_i} = -10 \quad (1)$$

$$R_s = \frac{R_i R_f}{R_i + R_f} = 1 \quad (2)$$

$\therefore$ 由 (1) 和 (2) 式解得:

$$R_i = 1.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = 11 \text{ k}\Omega$$

P9.5 对于图 P9.5 所示电路, 假定采用理想运算放大器,

(a) 试用基尔霍夫电路定律证明: 当 $R_{s1} = R_{s2} = R_i = R_f$ 时, $v_o = v_{s1} + v_{s2}$ 。

(b) 从 v_{s1} 和 v_{s2} 看进去的输入电阻是多少?

解 (a) 简化图 P9.5 的同相输入端向左看的电路, 得图 P9.5a, 其中

$$\begin{aligned} v_s &= \frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}} v_{s1} + \frac{R_{s1}}{R_{s1} + R_{s2}} v_{s2} \\ &= \frac{v_{s1} + v_{s2}}{2} \end{aligned}$$

$$R_s = R_{s1} // R_{s2}$$

由图 P9.5a 得:

$$\begin{aligned} v_o &= \left(\frac{R_f}{R_i} + 1 \right) v_s \\ &= 2v_s \\ &= 2 \times \frac{v_{s1} + v_{s2}}{2} \\ &= v_{s1} + v_{s2} \end{aligned}$$

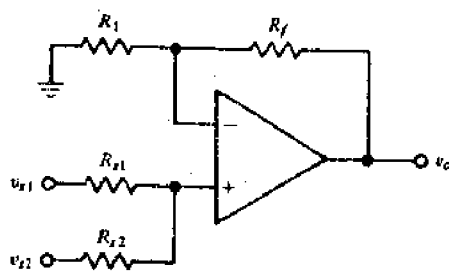
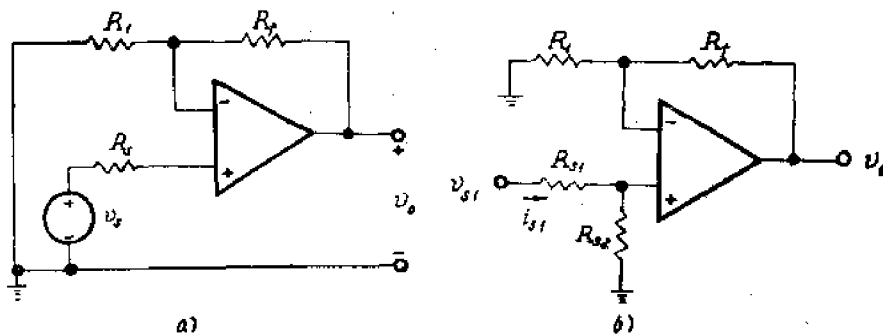


图 P9.5



图P9.5

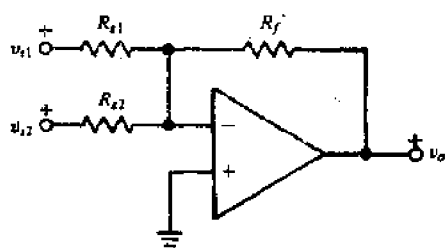
(b) 由图 P9.5b 可求出从 v_{s1} 看进去的输入电阻,

$$\begin{aligned}\frac{v_{s1}}{i_{s1}} &= R_{s1} + R_{s2} = 2R_{s1} \\ &= 2R_{s2}\end{aligned}$$

同理从 v_{s2} 看进去的输入电阻

$$v_{s2}/i_{s2} = R_{s1} + R_{s2} = 2R_{s1} = 2R_{s2}$$

P9.6 对于图 P9.6 所示电路, 假定采用理想运算放大器。



图P9.6

(a) 用基尔霍夫电路定律证明: 当 $R_{s1} = R_{s2} =$

R_f 时, $v_o = -(v_{s1} + v_{s2})$ 。

(b) 从 v_{s1} 和 v_{s2} 看进去的输入电阻是多少?

解 (a) $\because$ 假定采用理想运算放大器, Δ 由图可得:

$$\frac{v_o}{R_f} = -\left(\frac{v_{s1}}{R_{s1}} + \frac{v_{s2}}{R_{s2}}\right)$$

考虑到 $R_{s1} = R_{s2} = R_f$, 上式为

$$v_o = -(v_{s1} + v_{s2})$$

(b) 从 v_{s1} 看进去的输入电阻 (这时 v_{s2} 接地) 为

$$\frac{v_{s1}}{i_{s1}} = R_{s1}$$

同样从 v_{s2} 看进去的输入电阻

$$\frac{v_{s2}}{i_{s2}} = R_{s2}$$

P9.7 用理想运算放大器来设计一个能实现下列运算的电路, 令 $R_{s1} = 1k\Omega$ 。

(a) $v_o = 2.4v_{s1} + 0.6v_{s2}$ 。

(b) $v_o = -(2.5v_{s1} + 0.5v_{s2})$ 。

解 同相加法器能完成(a)运算, 如图 P9.7a 所示。反相加法器能完成(b)运算如图 P9.7b 所示。

(a) 由习题 P9.5(a)知:

$$v_o = \left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)v_s = \left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right)\left(\frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}}v_{s1} + \frac{R_{s1}}{R_{s1} + R_{s2}}v_{s2}\right) \quad (1a)$$

$$\text{令} \quad \left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right) \times \left(\frac{R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}}\right) = 2.4 \quad (1)$$

$$\left(\frac{R_f}{R_1} + 1\right) \times \left(\frac{R_{S1}}{R_{S1} + R_{S2}}\right) = 0.6 \quad (2)$$

由上两式解得:

$$\frac{R_{S2}}{R_{S1}} = 4 \quad (3)$$

即 $R_{S2} = 4R_{S1} = 4 \times 1 = 4 \text{ k}\Omega$

将 (3) 式代入到 (1) 式得:

$$R_f = 2R_1 \quad (4)$$

$$\text{又} \because \frac{R_f R_1}{R_f + R_1} = \frac{R_{S1} R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} = \frac{4 \times 1}{4 + 1} = 0.8 \quad (5)$$

由 (4) 式和 (5) 式解得:

$$R_1 = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = 2.4 \text{ k}\Omega$$

(b) 反相加法器如图 P9.7b 所示。

由习题 P9.6(a) 知:

$$v_o = -\left(\frac{R_f}{R_{S1}} v_{S1} + \frac{R_f}{R_{S2}} v_{S2}\right)$$

$$\text{令} \quad \frac{R_f}{R_{S1}} = 2.5$$

$$\frac{R_f}{R_{S2}} = 0.5$$

已知 $R_{S1} = 1 \text{ k}\Omega$

$$\therefore R_f = 2.5 R_{S1} = 2.5 \times 1 = 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{S2} = \frac{R_f}{0.5} = \frac{2.5}{0.5} = 5 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = R_{S1} // R_{S2} // R_f = 1 // 5 // 2.5 = 0.625 \text{ k}\Omega$$

P9.8 下列电路的运算表达了哪种代数方程?

(a) 图 P9.8a。

(b) 图 P9.8b。

解 (a) $v'_{S1} = -\frac{R_{f1}}{R_{S1}} v_{S1} = -\frac{10}{1} v_{S1} = -10v_{S1}$

由习题 P9.7(b) 知:

$$\begin{aligned} v_o &= -\left(\frac{R_{f2}}{R'_{S1}} v'_{S1} + \frac{R_{f2}}{R_{S2}} v_{S2} + \frac{R_{f2}}{R_{S3}} v_{S3}\right) \\ &= -\left[\frac{10}{10}(-10v_{S1}) + \frac{10}{5}v_{S2} + \frac{10}{2}v_{S3}\right] \\ &= 10v_{S1} - 2v_{S2} - 5v_{S3} \end{aligned}$$

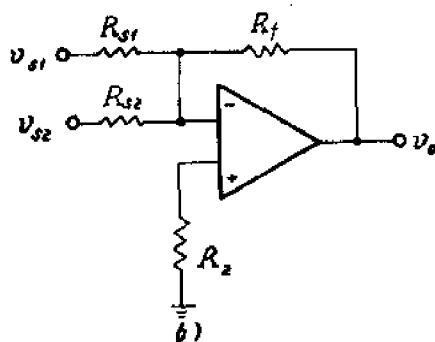
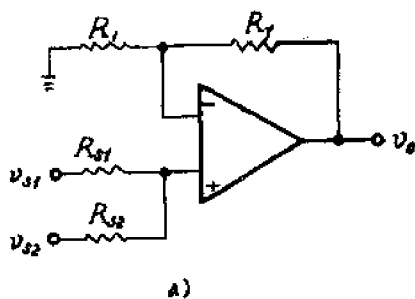
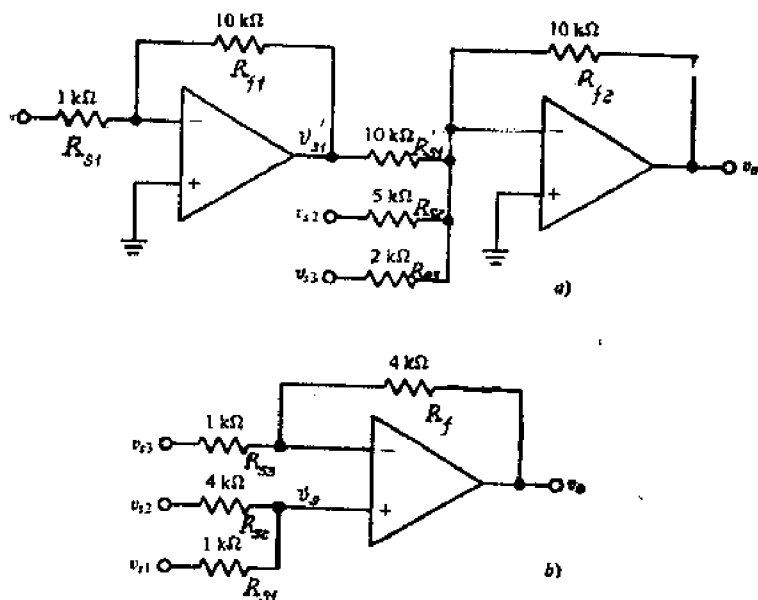


图 P9.7



图P9.8

(b)

$$\begin{aligned}
 v_o &= -\frac{R_f}{R_{S3}}v_{s3} + \left(1 + \frac{R_f}{R_{S3}}\right)(R_{S1} // R_{S2}) \left(\frac{1}{R_{S1}}v_{s1} + \frac{1}{R_{S2}}v_{s2}\right) \\
 &= -\frac{4}{1}v_{s3} + \left(1 + \frac{4}{1}\right)(1 // 4) \left(\frac{1}{1}v_{s1} + \frac{1}{4}v_{s2}\right) \\
 &= 4v_{s1} + v_{s2} - 4v_{s3}
 \end{aligned}$$

P9.9 使用最小数量的理想运算放大器来设计一个满足下列运算关系的电路:

(a) $v_o = 8v_{s1} + 4v_{s2} - 2v_{s3}$ (令 $R_{S1} = 1\text{k}\Omega$).

(b) $v_o = 2.61v_{s1} + 17.39v_{s2} - 19v_{s3}$ (令 $R_{S2} = 1\text{k}\Omega$).

解 (a) 用两个反相加法器的串联来完成, 如图 P9.9a 所示。

由图可得:

$$v_{o1} = -\left(\frac{R_{f1}}{R_{S1}}v_{s1} + \frac{R_{f1}}{R_{S2}}v_{s2}\right) \quad (1)$$

取 $\frac{R_{f1}}{R_{S1}} = 8$

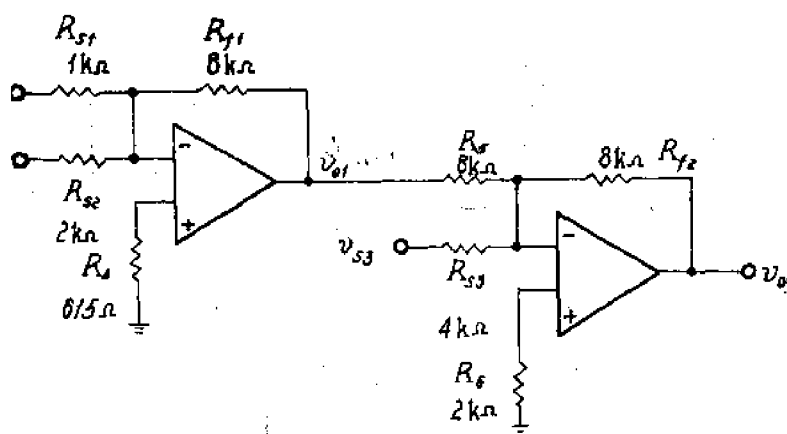
$$\frac{R_{f1}}{R_{S2}} = 4$$

已知: $R_{S1} = 1\text{k}\Omega$

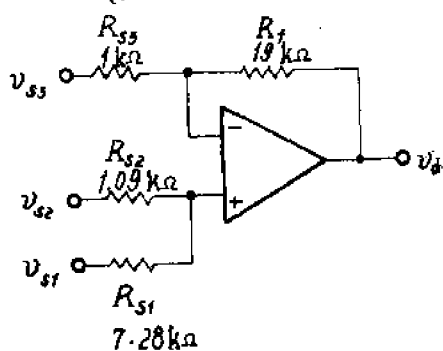
$\therefore R_{f1} = 8R_{S1} = 8 \times 1 = 8\text{k}\Omega$

$$R_{S2} = \frac{R_{f1}}{4} = \frac{8}{4} = 2\text{k}\Omega$$

$\therefore R_1 = R_{S1} // R_{S2} // R_{f1} = 1 // 2 // 8 = 0.615\text{k}\Omega$



a)



b)

图P9.9

把求得的电阻数值代入到 (1) 式中得:

$$\begin{aligned} v_{o1} &= -\left(\frac{8}{1}v_{s1} + \frac{8}{2}v_{s2}\right) = -(8v_{s1} + 4v_{s2}) \\ &= -8v_{s1} - 4v_{s2} \end{aligned} \quad (2)$$

由图 P9.9a 又得:

$$v_o = -\left(\frac{R_{f2}}{R_5}v_{o1} + \frac{R_{f2}}{R_{s3}}v_{s3}\right) \quad (3)$$

令 $\frac{R_{f2}}{R_5} = 1$

$$\frac{R_{f2}}{R_{s3}} = 2$$

取 $R_{f2} = R_{f1} = 8k\Omega$

$$\therefore R_5 = R_{f2} = 8k\Omega$$

$$R_{s3} = R_{f2}/2 = 8/2 = 4k\Omega$$

$$R_6 = R_{s3} // R_5 // R_{f2} = 4 // 8 // 8 = 2k\Omega$$

把求得的电阻数值代入到 (3) 式中得:

$$v_o = -\left[\frac{8}{8}v_{o1} + \frac{8}{4}v_{s3}\right] = -(v_{o1} + 2v_{s3})$$

再将(2)式代入到上式得:

$$\begin{aligned} v_o &= -[(-8v_{s1} - 4v_{s2}) + 2v_{s3}] \\ &= 8v_{s1} + 4v_{s2} - 2v_{s3} \end{aligned}$$

(b) 同相加法器能实现(b)要求的运算关系, 如图 P9.9b 所示。

对于图 P9.9b 考虑到习题 P9.8(b)中的 v_o 公式可得:

$$v_o = -\frac{R_f}{R_{s3}}v_{s3} + \left(1 + \frac{R_f}{R_{s3}}\right)\left(\frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}}v_{s1} + \frac{R_{s1}}{R_{s1} + R_{s2}}v_{s2}\right) \quad (4)$$

令 $R_f/R_{s3} = 19$

已知 $R_{s3} = 1\text{k}\Omega$

$\therefore R_f = 19R_{s3} = 19 \times 1 = 19\text{k}\Omega$

又令

$$\begin{cases} \left(1 + \frac{R_f}{R_{s3}}\right)\left(\frac{R_{s2}}{R_{s1} + R_{s2}}\right) = 2.61 \\ \left(1 + \frac{R_f}{R_{s3}}\right)\left(\frac{R_{s1}}{R_{s1} + R_{s2}}\right) = 17.39 \\ R_{s1}/R_{s2} = R_f/R_{s3} \end{cases}$$

解 上面三个方程得:

$$R_{s2} = 1.09\text{k}\Omega$$

$$R_{s1} = 7.28\text{k}\Omega$$

把求得的 R_f , R_{s1} , R_{s2} , R_{s3} 代入(4)式中得:

$$v_o = -19v_{s3} + 2.61v_{s1} + 17.39v_{s2}$$

P9.10 对于图 9.3 所示电路, 设 $a_v = 1000$ 。

(a) 若 $R_i = 1\text{k}\Omega$ 和 $R_f = 24\text{k}\Omega$, 试确定 A_v 。

(b) 环路增益 T 是多少?

解 电路同 E9.2 中插图。

$$(a) \quad A_v = \frac{a}{1 - af} = \frac{a_v}{1 - a_v\left(-\frac{R_i}{R_i + R_f}\right)} = \frac{1000}{1 - 1000\left(-\frac{1}{1 + 24}\right)} = 24.39$$

$$(b) \quad T = \frac{a}{A_v} - 1 = \frac{a_v}{A_v} - 1 = \frac{1000}{24.39} - 1 = 40$$

P9.11 对于图 9.4 所示电路, 设 $a_v = 1000$ 。

(a) 若 $R_i = 1\text{k}\Omega$ 和 $R_f = 40\text{k}\Omega$, 试确定 A_v 。

(b) 不灵敏系数 D_s 为何值?

解 电路同 E9.4 中插图。

$$\begin{aligned} (a) \quad A_v &= \frac{a}{1 - af} = \frac{-a_v}{1 - (-a_v)f} = \frac{-1000}{1 - (-1000)\frac{R_i}{R_f}} = \frac{-1000}{1 - (-1000)\frac{1}{40}} \\ &= -38.46 \end{aligned}$$

$$(b) \quad D_s = \frac{A_v}{a} = \frac{A_v}{-a_v} = \frac{-38.46}{-1000} = 0.0385$$

P9.12 对于图 9.3 所示电路, 设 $a_v=1000$ 和 $A_v=10$ 。

(a) 试确定 $v_o=+10\text{V}$ 时的 v_i 。

(b) 在 $v_o=+10\text{V}$ 时共模输入信号的幅度为多少?

解 电路同 E9.2 中插图。

(a) 由图知:

$$v_o = -a_v v_i$$

(假定 v_i 正方向如图所示)。

$$\therefore v_i = -\frac{v_o}{a_v} = -\frac{10 \times 10^3}{10^3} = -10\text{mV}$$

$$(b) \quad v_s = \frac{v_o}{A_v} = \frac{10 \times 10^3}{10} = 10^3\text{mV}$$

$$\therefore v_{i1} = v_i + v_s = -10 + 10^3 = 990\text{mV}$$

$$v_{i2} = v_s = 10^3\text{mV}$$

$$\therefore v_{ic} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} = \frac{990 + 1000}{2} = 995\text{mV}$$

P9.13 对于图 9.4 所示电路, 重复习题 P9.12(a)和(b), 假定 $a_v=1000$ 和 $A_v=-10$ 。

解 电路同 E9.4 中插图。

$$(a) \quad \therefore a_v = -\frac{v_o}{v_i}$$

$$\therefore v_i = -\frac{v_o}{a_v} = \frac{-10 \times 10^3}{10^3} = -10\text{mV}$$

$$(b) \quad \therefore v_{i1} = v_i = -10\text{mV}$$

$$v_{i2} = 0\text{V}$$

$$\therefore v_{ic} = \frac{v_{i1} + v_{i2}}{2} = \frac{-10 + 0}{2} = -5\text{mV}$$

P9.14 对于图 9.3 所示电路, 设 $a_v=10000$, $A_v=100$, $r_i=100\text{k}\Omega$ 和 $r_o=100\Omega$ 。

(a) 试计算闭环输入电阻 R_i 。

(b) 计算闭环输出电阻 R_o 。

解 电路同 E9.2 中插图。

$$(a) \quad \therefore 1+T = \frac{a}{A_v} = \frac{a_v}{A_v} = \frac{10000}{100} = 100$$

此电路在输入端为串联负反馈, 所以它的闭环输入电阻可由下式求得:

$$R_i = (1+T)r_i = 100 \times 100 = 10^4\text{k}\Omega$$

(b) 由于在输出端是并联负反馈, 所以同相放大器的闭环输出电阻为:

$$R_o = \frac{r_o}{1+T} = \frac{100}{100} = 1\Omega$$

P9.15 对于图 9.4 所示电路, 重复习题 P9.14(a)和(b), 所用参数与习题 P9.14 的同, 取 $R_i=1\text{k}\Omega$ 。

解 电路同 E9.4 中插图。这是一个带有并-并联反馈的反相放大器。由一般反馈方程得:

$$A_v = \frac{a}{1 - af}$$

其中: $a = -10000$, $A_v = -100$,

因此 $af = 1 - \frac{a}{A_v} = 1 - \frac{-10^4}{-10^2} = -99$

$$T = -af = -(-99) = 99$$

$$\therefore f = -\frac{T}{a} = -\frac{99}{-10^4} = 99 \times 10^{-4}$$

$$R_f = \frac{R_1}{f} = \frac{1}{99 \times 10^{-4}} = 101 \text{ k}\Omega$$

(a) 闭环输入电阻为

$$R_i = R_1 + r_i // \left(\frac{R_f}{1 + a_v} \right) = 1 + 100 // \frac{101}{1 + 10000} = 1.01 \text{ k}\Omega$$

(b) 闭环输出电阻为

$$R_o = \frac{r_o}{1 + T} = \frac{100}{100} = 1 \Omega$$

P9.16 用图 9.7 的电路推导一个以 a_v , R_1 , R_f 和 r_i 表示的 A_v 表达式。当 $r_i \rightarrow \infty$ 时用(9.24b)式核对你的答案。

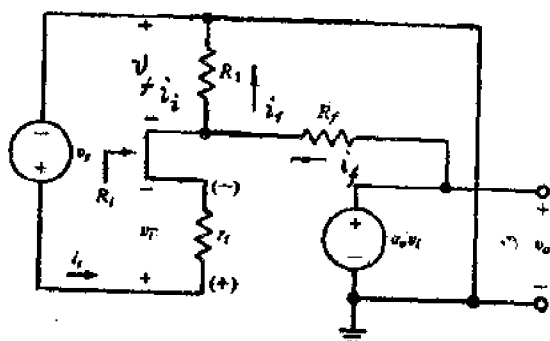


图9.7

解 电路如图 9.7 所示。

令 $A_v = \frac{v_o}{v_s}$

由图得:

$$v_o = a_v v_i$$

$$i_i = i_f + i_1$$

即 $\frac{v_o - (v_s - v_i)}{R_f} = -\frac{v_i}{r_i} + \frac{v_s - v_i}{R_1}$

$$\frac{v_o - \left(\frac{v_o}{A_v} - \frac{v_o}{a_v} \right)}{R_f} = -\frac{v_o}{a_v} + \frac{v_o}{A_v} - \frac{v_o}{a_v}$$

由上式解得:

$$A_v = \frac{a_v}{1 + \frac{a_v R_1}{R_1 + R_f} + \frac{R_f R_1}{r_i (R_1 + R_f)}}$$

当 $r_i \rightarrow \infty$ 时,

$$A_v = \frac{a_v}{1 + \frac{a_v R_1}{R_1 + R_f}} \quad \text{与 (9.24b) 式符合。}$$

P9.17 试用图 9.8 的电路推导一个以 a_v , R_i , R_f 和 r_o 表示的 A_v 表达式。当 $r_o=0$ 时用 (9.24b) 式核对你的答案。

解 令

$$A_v = \frac{v_o}{v_s}$$

由图 9.8 得:

$$v_s - v_i + v_f = 0$$

即

$$v_s + v_f = v_i$$

即

$$\frac{v_o}{A_v} + \left(-\frac{R_i}{R_i + R_f} v_o \right) = \frac{v_o - i_1 r_o}{a_v}$$

$$\frac{1}{A_v} - \frac{R_i}{R_i + R_f} = \frac{1 - \frac{i_1 r_o}{v_o}}{a_v}$$

(1)

又

$$i_1 = -i_2$$

△

$$\frac{i_1 r_o}{v_o} = \frac{-i_2 r_o}{v_o} = \frac{-i_2 r_o}{i_2 (R_i + R_f)} = -\frac{r_o}{R_i + R_f} \quad (2)$$

将式 (2) 代入式 (1) 并整理后得:

$$A_v = -\frac{a_v}{1 + a_v \frac{R_i}{R_i + R_f} + \frac{r_o}{R_i + R_f}}$$

当

$$r_o = 0 \text{ 时,}$$

$$A_v = -\frac{a_v}{1 + a_v \frac{R_i}{R_i + R_f}} \quad \text{与 (9.24b) 式符合。}$$

P9.18 试用图 9.10 的电路推导一个以 a_v , R_i , R_f 和 r_i 表示的 A_v 表达式, 当 $r_i \rightarrow \infty$ 时核对你的答案是否与 (9.50a) 式一致。

解 由图知:

$$i_s = i_i + i_f$$

即

$$\frac{v_s - v_i}{R_i} = \frac{v_i}{r_i} + \frac{v_i - v_o}{R_f}$$

又

$$A_v = \frac{v_o}{v_s}, \quad v_i = \frac{-v_o}{a_v}$$

∴

$$\frac{v_o}{A_v} - \left(\frac{-v_o}{a_v} \right) = \left(\frac{-v_o}{a_v} \right) + \frac{\left(\frac{-v_o}{a_v} \right) - v_o}{R_f}$$

$$\frac{1}{A_v} + \frac{1}{a_v} = \frac{-1}{r_i} + \frac{\left(\frac{-1}{a_v} - 1 \right)}{R_f}$$

由上式解得:

$$A_v = \frac{-a_v}{1 + \frac{R_1}{R_f} a_v + R_1 \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{r_i} \right)} = \frac{-a_v}{1 + \frac{R_1}{r_i} + (1 + a_v) \frac{R_1}{R_f}}$$

当 $r_i \rightarrow \infty$ 时,

$$A_v = \frac{-a_v}{1 + (1 + a_v) \frac{R_1}{R_f}} \quad \text{与 (9.50a) 式一致。}$$

P9.19 试用图 9.9 的电路推导一个以 a_v, R_1, R_f 和 r_i 表示的 A_v 表达式, 设输出电阻为有限值。当 $r_o = 0$ 时, 核对你的答案是否与 (9.50a) 式一致。

解 由图 9.9 知:

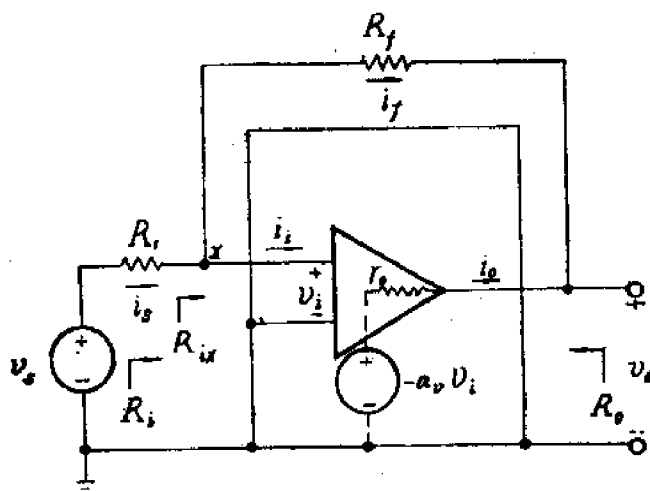
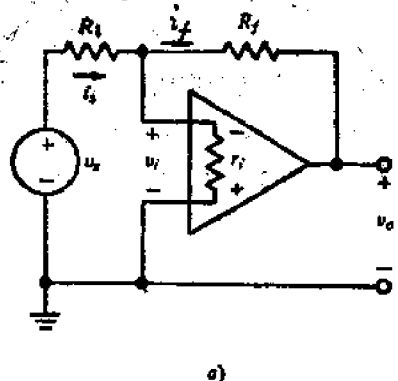
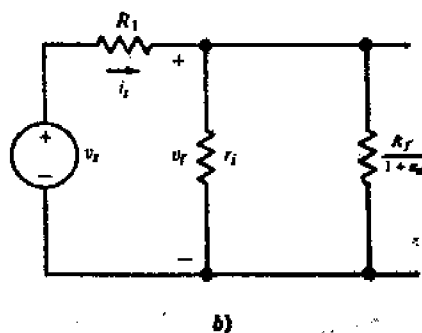


图9.9



a)



b)

图9.10

$$i_s = i_f = -i_o = \frac{v_s - v_o}{R_1 + R_f} \quad (1)$$

$$v_i = v_s - i_s R_1$$

将 (1) 式代入上式得:

$$v_i = v_s - \frac{v_s - v_o}{R_1 + R_f} R_1 = \frac{v_s R_f + v_o R_1}{R_1 + R_f} \quad (2)$$

由图又知:

$$v_o = -a_v v_i - i_o r_o$$

将 (1) 式和 (2) 式代入到上式得:

$$v_o = -a_v \frac{v_s R_f + v_o R_1}{R_1 + R_f} - \left(-\frac{v_s - v_o}{R_1 + R_f} \right) r_o$$

上式整理后为:

$$v_o(R_i + R_f + a_v R_i + r_o) = (r_o - a_v R_f) v_s$$

∴

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{r_o - a_v R_f}{R_i(1 + a_v) + R_f + r_o}$$

当

$r_o \rightarrow 0$ 时,

$$A_v = \frac{-a_v R_f}{R_i(1 + a_v) + R_f} = -\frac{a_v}{1 + \frac{R_i}{R_f}(1 + a_v)}$$

与 (9.50a) 式一致。

P9.20 用图 P9.20 电路把电流 i_s 转换成电压 v_o 。电阻 R_i 和 R_f 的选择应能使 $v_o = v_s$ 。

(a) 当 $a_v \rightarrow \infty$ 时, 试计算 R_i 和 R_f 的阻值, 并确定从 i_s 看进去的电阻。

(b) 设 $a_v = 10^4$, 重复(a)。

解 由习题 P9.16 知当 $r_o \rightarrow \infty$ 时,

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = \frac{a_v}{1 + \frac{a_v R_i}{R_i + R_f}}$$

(a) 当 $a_v \rightarrow \infty$ 时,

$$A_v = \frac{v_o}{v_s} = 1 + \frac{R_f}{R_i}$$

要求

$$v_o = v_s$$

∴

$$R_i = \infty$$

而由平衡条件知,

$$R_f = R_s = 10 \text{ M}\Omega$$

又

$$R_{is} = \frac{v_s}{i_s} = R_s = 10 \text{ M}\Omega$$

(b)

要求

$$v_o = v_s$$

则

$$a_v = 1 + \frac{a_v R_i}{R_i + R_f}$$

整理上式后得,

$$\frac{R_i}{R_i + R_f} = 1 - \frac{1}{a_v} \quad (1)$$

由平衡条件得,

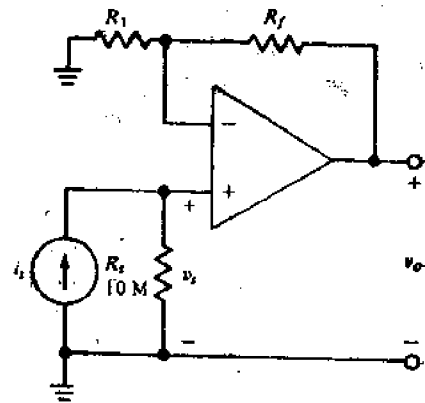
$$\frac{R_i R_f}{R_i + R_f} = R_s$$

即

$$\frac{R_i}{R_i + R_f} = \frac{R_s}{R_f} \quad (2)$$

由 (1), (2) 两式得,

$$R_f = \frac{R_s}{1 - \frac{1}{a_v}} = \frac{10}{1 - \frac{1}{10^4}} \approx 10 \text{ M}\Omega$$



图P9.20

又由(1)式可得:

$$R_i = a_v R_f - R_f = 10^4 \times 10 - 10 \approx 10^5 \text{ M}\Omega = 100 \text{ G}\Omega$$

$$R_{is} = 10 \text{ M}\Omega [\text{同}(a)]$$

P9.21 对于图 P9.21 电路, 试就下列情况求以 i_s 表示的 v_o :

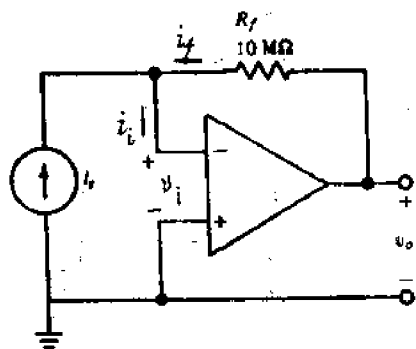


图 P9.21

(a) $a_v = \infty, r_i = \infty$;

(b) $a_v = 10^4, r_i = \infty$;

(c) $a_v = 10^4, r_i = 10 \text{ k}\Omega$ 。

解 (a) $\because a_v = \infty, r_i = \infty$

$$i_s = i_f$$

$$v_o = -i_f R_f$$

$$= -i_s R_f$$

$$\therefore \frac{v_o}{i_s} = -R_f = -10 \text{ M}\Omega = -10 \text{ V}/\mu\text{A}$$

(b) $\because a_v = 10^4$, 为有限值

$$\therefore v_o = -a_v v_i$$

但 $r_i = \infty$

$$\therefore i_s = i_f$$

由图知 $i_f = \frac{v_i - v_o}{R_f}$

$$\therefore i_s = i_f = \frac{v_i - v_o}{R_f} = \frac{-\frac{v_o}{a_v} - v_o}{R_f}$$

由上式解得:

$$\frac{v_o}{i_s} = \frac{-R_f}{\frac{1}{a_v} + 1} = \frac{-10}{\frac{1}{10^4} + 1} = -9.999 \text{ M}\Omega = -9.999 \text{ V}/\mu\text{A}$$

(c) a_v, r_i 皆为有限值,

$$\therefore i_s = i_f + i_i = \frac{v_i - v_o}{R_f} + \frac{v_i}{r_i} = v_i \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{r_i} \right) - \frac{v_o}{R_f}$$

又 $v_i = \frac{-v_o}{a_v}$

$$\therefore i_s = \frac{-v_o}{a_v} \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{r_i} \right) - \frac{v_o}{R_f}$$

$$\therefore \frac{v_o}{i_s} = \frac{-1}{\frac{1}{a_v} \left(\frac{1}{R_f} + \frac{1}{r_i} \right) + \frac{1}{R_f}} = \frac{-1}{\frac{1}{10^4} \left(\frac{1}{10} + \frac{1}{10 \times 10^{-3}} \right) + \frac{1}{10}}$$

$$= -9.09 \text{ M}\Omega = -9.09 \text{ V}/\mu\text{A}$$

P9.22 图 P9.22 电路是用来将电压 v_s 转换成电流 i_L 的, 电阻取成 $R_f/R_i = R_s/R_L$ 。试证明 $i_L = -v_s/R_s$ 。(提示: 求出 i_L 作为 v_s 和 v_L 的函数。)

解 设所采用的是理想运算放大器,

$$\therefore \frac{v_s - v_L}{R_1} = \frac{v_L - v_o}{R_f}$$

将上式整理后得:

$$\begin{aligned} v_o &= -\frac{R_f}{R_1}(v_s - v_L) + v_L \\ &= \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)v_L - \frac{R_f}{R_1}v_s \end{aligned} \quad (1)$$

$$\text{又} \because \frac{v_s - v_L}{R_s} = i_L + \frac{v_L}{R_4}$$

上式整理后得:

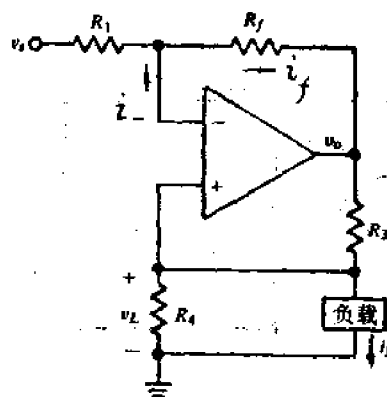
$$v_s = i_L R_s + v_L \left(1 + \frac{R_s}{R_4}\right) \quad (2)$$

在满足 $R_f/R_1 = R_s/R_4$ 条件下, 由 (1) 及 (2) 式得:

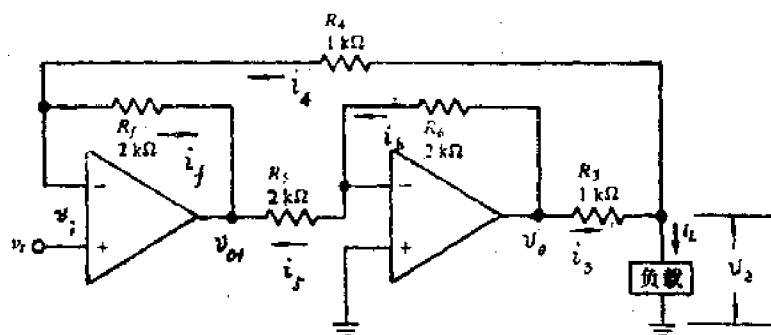
$$i_L R_s = -\frac{R_f}{R_1} v_s$$

$$\therefore i_L = -\frac{R_f}{R_1 R_s} v_s = -\frac{R_s}{R_4 R_s} v_s = -\frac{v_s}{R_4}$$

P9.23 对于图 P9.23 所示的改进型电压-电流转换器, 试确定以 v_s 表示的 i_L 。



图P9.22



图P9.23

解 $\because$ 放大器输出电压 v_o 为 v_s 与 $i_L R_L$ 同时作用在两级放大器的结果,

$$\begin{aligned} \therefore v_o &= v_s \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \times \left(\frac{-R_2}{R_3}\right) - \frac{i_L R_L}{R_3} \times R_f \times \left(\frac{-R_2}{R_3}\right) \\ &= -v_s \frac{R_f + R_1}{R_1} \times \frac{R_2}{R_3} + i_L R_L \frac{R_f}{R_3} \times \frac{R_2}{R_3} \end{aligned} \quad (1)$$

而在输出电路中有

$$\begin{aligned} v_o &= i_1 R_3 + i_L R_L \\ &= (i_1 + i_L) R_3 + i_L R_L = i_1 R_3 + i_L R_3 + i_L R_L \\ &= \frac{i_L R_L - v_s}{R_1} R_3 + i_L R_3 + i_L R_L \end{aligned}$$

$$= i_L R_s - v_s \frac{R_s}{R_s} + i_L R_L \left(1 + \frac{R_s}{R_s} \right) \quad (2)$$

$$\therefore 1 + \frac{R_s}{R_s} = 1 + \frac{1}{1} = 2$$

$$\text{而} \quad \frac{R_f}{R_s} \times \frac{R_s}{R_s} = \frac{2}{1} \times \frac{2}{2} = 2$$

$$\therefore 1 + \frac{R_s}{R_s} = \frac{R_f}{R_s} \times \frac{R_s}{R_s}$$

$\therefore$ 由 (1) 及 (2) 两式得:

$$-v_s \frac{R_f + R_s}{R_s} \times \frac{R_s}{R_s} = i_L R_s - v_s \frac{R_s}{R_s}$$

将上式整理后得:

$$i_L = -\frac{v_s}{R_s} \left[\frac{R_s}{R_s} \left(1 + \frac{R_f}{R_s} \right) - \frac{R_s}{R_s} \right]$$

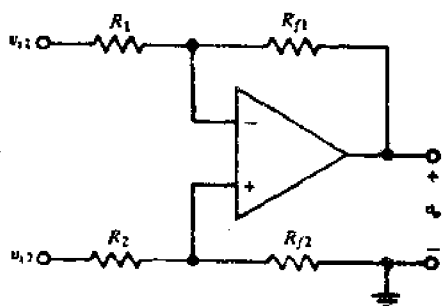
$$\text{又} \because R_f = R_s = R_s, R_s + R_s = R_f$$

$$\text{则} \quad i_L = -\frac{v_s}{R_s} \left[\frac{R_s + R_s + R_s - R_s}{R_s} \right] = -\frac{2v_s}{R_s} = -\frac{2v_s}{1} = -2v_s \text{ mA}$$

式中 v_s 以 V 为单位。

P 9.24 图 P9.24 是一个差动放大器。设 $R_{f1}/R_1 = R_{f2}/R_2$, 试证明 $v_o = (R_{f1}/R_1)(v_{s2} - v_{s1})$ 。

证 由叠加原理得:



图P9.24

$$\begin{aligned} v_o &= \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_1} \right) \frac{R_{f2}}{R_2 + R_{f2}} v_{s2} - \frac{R_{f1}}{R_1} v_{s1} \\ &= \frac{R_{f1}}{R_1} \left[\frac{R_1}{R_{f1}} \left(1 + \frac{R_{f1}}{R_1} \right) \frac{R_{f2}}{R_2 + R_{f2}} v_{s2} - v_{s1} \right] \\ &= \frac{R_{f1}}{R_1} \left[\left(\frac{R_1}{R_{f1}} + 1 \right) \frac{R_{f2}}{R_2 + R_{f2}} v_{s2} - v_{s1} \right] \\ &= \frac{R_{f1}}{R_1} \left[\frac{R_1 + R_{f1}}{R_{f1}} \times \frac{R_{f2}}{R_2 + R_{f2}} v_{s2} - v_{s1} \right] \end{aligned}$$

考虑到 $R_{f1}R_2 = R_{f2}R_1$, 则上式为

$$v_o = \frac{R_{f1}}{R_1} [v_{s2} - v_{s1}]$$

P 9.25 图 P9.25 是改进的差动电路, 对于 v_{s1} 和 v_{s2} 讲都具有高输入电阻。试确定以 $(v_{s2} - v_{s1})$ 表示的 v_o 。

解

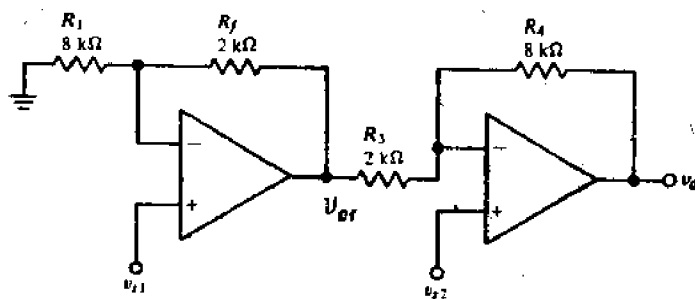
$$v_{o1} = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) v_{s1}$$

$$v_o = -\frac{R_f}{R_s} v_{o1} + \left(1 + \frac{R_f}{R_s} \right) v_{s2}$$

$$= -\frac{R_f}{R_s} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) v_{s1} + \left(1 + \frac{R_f}{R_s} \right) v_{s2}$$

$$= -\frac{8}{2} \left(1 + \frac{2}{8} \right) v_{s1} + \left(1 + \frac{8}{2} \right) v_{s2}$$

$$= 5(v_{s2} - v_{s1})$$



图P9.25

***P9.26** 用习题 P9.24 的结果设计一个运算放大器电路, 它能对图 8.3a 中的应变仪放大器 (见 8.2 节) 提供所需的增益。

(a) 设 $R_{f1}/R_1 = R_{f2}/R_2$, $A_v = 33.3$, 试计算 R_1 和 R_{f1} 。

(b) 如果用 LM308A 作为运算放大器, 它的最大失调电压为 0.5mV 和最大失调电流为 1.0nA , 试问在最坏情况下的输出端失调电压将是多少?

(c) 假定 (b) 中的失调已经调零, 如果失调电压和失调电流的温度系数分别为 $5.0\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 和 $10\text{pA}/^\circ\text{C}$, 试问在误差小于 1% 满标度的条件下, 电路能在什么温度范围内工作。

解 电路如图 P9.26a 所示。

(a) 由图 P9.26a 可求出对应图 P9.24 中的 R_1 及 R_2 为:

$$R_2 = R_1 = R_d // R_s = 250 // 250 = 125 \Omega$$

又由习题 P9.24 可知:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{s1} - v_{s2}} = \frac{R_{f1}}{R_1}$$

$$\therefore R_{f1} = A_v R_1 = 33.3 \times 0.125 = 4.16\text{k}\Omega$$

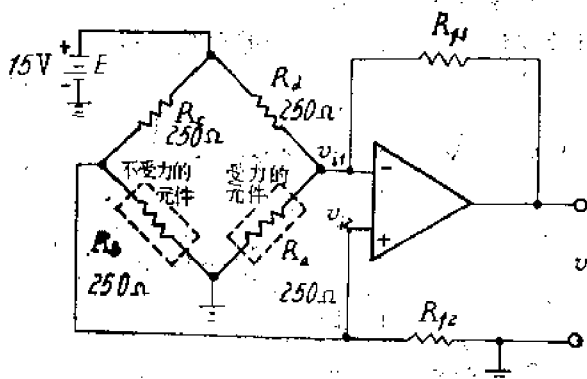
$$\text{又} \because R_{f1}/R_1 = R_{f2}/R_2$$

$$\therefore R_{f2} = \frac{R_{f1}}{R_1} \times R_2 = R_{f1} = 4.16\text{k}\Omega$$

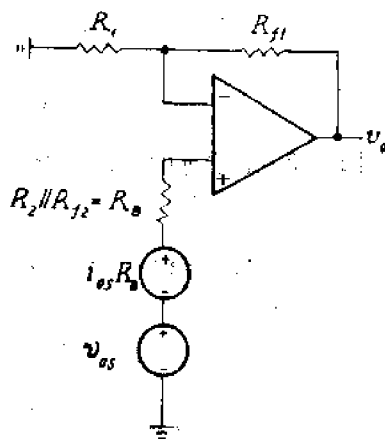
(b) 由分析可知, 输出端的失调电压可从图 P9.26b 求得。对理想运算放大器 (近似认为 LM308A 是理想运算放大器), 且当 $R_1 // R_{f1} = R_2 // R_{f2}$ 时, 在最坏情况下输出端的失调电压为:

$$v_o = \frac{R_1 + R_{f1}}{R_1} (v_{os} + i_{os} R_s)$$

$$= \frac{R_1 + R_{f1}}{R_1} [v_{os} + i_{os} (R_2 // R_{f2})]$$



a)



b)

图P9.26

$$= \frac{0.125+4.16}{0.125} [0.5+1 \times 10^{-3} \times (125/4160) \times 10^3]$$

$$\approx 17.14 \text{mV}$$

(c) 由于温度的变化而引起的输出零点漂移为:

$$dv_o = \frac{R_i + R_{f1}}{R_i} (dv_{os} + R_s di_{os})$$

$$= \frac{R_i + R_{f1}}{R_i} \left(\frac{dv_{os}}{dT} \cdot dT + R_s \frac{di_{os}}{dT} \cdot dT \right)$$

即

$$dT = dv_o \times \frac{R_i}{R_i + R_{f1}} \times \frac{1}{\frac{dv_{os}}{dT} + R_s \frac{di_{os}}{dT}}$$

假定满标度为

$$10 \text{格} \times 10 \text{mV/格} = 100 \text{mV} = 0.1 \text{V}$$

$$\Delta dv_o = \pm 0.1 \times 1\% \text{V}$$

$$\Delta dT = dv_o \times \frac{R_i}{R_i + R_{f1}} \times \frac{1}{\frac{dv_{os}}{dT} + R_s \frac{di_{os}}{dT}}$$

$$= \pm 0.1 \times \frac{1}{100} \times 10^3 \times \frac{0.125}{0.125+4.16}$$

$$\times \frac{1}{5 + [(0.125/4.16) \times 10^3] \times (10 \times 10^{-12}) \times 10^6}$$

$$= \pm 5.8^\circ\text{C}$$

即在失调被调整为零时的那个温度上, 温度变化范围为 $\pm 5.8^\circ\text{C}$ 。

•P9.27 图 P9.27 电路称为仪表放大器。它的特点即只要更换一个电阻 R_x 就可改变增益。

(a) 当 $R_{c1} = R_{c2}$ 和 $R_s = R_f$, 试证明电压增益的表达式为:

$$A = \frac{v_o}{v_{s2} - v_{s1}} = \frac{R_f}{\frac{R_x}{2} + \frac{V_T}{I_o}} \quad (\text{设 } A_1 \text{ 是一个理想运算放大器。})$$

(b) 已知 $I_o = 0.26 \text{mA}$ 和 $R_f = 100 \text{k}\Omega$, 试求增益为

(1) 1;

(2) 10;

(3) 1000 时的 R_x 值。

(c) 假定 Q_1 和 Q_2 的 $\beta_F = \beta_o = 200$, 在 (b) 的三种情况下求 R_i 。

(d) 由于在总增益表达式中 R_c 没有出现, 在选择它的数值时应当如何考虑? (提示: 考虑动态范围和失调作用)。

解 (a) 证: 先将图 P9.27 用图 P9.27a 的电路来等效, 其中

$$v_{o2} = -\frac{1}{2} \times \frac{\beta_o R_{c2}}{r_{\pi 2} + (1 + \beta_o) \frac{R_x}{2}} (v_{s2} - v_{s1}) \quad (1)$$

$$v_{e1} = \frac{1}{2} \times \frac{\beta_o R_{C1}}{r_{\pi 1} + (1 + \beta_o) \frac{R_x}{2}}$$

$$\times (v_{S2} - v_{S1}) \quad (2)$$

对于图 P9.2a,

$$\therefore R_f/R_{C1} = R_3/R_{C1}$$

$\therefore$ 由习题 P9.24 知:

$$v_o = \frac{R_f}{R_{C1}} (v_{e1} - v_{e2})$$

将(1),(2)两式代入上式, 整理后得:

$$v_o = \frac{\beta_o R_f}{r_{\pi} + (1 + \beta_o) \frac{R_x}{2}}$$

$$\times (v_{S2} - v_{S1})$$

式中考虑到 $r_{\pi 1} = r_{\pi 2} = r_{\pi}$, $R_{C1} = R_{C2}$,

$$\therefore A = \frac{v_o}{v_{S2} - v_{S1}}$$

$$= \frac{\beta_o R_f}{r_{\pi} + (1 + \beta_o) \frac{R_x}{2}}$$

$$\approx \frac{R_f}{\frac{r_{\pi}}{\beta_o} + \frac{R_x}{2}}$$

$$= \frac{R_f}{\frac{\beta_o V_T}{I_c} \times \frac{1}{\beta_o} + \frac{R_x}{2}}$$

$$\approx \frac{R_f}{\frac{\beta_o V_T}{I_o} \times \frac{1}{\beta_o} + \frac{R_x}{2}} = \frac{R_f}{\frac{V_T}{I_o} + \frac{R_x}{2}} \quad (3)$$

(b) 由(3)式得,

$$\therefore R_x = \frac{2}{A} R_f - \frac{2V_T}{I_o}$$

$$(1) \quad R_x = \frac{2}{1} \times 100 - \frac{2 \times 26}{0.26} \times 10^{-3} = 199.8 \text{ k}\Omega$$

$$(2) \quad R_x = \frac{2}{10} \times 100 - \frac{2 \times 26}{0.26} \times 10^{-3} = 19.8 \text{ k}\Omega$$

$$(3) \quad R_x = \frac{2}{1000} \times 100 - \frac{2 \times 26}{0.26} \times 10^{-3} = 0$$

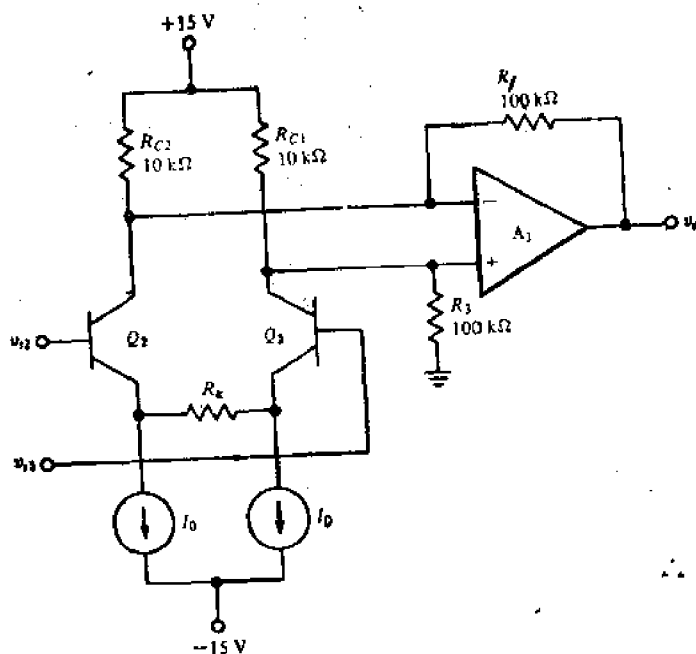


图 P9.27

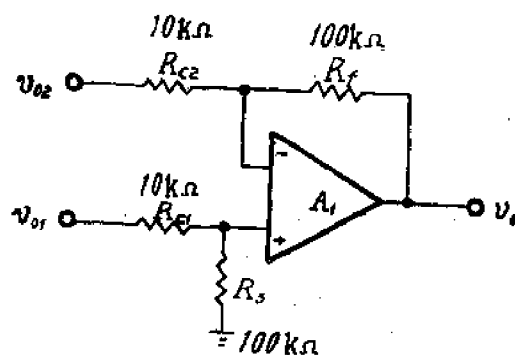


图 P9.27a

$$(c) \quad R_i = \left[r_s + (1 + \beta_o) \frac{R_x}{2} \right] \times 2$$

$$r_s = \frac{\beta_o \times 26}{I_c} = \frac{200 \times 26}{0.26} \times 10^{-3} = 20 \text{ k}\Omega$$

$\therefore$

$$(1) \quad R_i = \left[20 + (1 + 200) \times \frac{199.8}{2} \right] \times 2 = 40200 \text{ k}\Omega = 40.2 \text{ M}\Omega$$

$$(2) \quad R_i = \left[20 + (1 + 200) \times \frac{19.8}{2} \right] \times 2 = 4020 \text{ k}\Omega = 4.02 \text{ M}\Omega$$

$$(3) \quad R_i = \left[20 + (1 + 200) \times \frac{0}{2} \right] \times 2 = 40 \text{ k}\Omega$$

(d) R_c 的选择:

R_c 的最大值由差分放大器输入端正向共模电压的最大值决定。而 R_c 的最小值是由运算放大器 A_1 的输入端的最大失调电压决定。

***P9.28** 图 P9.28 所示是运算放大器在简单稳压电路中的应用。

(a) 试求以 V_z 表示的 V_o 表达式。

(b) 设 $V_z = 5\text{V}$, 试求能使 V_o 在 5 到 12V 范围内变动的 R_1 和 R_f 值。反馈网络的最大电流限制在 0.5mA。

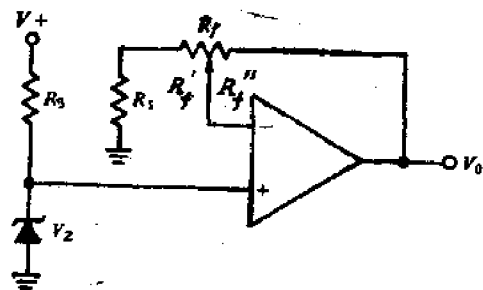


图 P9.28

解 设 $R_f = R_f' + R_f''$ $R_i = R_1 + R_f'$

$$(a) \quad V_o = \frac{R_i + R_f''}{R_i} V_z$$

(b) 当 $V_o = 5\text{V}$ 时,

$$\frac{R_i + R_f''}{R_i} = \frac{V_o}{V_z} = \frac{5}{5} = 1$$

$\therefore R_f'' = 0$, 这相当于电位器的活动端调到最右端。

当 $V_o = 12\text{V}$ 时,

$$\frac{R_i + R_f''}{R_i} = \frac{V_o}{V_z} = \frac{12}{5} = 2.4 \quad (1)$$

这时 R_f'' 最大, 相当于电位器的活动端调到最左端。根据反馈网络的最大电流限制在 0.5mA 的条件可得,

$$\frac{V_o - V_z}{R_f''} = 0.5 \text{ mA}$$

即

$$R_f'' = \frac{V_o - V_z}{0.5} = \frac{12 - 5}{0.5} = 14 \text{ k}\Omega$$

将 R_f 数值代入到 (1) 式可求出这时的 R_i 值,

$$R_i = \frac{R_f''}{1.4} = \frac{14}{1.4} = 10 \text{ k}\Omega$$

这时 $R_f' = 0$ 。

***P9.29** (a) 如用一个二极管接在运算放大器的反馈通路中, 则放大器的输出电压将是输

入电压的对数函数。试证明图 P9.29 电路在室温下的 $v_o = -0.06 \log[v_s/(R_1 I_s)]$, 式中 I_s 是二极管的饱和电流, 二极管的正向电流由公式 $I_D = I_s e^{V_D/V_T}$ 确定。

(b) 根据 (a) 所提供的资料, 试拟定并画出一个能体现反对数函数的运算放大器电路, 其中 $v_o = -R_f I_s \log^{-1}(v_s/0.06)$ 。

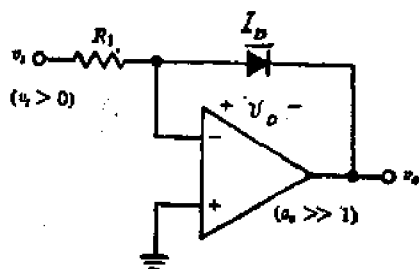


图 P9.29

解 (a) 证:

$$\nabla \quad I_D = I_s e^{V_D/V_T}$$

$$\triangle \quad \ln \frac{I_D}{I_s} = \frac{V_D}{V_T}$$

$$\text{即} \quad V_D = V_T \ln \frac{I_D}{I_s}$$

$$\text{现} \quad V_D = -v_o$$

$$\therefore \quad v_o = -V_T \ln \frac{I_D}{I_s} = -26 \text{mV} \ln \frac{I_D}{I_s}$$

$$= -26 \text{mV} \ln \frac{I_D}{I_s} = -26 \text{mV} \ln \frac{v_s}{R_1 I_s} = -\frac{26}{0.4342} \log \frac{v_s}{R_1 I_s}$$

$$= -0.06 \log \frac{v_s}{R_1 I_s}$$

(b) 把对数放大器 (图 9.29) 中的二极管和电阻的位置互换就能得到反对数放大器, 如图 9.29a 所示。

由图 P9.29a 不难证明:

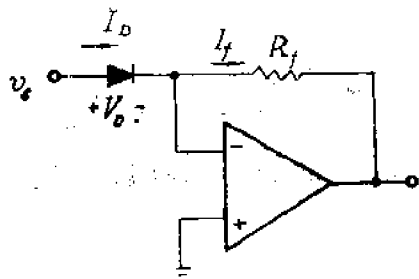


图 P9.29a

$$v_o = -R_f I_s \log^{-1} \frac{v_s}{0.06}$$

$$I_D = I_s e^{V_D/V_T}$$

$$V_D = V_T \ln \frac{I_D}{I_s}$$

$$= 0.06 \log \frac{I_D}{I_s} \quad (1)$$

而当 $v_s > 0$ 时,

$$v_s = V_D \quad (2)$$

$$I_D = I_f \quad (3)$$

$$\text{又} \quad v_o = -I_f R_f$$

$$\therefore \quad v_o = -I_f R_f = -I_D R_f = -\left(I_s \log^{-1} \frac{V_D}{0.06}\right) R_f$$

$$= -\left(I_s \log^{-1} \frac{v_s}{0.06}\right) R_f = -I_s R_f \log^{-1} \frac{v_s}{0.06}$$

*P9.30 (a) 两个对数电路和一个反对数电路组成一个如图 P9.30 所示的单象限 (即 $v_{s1} > 0, v_{s2} > 0$) 对数乘法器。假定电路中所有二极管都相同, 试证明 $v_o = -(v_{s1})(v_{s2})/(R_f I_s)$ 。

(b) 试拟定并画出一个能实现下列函数关系的运算放大器电路: $v_o = 0.06 \log \left(\frac{B}{A} \right) + C$, 式中 $A > 0, B > 0$ 。

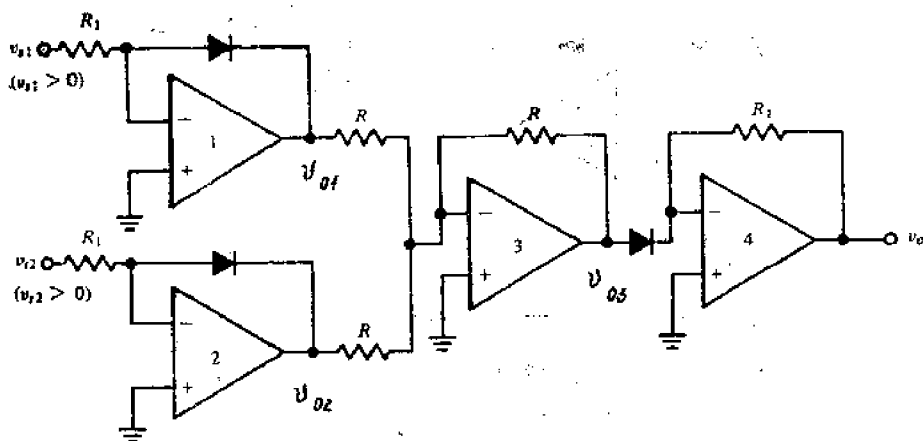


图 P9.30

解 (a) 证:

$$v_{o1} = -0.06 \log \left(\frac{v_{s1}}{R_1 I_s} \right)$$

$$v_{o2} = -0.06 \log \left(\frac{v_{s2}}{R_1 I_s} \right)$$

$$\begin{aligned} v_{o3} &= -(v_{o1} + v_{o2}) = - \left(-0.06 \log \frac{v_{s1}}{R_1 I_s} - 0.06 \log \frac{v_{s2}}{R_1 I_s} \right) \\ &= 0.06 \log \left(\frac{v_{s1}}{R_1 I_s} \times \frac{v_{s2}}{R_1 I_s} \right) \end{aligned}$$

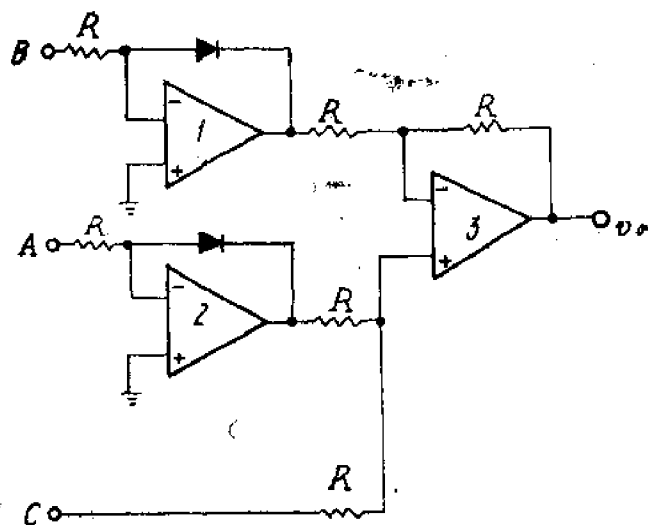
$$\begin{aligned} v_o &= -I_s R_1 \log^{-1} \frac{v_{o3}}{0.06} = -I_s R_1 \log^{-1} \left[\frac{0.06 \times \log \left(\frac{v_{s1}}{R_1 I_s} \times \frac{v_{s2}}{R_1 I_s} \right)}{0.06} \right] \\ &= - \frac{v_{s1} v_{s2}}{R_1 I_s} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} (b) \quad \therefore v_o &= 0.06 \log \frac{B}{A} + C = 0.06 \log \left(\frac{\frac{B}{R I_s}}{\frac{A}{R I_s}} \right) + C \\ &= 0.06 \log \frac{B}{R I_s} - 0.06 \log \frac{A}{R I_s} + C \end{aligned}$$

故可得电路如图 P9.30a 所示。

*P9.31 运算放大器的一种普通用途是在一段时间内对一个电压积分。图 P9.31 所示的是一个用运算放大器构成的积分器。假定采用的是理想运算放大器, 试证明 $v_o = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s dt$ 。

证 $i_k = v_s / R$



图P9.30a

$$v_o = -v_c$$

$$i_c = i_R$$

$$v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt$$

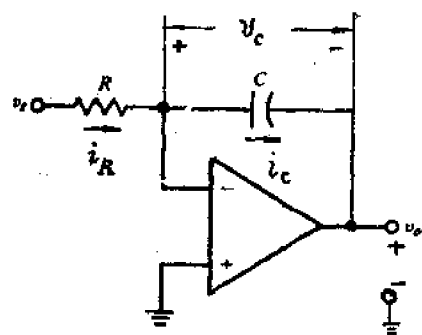
∴

$$v_c = \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt = \frac{1}{C} \int_0^t i_R dt$$

$$= \frac{1}{C} \int_0^t \frac{v_s}{R} dt = \frac{1}{RC} \int_0^t v_s dt$$

∴

$$v_o = -v_c = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_s dt$$

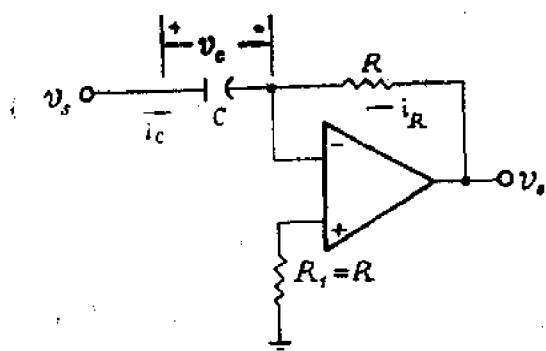


图P9.31

•P9.32 运算放大器与RC电路结合起来可实现微分运算, 试画出一个采用理想运算放大器的

微分器草图, 并证明 $v_o = -RC \frac{dv_s}{dt}$ 。

解 将积分器电路(图P9.31)中R, C互换位置就得微分器电路如图P9.32所示。



图P9.32

$$v_s = v_c$$

$$i_c = i_R$$

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt}$$

$$v_o = -i_R R$$

$$v_o = -i_c R$$

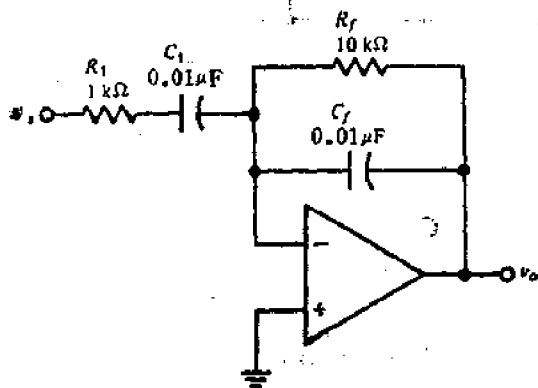
$$= -i_c R$$

$$= -C \frac{dv_c}{dt} R = -RC \frac{dv_s}{dt}$$

***P9.33** 图P9.33是由运算放大器构成的积分器和微分器的组合,通常称为有源滤波器,对于图中标出的元件值,试问:

(a) 在哪个输入信号频率下滤波器增益达最大值?

(b) 在题(a)的频率下滤波器增益为多少?



图P9.33

解 (a)

$$\frac{v_o}{v_s} = -\frac{Z_f}{Z_i}$$

$$= -\frac{R_f // \frac{1}{j\omega C_f}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}}$$

$$= -\frac{R_f}{R_1}$$

$$\times \frac{j\omega R_1 C_1}{(j\omega R_1 C_1 + 1)(1 + j\omega C_f R_f)}$$

$$= -\frac{R_f}{R_1} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{1}{j\omega R_1 C_1}\right)(1 + j\omega R_f C_f)} = -\frac{R_f}{R_1} \times \frac{1}{\left(1 - j\frac{\omega_1}{\omega}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_f}\right)}$$

$$= -\frac{R_f}{R_1} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{\omega_1}{\omega_f}\right) + j\left(\frac{\omega}{\omega_f} - \frac{\omega_1}{\omega}\right)}$$

其中: $\omega_f = \frac{1}{R_f C_f}$, $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$,

$$\therefore f_f = \frac{\omega_f}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_f C_f} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}} = 1592 \text{ Hz}$$

$$f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 1592 \text{ Hz}$$

当 $\frac{\omega_1}{\omega} = \frac{\omega}{\omega_f}$ 时, v_o/v_s 为最大。

$\therefore$ 滤波器增益达最大值时的输入信号频率为:

$$f_0 = \frac{\sqrt{\omega_1 \omega_f}}{2\pi} = 1592 \text{ Hz}$$

(b) 在 f_0 时滤波器的增益为:

$$\left| \frac{v_o}{v_s} \right| = \frac{R_f}{R_1} \times \frac{1}{1 + \frac{\omega_1}{\omega_f}} = \frac{10}{1} \times \frac{1}{1 + \frac{2\pi \times 1592}{2\pi \times 1592}} = 5$$

P9.34 试就图 9.14 的两极点网络验证 (9.73a) 和 (9.73b) 式。

解 由图得:

$$v_{o1} = \frac{a_{v1} v_i}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} \left(\frac{1}{j\omega C_1} \right) = \frac{a_{v1} v_i}{1 + j\omega R_1 C_1}$$

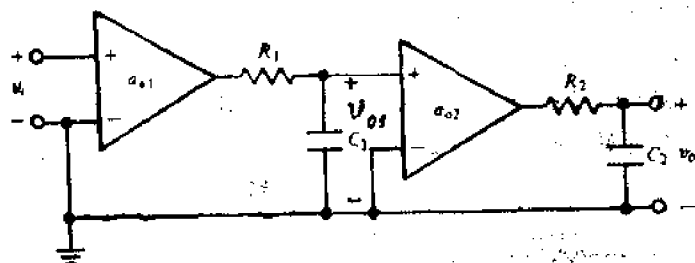


图9.14

同理

$$\begin{aligned}
 v_o &= \frac{a_{v2} v_{o1}}{1 + j\omega R_2 C_2} \\
 \therefore a_v = \frac{v_o}{v_i} &= \frac{v_{o1}}{v_i} \times \frac{v_o}{v_{o1}} = \frac{a_{v1}}{1 + j\omega R_1 C_1} \times \frac{a_{v2}}{1 + j\omega R_2 C_2} \\
 &= \frac{a_{v1}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}} \times \frac{a_{v2}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_2}} = \frac{a_0}{\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_1}\right)\left(1 + j\frac{\omega}{\omega_2}\right)} \\
 &= \frac{a_0}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_1 \omega_2} + j\left(\frac{\omega}{\omega_1} + \frac{\omega}{\omega_2}\right)}
 \end{aligned}$$

式中: $\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1}$, $\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2}$, $a_0 = a_{v1} \times a_{v2}$

所以这个二极点放大器的幅频特性为:

$$\begin{aligned}
 |a_v| &= \frac{|a_0|}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_1 \omega_2}\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_2} + \frac{\omega}{\omega_1}\right)^2}} \\
 &= \frac{|a_0|}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2\right]\left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2\right]}}
 \end{aligned}$$

与 (9.73a) 式相符。

该二极点放大器的相频特性为:

$$\phi = -\operatorname{tg}^{-1} \frac{-1 \frac{\omega}{\omega_2} + \frac{\omega}{\omega_1}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_1 \omega_2}}$$

由于

$$\operatorname{tg}^{-1} X + \operatorname{tg}^{-1} Y = \operatorname{tg}^{-1} \frac{X + Y}{1 - XY}$$

$\therefore$

$$\phi = -\left[\operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_2} + \operatorname{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_1} \right]$$

与 (9.73b) 式相符。

P9.35 一个电压增益为 12dB 的放大器和另一个 $A_v = 20\text{dB}$ 的放大器级联。如果输出衰减到

$\frac{1}{2}$ 。试问总电压增益是多少？答案用倍数和 dB 表示。

解：
 $A_{v1} = 12\text{dB}$ (3.981倍)
 $A_{v2} = A_v = 20\text{dB}$ (10倍)

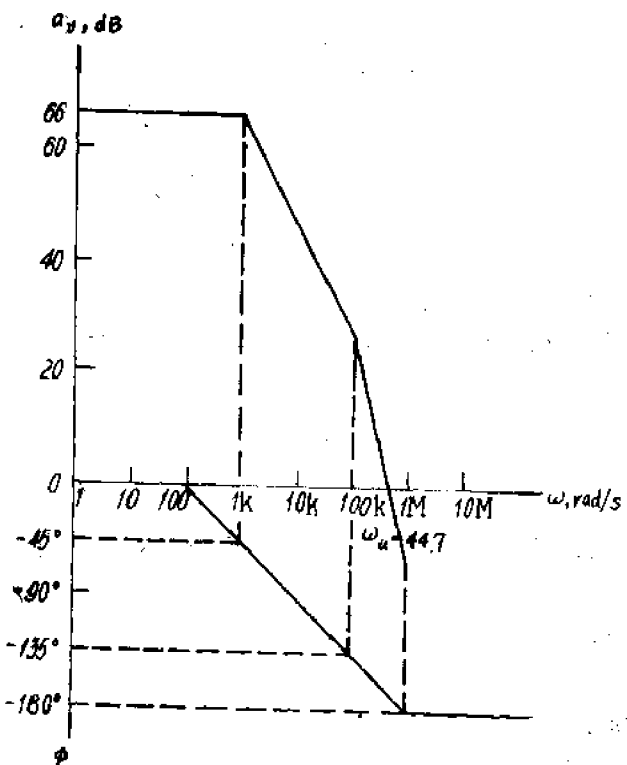
且输出衰减到 $1/2$ ，即为

$$\frac{A_{v1} \times A_{v2}}{2}$$

∴ 总增益为：

$$12 + 20 - 6 = 26\text{dB}$$

$$\frac{3.981 \times 10}{2} = 19.9\text{倍}$$



图P9.36

P9.36 图 9.14 的二极点网络，取下列参数：

$$a_{v1} = 20, R_1 = 10\text{k}\Omega, C_1 = 0.1\mu\text{F},$$

$$a_{v2} = 100, R_2 = 1\text{k}\Omega, C_2 = 0.01\mu\text{F}.$$

试画出整个网络的幅值和相位对频率的响应（波德图），并从图中确定单位增益频率点和相位为 180° 处的频率点。

解

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{10 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}}$$

$$= 1000\text{rad/s} = 1\text{krad/s}$$

$$\omega_2 = \frac{1}{R_2 C_2} = \frac{1}{1 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6}}$$

$$= 10^5\text{rad/s} = 100\text{krad/s}$$

$$a_v = 20 \log(a_{v1} \times a_{v2}) = 20 \log$$

$$\times (20 \times 100) = 66\text{dB}$$

∴ 波德图如图 P9.36 所示。

由图可知：

$$\omega_u = 447\text{krad/s}$$

$$\omega_{180^\circ} = 1\text{Mrad/s}$$

∴ 单位增益频率为：

$$f_u = \frac{\omega_u}{2\pi} = \frac{447}{2\pi} = 71.1\text{kHz}$$

相位为 180° 处的频率为：

$$f_{180^\circ} = \frac{\omega_{180^\circ}}{2\pi} = \frac{1000}{2\pi} = 159\text{kHz}$$

P9.37 有一个运算放大器，其 $a_o = 66\text{dB}$ ，转折频率为 1MHz ，用在 $R_1 = 1\text{k}\Omega$ 和 $R_f = 100\text{k}\Omega$ 的并-并联反馈放大器中。试确定环路增益及反馈放大器的 -3dB 频率。

解 $\therefore$ 是反相放大器 (并-并反馈放大器),

$\therefore$ 反馈系数

$$f = \frac{R_i}{R_f} = \frac{1}{100}$$

又

$$a = -a_v = -2000$$

$\therefore$

$$T = -af = -(-2000) \times \frac{1}{100} = 20 \text{ (26dB)}$$

$\therefore$ 可画出幅频特性如下:

由上图可知-3dB 频率为:

$$f_{3dB} = 20\text{MHz}$$

P9.38 已知一个运算放大器,

其 $a_v = 80\text{dB}$, $f_1 = 10\text{kHz}$, $f_2 = 316\text{kHz}$ 和 $f_3 = 3.16\text{MHz}$, 试画出波德图, 并

(a) 指出相位裕量为 0° 时的最小闭环增益。

(b) 如果相位裕量为 45° , 重做(a)。

解 由已知数据作出的波德图如图 P9.38所示。

由上图知:

(a) 相位裕量为 0° 时,
 $A_v = 30\text{dB}$ 。

(b) 相位裕量为 45° 时, $A_v = 50\text{dB}$ 。

P9.39 有一个运算放大器, 其 $a_v = 80\text{dB}$, $f_1 = 1\text{kHz}$ 和 $f_2 = 1\text{MHz}$, 将它用在串-并联反馈放大器中, 设 $R_i = 1\text{k}\Omega$ 。

(a) 确定相位裕量为 45° 时的 A_v 最小值。

(b) 计算反馈电阻 R_f 的最小值。

解 由已知数据作波德图如图 P9.39所示。

(a) 由图 P9.39知, 当相位裕量为 45° 时,

$$A_v = 20\text{dB}$$

$$T = 60\text{dB}$$

(b) 因为是同相放大 (串-并联反馈放大器),

$\therefore$

$$a = a_v = 10^4$$

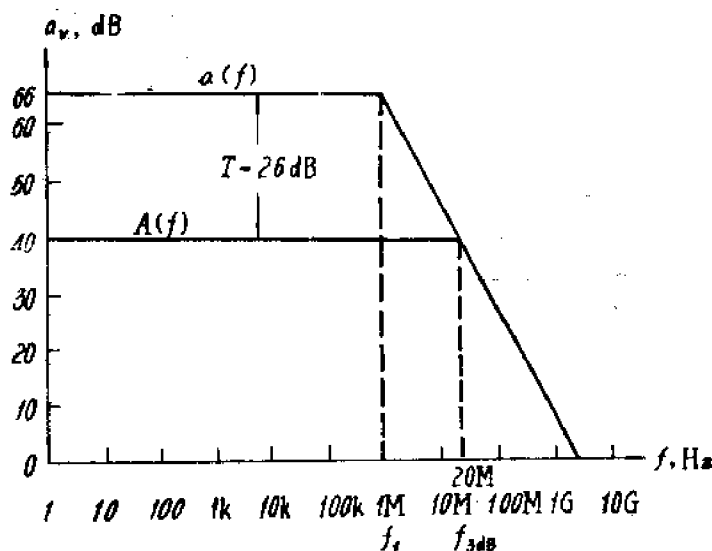
$$f = -\frac{R_i}{R_i + R_f}$$

而

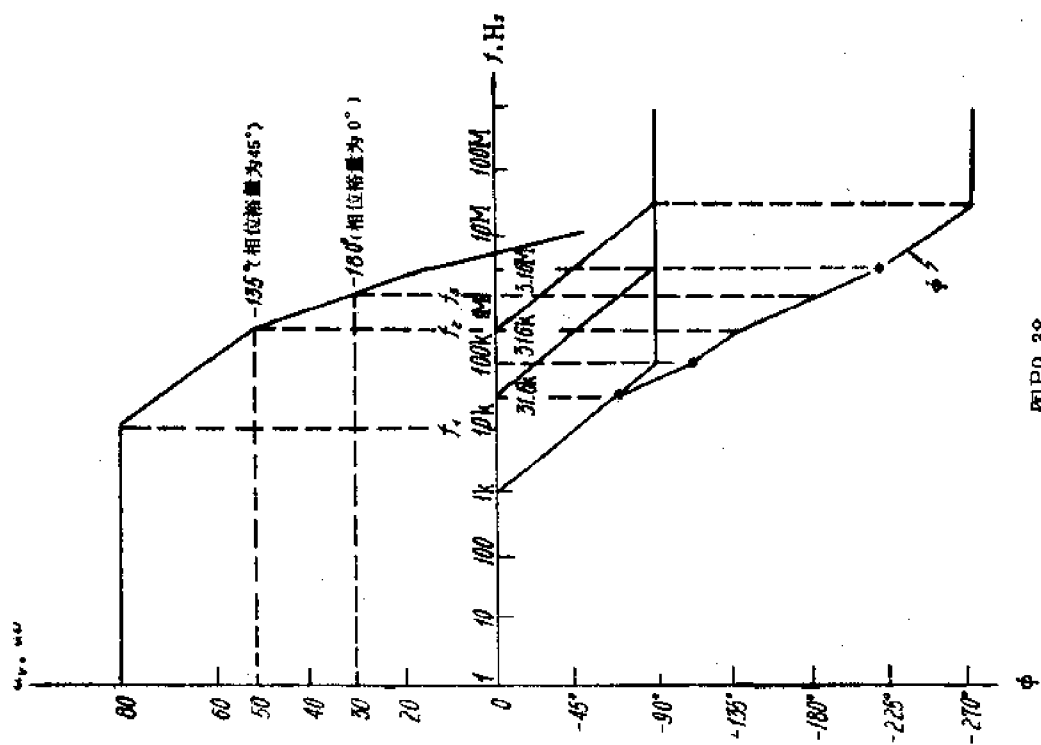
$$T = -af$$

$\therefore$

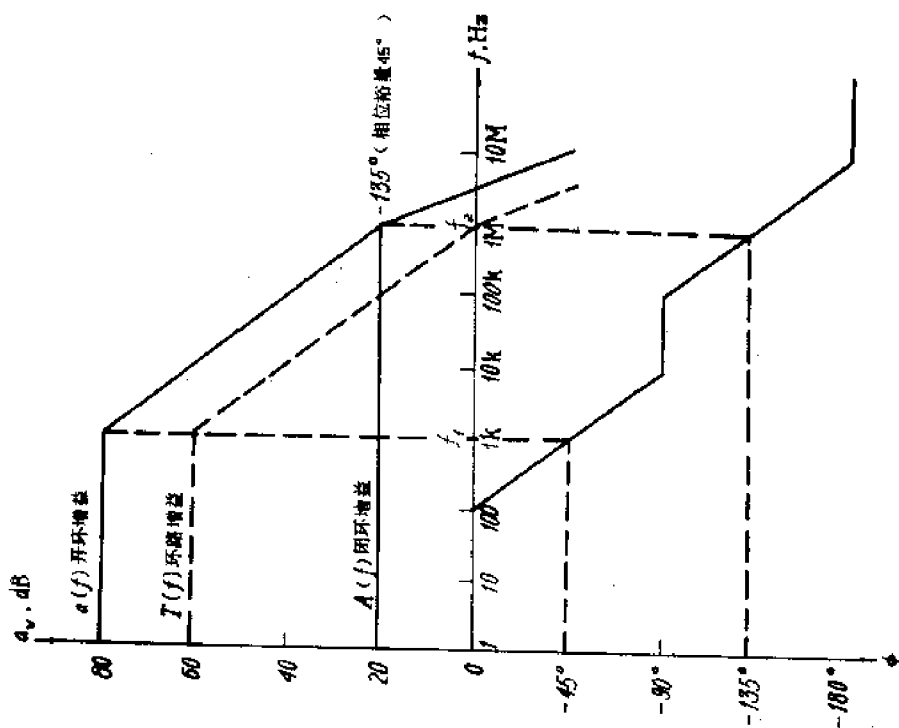
$$f = -\frac{T}{a} = -\frac{10^3}{10^4} = -\frac{1}{10}$$



图P9.37



图P9.38



图P9.39

$$\therefore -\frac{1}{10} = -\frac{R_1}{R_1 + R_f}$$

解得:

$$R_f = 9R_1 = 9 \times 1 = 9 \text{ k}\Omega$$

P9.40 对于一个 $a_o = 60 \text{ dB}$, $f_1 = 100 \text{ kHz}$ 和 $f_2 = 10 \text{ MHz}$ 的运算放大器, 若采用简单的滞后补偿使在 $A_o \geq 1$ 时至少有 45° 相位裕量, 试求此放大器的开环 -3 dB 频率(f_o)。

解 由已知数据作波德图如图 P9.40 所示。

图中原始的开环响应用实线画出。补偿后的响应用虚线表示。原来的第一个极点经补偿后现在变成第二个极点。

由图 P9.40 知, 补偿后的放大器开环 -3 dB 频率

$$f_o = 100 \text{ Hz}$$

P9.41 对习题 P9.40 中的运算放大器采用宽带补偿来加宽频带。设补偿端的内阻为 $10 \text{ k}\Omega$, 试确定与习题 P9.40 有相同指标的宽带补偿网络的 R_1 和 C_1 值。

解 由已知数据作波德图如图 P9.41 所示。图中原始的开环响应用实线画出。虚线所示的是补偿过的开环响应, 使原来第二转折频率处的增益为 1。

$\therefore$ 由于补偿网络引起的衰减是

$$T_c = \frac{R_f + R_1}{R_1}$$

而由图 P9.41 知在 f_1 处 $T_c = 20 \text{ dB}$ (10 倍),

$$R_1 = \frac{R_f}{T_c - 1} = \frac{10}{10 - 1} = 1.11 \text{ k}\Omega$$

又从最大的反馈带宽考虑, 补偿网络响应的折回频率应等于运算放大器的 3 dB 频率, 即

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_o R_1} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 1.11 \times 10^3} \times 10^6 = 0.00143 \mu\text{F}$$

P9.42 已知有一个 $a_o = 80 \text{ dB}$, $f_1 = 10 \text{ kHz}$, $f_2 = 1 \text{ MHz}$ 和 $f_3 = 10 \text{ MHz}$ 的运算放大器。现在要求对放大器进行补偿, 使在 $A_o = 20 \text{ dB}$ 时有 45° 相位裕量。补偿端的内阻为 $8 \text{ k}\Omega$ 。

(a) 如采用窄带补偿, 试确定补偿后放大器的第一转折频率及所用的电容值。

(b) 如采用宽带补偿, 试确定补偿后放大器的第一转折频率及 R_1 和 C_1 的值。

解

由已知数据作波德图如图 P9.42 所示。图中原始的开环响应用实线画出。虚线所示的是补偿过的开环响应; ④是窄带补偿情况, ⑤是宽带补偿情况。

(a) 采用窄带补偿后, 原来的第一个极点现在变成第二个极点, 使得在这个频率(f_1)下的相位成为 -135° 。

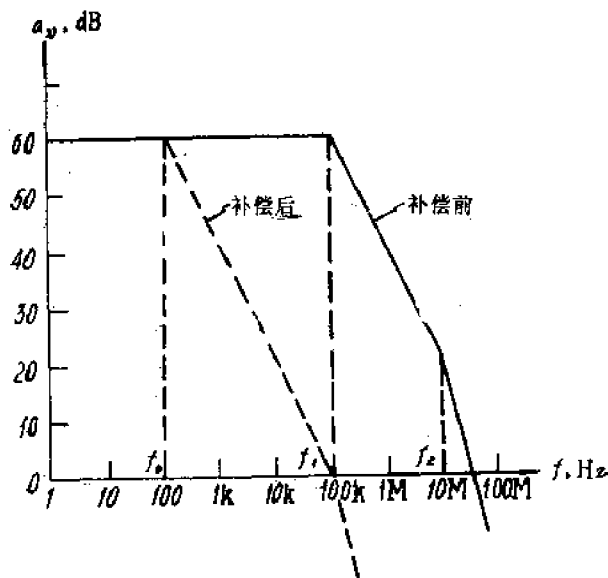
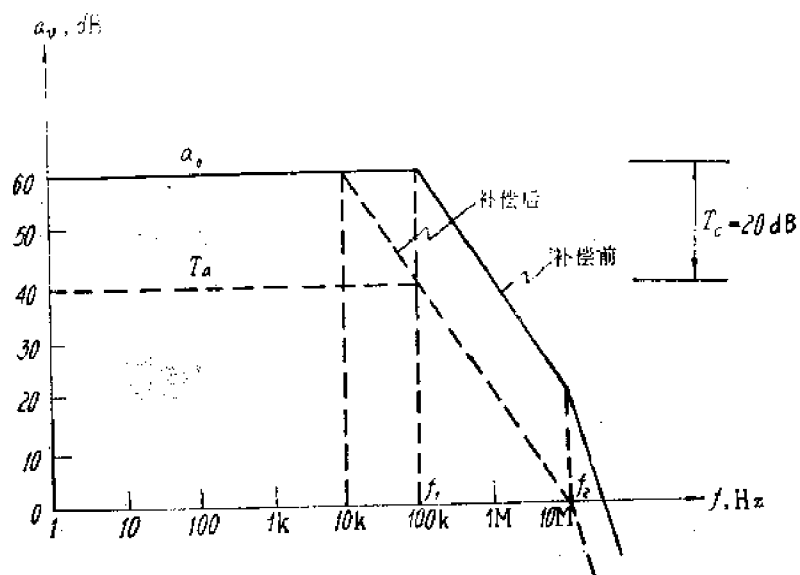
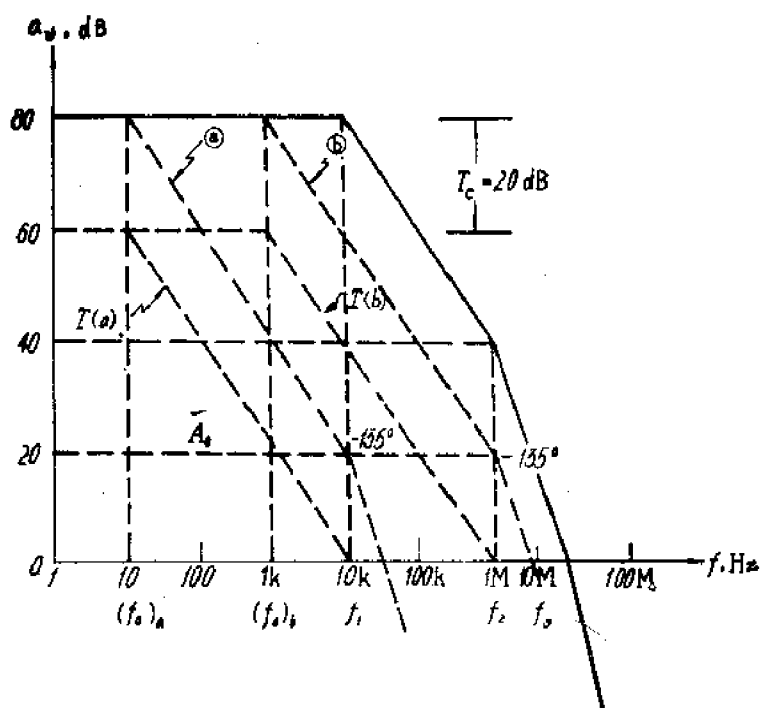


图 P9.40



图P9.41



图P9.42

由图 P9.42 知, 窄带补偿后的第一转折频率为:

$$(f_o)_c = 10\text{Hz}$$

$\therefore$ 补偿电容为

$$C = \frac{1}{2\pi f_o R_i} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 8 \times 10^3} \times 10^9 \approx 2\mu\text{F}$$

(b) 如采用宽带补偿:

$R_i C_i$ 串联补偿网络从 $(f_o)_c$ 开始对环路增益提供一个下降的斜率, 然后在未补偿的运算放大器的第一转折点, 即 f_i 处折回, 于是放大器原有的下降斜率使在 $A_v = 20\text{dB}$ 时有 45° 的相位裕量。

由图 P9.42 知:

$$T_c = 20\text{dB (10倍)} \quad f_i = 10\text{kHz}$$

$$\therefore R_i = \frac{R_f}{T_c - 1} = \frac{8 \times 10^3}{10 - 1} \approx 890\Omega$$

$$C_i = \frac{1}{2\pi f_i R_i} = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 10^3 \times 890} \times 10^9 \approx 0.0179\mu\text{F}$$

第十章 数字和线性集成电路的应用

练 习

E10.1 有一个数字电压表, 在 50ms 后能给出读数 V_{xMD} 为 1.999V, 如取 V_p 为 10V, 求所需的 N, V_{REF}, T, f 和 k 。

解 数字电压表的计数器输入端的脉冲及斜坡发生器输出端的波形如图 E10.1 所示。

为充分利用计数器的容量,

取最大显示值 n_{MD} 与模 N 的关系如下式所示:

$$N = n_{MD} + 1$$

$$\therefore N = n_{MD} + 1$$

$$= 1999 + 1$$

$$= 2000$$

(根据 $V_{xMD} = 1.999V = 1999mV$ 的要求, $n_{MD} = 1999$) 由图 E10.1 可证明下面关系成立:

$$V_x = n \frac{V_{REF}}{N}$$

式中: N 为计数器的模;

n 为计数器中存贮的最终数;

V_{REF} 为参考电压;

V_x 为待测电压。

$$\therefore V_{REF} = \frac{N}{n_{MD}} V_{xMD} = \frac{2000}{1999} \times 1.999 = 2V$$

$$\text{又} \quad NT + n_{MD}T = t_2 - t_0$$

$$\therefore T = \frac{t_2 - t_0}{N + n_{MD}} = \frac{50}{2000 + 1999} \times 10^{-3} = 12.5 \mu s$$

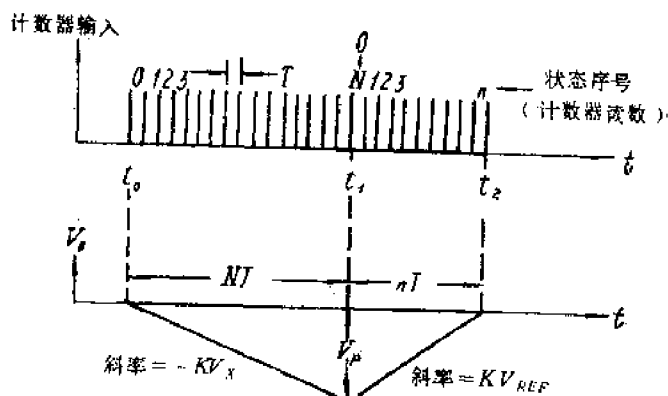
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{12.5 \times 10^{-6}} \times 10^{-3} = 80 \text{ kHz}$$

由图 E10.1 又得:

$$k = \frac{V_p}{V_{xMD} NT} = \frac{10}{1.999 \times 2000 \times 12.5 \times 10^{-6}} = 200 \text{ s}^{-1}$$

E10.2 设图 10.2a 中 $V_x = 1V$, $R_x = 10k\Omega$, $C_1 = 0.5\mu F$, 和 $v_{c1}(0) = -1V$, 求 $t = 15ms$ 时的 v_o 。

解 这是一个由运算放大器构成的积分电路。设运算放大器是理想的, 输入电压又是常数, 所以输出电压与时间的函数关系为:



图E10.1

$$v_o(t) = -\frac{V_s t}{R_1 C_1} - v_{c1}(0)$$

$$v_o(15) = -\frac{1 \times 15 \times 10^{-3}}{10 \times 10^3 \times 0.5 \times 10^{-4}} - (-1) = -2V$$

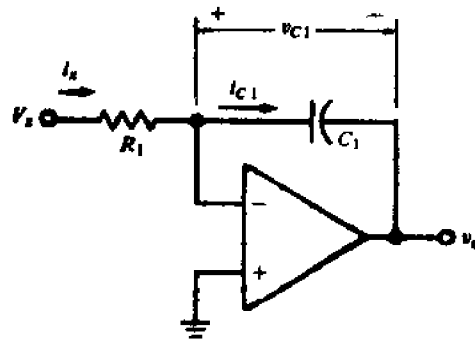


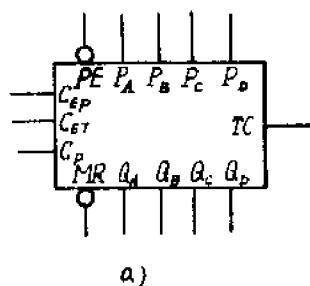
图10.2a

E10.3 参照图10.6到图10.8的电路, 用同样方法设计图10.1类型的数字电压表的计数器, 最大显示读数为1.999。

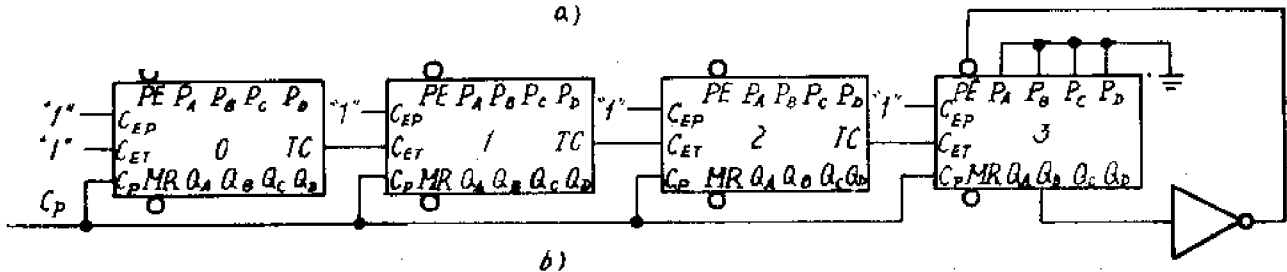
解 取 $n_{MD} = 1999$

$$N = n_{MD} + 1 = 1999 + 1 = 2000$$

图 E10.3a 是 9310 型十进制计数器的方框图, 该计数器是同步加法计数器。有普通的时钟 (C_P) 输入端和 Q_A , Q_B , Q_C 及 Q_D 四个输出端, 其中 Q_A 是最低有效位, Q_D 则是最高有效位。MR 是主清零端, 当 MR 为低电平时, 所有触发器都被清零。其余端子提供三个附加功能:



a)



b)

图E10.3

第一个附加功能：通过并行输入端 (P_A, P_B, P_C 及 P_D) 能将计数器状态预置成任意值。 $P_A \sim P_D$ 的逻辑值是在 C_P 和 $\overline{P_E}$ (容许并行输入) 都为低电平时进入集成电路的。然后，在 C_P 变成高电平时，这些值就分别转移到触发器 $Q_A \sim Q_D$ 的输出端。

第二个附加功能：进行计数的必要条件是 $P_E =$ 高电平， $C_{ET} =$ 高电平和 $C_{MF} =$ 高电平。

第三个附加功能：具有终端计数。对十进制计数器来说，终端计数的逻辑表达式为：

$$TC = C_{ET} \cdot Q_D \cdot \overline{Q_C} \cdot \overline{Q_B} \cdot Q_A$$

为了构成一个全同步的模 $N=2000$ 的计数器，当我们采用图 E10.3a 计数器时，其完整计数器电路如图 E10.3b 所示。

E10.4 求图 10.16c 电路中的 R_f/R_D 和 R_1/R_2 的值。设电路的输入端由十六进制计数器 (模16) 来驱动，要求： $U_{O1(\min)} = 0V$ ， $U_{O1(\max)} = 7.5V$ ， V_{REF} 采用 $5V$ ，使 u_{O1} 的峰值等于 $10V$ 。

解 由图知 (当运算放大器是理想情况时)：

$$i_f = i_D + i_C + i_B + i_A$$

把布尔变量作为取值为 0 或 1 的代数变量，上式可写成：

$$i_f = \frac{DV_{REF}}{R_D} + \frac{CV_{REF}}{2R_D} + \frac{BV_{REF}}{4R_D} + \frac{AV_{REF}}{8R_D} \quad (\text{设 } V_{CE(sat)} \ll V_{REF})$$

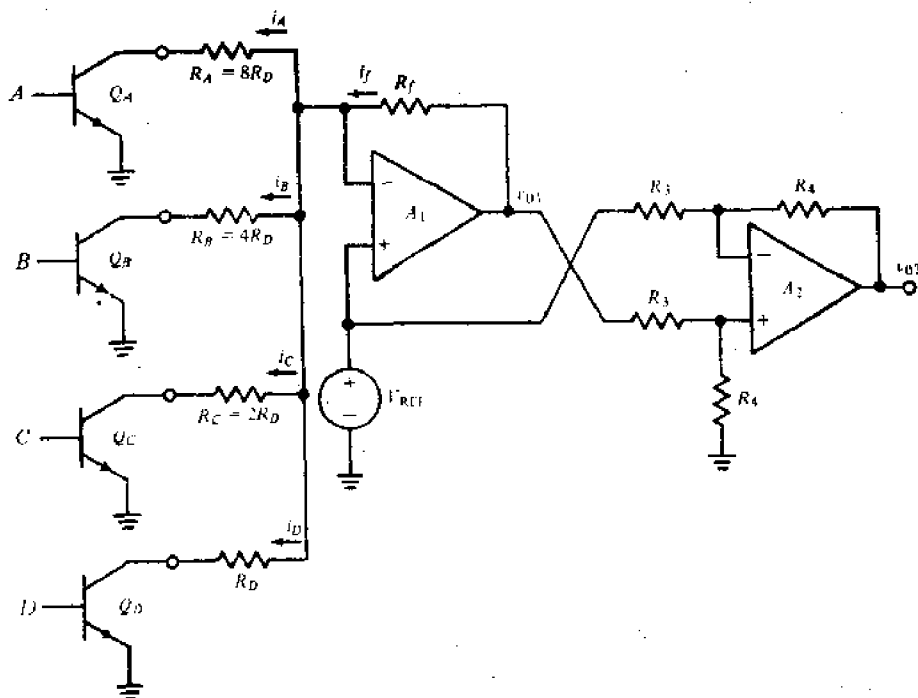


图10.16c

即

$$i_f = \frac{V_{REF}}{8R_D} (8D + 4C + 2B + 1A)$$

∴ 由图知，

$$u_{O1} = V_{REF} + i_f R_f = V_{REF} + \frac{V_{REF} \cdot R_f}{8R_D} (8D + 4C + 2B + 1A) \quad (1)$$

当 $DCBA$ 为 1111 时, v_{01} 达到峰值 10V,

$$\therefore 10 = 5 + \frac{5}{8} \times \frac{R_f}{R_D} (8 + 4 + 2 + 1)$$

$$\therefore \frac{R_f}{R_D} = \frac{8}{15}$$

从图又知,

$$v_{02} = -\frac{R_4}{R_3} V_{REF} + \frac{v_{01}}{R_3 + R_4} \times R_4 \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) = \frac{R_4}{R_3} (v_{01} - V_{REF}) \quad (2)$$

将(1)式代入上式整理得,

$$v_{02} = \left(\frac{R_4}{R_3} \right) \frac{V_{REF} R_f}{8 R_D} (8D + 4C + 2B + 1A) \quad (3)$$

$$\therefore \frac{R_4}{R_3} = v_{02} \times \frac{8}{V_{REF}} \times \frac{R_D}{R_f} \times \frac{1}{8D + 4C + 2B + 1A}$$

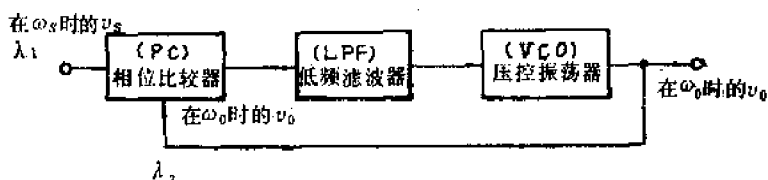
当 $DCBA$ 为 1111 时, $v_{02} = v_{02(max)} = 7.5V$,

$$\therefore \frac{R_4}{R_3} = 7.5 \times \frac{8}{5} \times \frac{15}{8} \times \frac{1}{8 + 4 + 2 + 1} = 1.5$$

E10.5 重复例10.4中求锁定时直流控制电压的计算, 但采用下列数据: 输入信号的频率 $f_s = 100\text{kHz}$, 压控振荡器灵敏度 $\frac{K_o}{2\pi} = 66000\text{Hz/V}$, 自由振荡频率 $f_{FR} = 133\text{kHz}$ 。

解 锁相环路如图 E10.5 所示。已知压控振荡器的振荡频率 f_o 与控制电压 v_c 成线性关系:

$$f_o = f_{FR} + \frac{K_o}{2\pi} v_c$$



图E10.5

式中: f_{FR} 为控制电压为零时压控振荡器的自由振荡频率, $\frac{K_o}{2\pi}$ 为压控振荡器的灵敏度。

对于图 E10.5 电路, 锁定时 $f_o = f_s$,

$$\therefore v_c = \frac{f_o - f_{FR}}{\frac{K_o}{2\pi}} = \frac{f_s - f_{FR}}{\frac{K_o}{2\pi}} = \frac{100 \times 10^3 - 133 \times 10^3}{66000} = -0.5V$$

E10.6 在图10.17中, 设 $f_s = 100\text{kHz}$, $\frac{K_o}{2\pi} = 2\text{MHz/V}$, $f_{FR} = 5\text{MHz}$ 和 $N = 100$, 问锁定时的直流控制电压值是多少?

解 该电路在锁定时 $f_o = Nf_s$,

$$v_c = \frac{f_o - f_{FR}}{\frac{K_o}{2\pi}} = \frac{Nf_s - f_{FR}}{\frac{K_o}{2\pi}} = \frac{(100 \times 100) \times 10^{-3} - 5}{2} = 2.5 \text{ V}$$

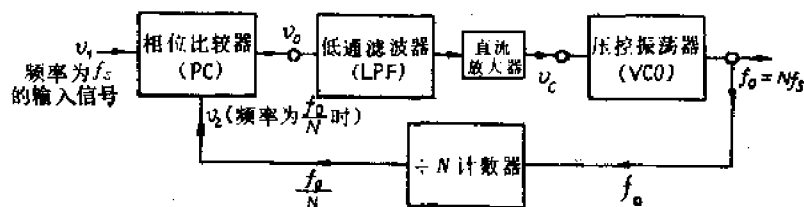


图10.17

习 题

P10.1 试就图 10.1 数字电压表电路, 求出满足下列条件的斜坡发生器常数 K 。 $V_{xMD} = 1.999 \text{ V}$, $t_1 - t_0 = 80 \text{ ms}$, $V_p = 8 \text{ V}$ 。

解 参看图 E10.1 得:

$$K = \frac{V_p}{V_{xMD}(t_1 - t_0)} = \frac{8}{1.999 \times 80 \times 10^{-3}} = 50.03 \text{ s}^{-1}$$

P10.2 如果题 P10.1 中的斜坡发生器采用图 10.2a 的电路,

(a) 求 $R_1 C_1$ 的乘积。

(b) 如 $C_1 = 1 \mu\text{F}$, 则 R_1 应是多少?

解 电路参看 E10.2 中插图。由图得:

$$v_o(t) = -\frac{V_x t}{R_1 C_1} - v_{c1}(0) = -KV_x t - v_{c1}(0)$$

式中: $K = \frac{1}{R_1 C_1}$ 。

$$(a) \quad R_1 C_1 = \frac{1}{K} = \frac{1}{50.03} \approx 0.02 \text{ s}$$

$$(b) \quad R_1 = \frac{1}{K C_1} = \frac{1}{50.03 \times 1 \times 10^{-6}} \approx 20 \times 10^3 \Omega = 20 \text{ k}\Omega$$

P10.3 在开始时, 图 10.2b 电路中 S_1 在接地位置, 输出为 0 V 。取 $V_x = 5 \text{ V}$ 和 $V_{REF} = 1 \text{ V}$, 开关接到 V_x 历时 2 ms , 然后接到 $-V_{REF}$, 历时 10 ms 。在这段时间的末了, S_1 回到接地位置, 如果 $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 0.5 \mu\text{F}$, 试确定在此 12 ms 时间内形成的输出电压, 并画出电压的波形图。

解 该电路输出电压 v_o 与输入电压 v_i 之间关系为:

$$v_o(t) = -\frac{v_i t}{R_1 C_1} - V_{c1}(t_0)$$

$t = 0$ 时, S_1 在接地位置 ($v_i = 0 \text{ V}$) 输出为 0 V , 则 $v_{c1}(t_0 = 0) = 0 \text{ V}$ 。

$0 < t \leq 2 \text{ ms}$ 时,

$$v_i = V_x = 5V$$

$$\therefore v_o(t) = -\frac{V_x t}{R_1 C_1} - v_{c1}(0) = -\frac{V_x}{R_1 C_1} t = -\frac{5}{5 \times 10^3 \times 0.5 \times 10^{-6}} t = -2 \times 10^3 t$$

$\therefore t = 2\text{ms}$ 时,

$$v_o(t) = -2 \times 10^3 \times 2 \times 10^{-3} = -4V$$

$2\text{ms} < t \leq (2+10)\text{ms}$ 时:

$$v_s = -V_{REF}$$

$$\therefore v_o(t) = -\frac{-V_{REF} t}{R_1 C_1} - v_{c1}(t_0 = 2\text{ms}) = \frac{V_{REF} t}{R_1 C_1} - v_{c1}(t_0 = 2\text{ms})$$

即按分段求解法, 这时初始状态是 $t_0 = 2\text{ms}$ 。

$$\therefore v_{c1}(2\text{ms}) = 4V$$

$$\therefore v_o(t) = \frac{1}{5 \times 10^3 \times 0.5 \times 10^{-6}} t - 4$$

$\therefore$ 当 $t = 12\text{ms}$ (相当分段求解时的 $12 - 2 = 10\text{ms}$) 时,

$$v_o(t) = \frac{1}{5 \times 10^3 \times 0.5 \times 10^{-6}} \times 10 \times 10^{-3} - 4 = 0V$$

输出电压的波形如图 P10.3a 所示。

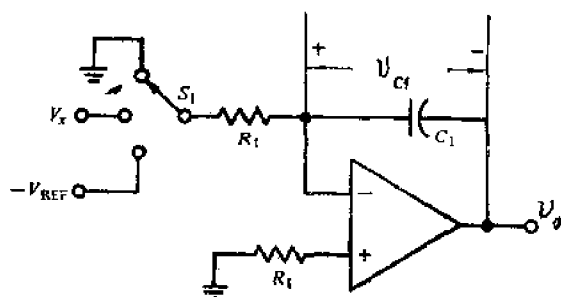
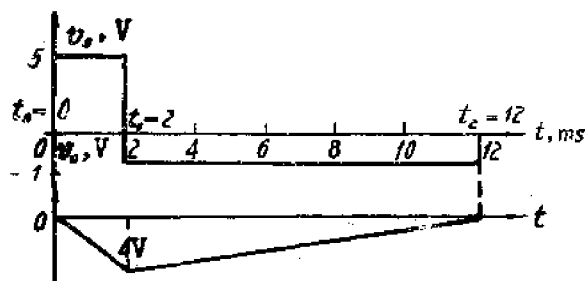


图10.2b



图P10.3a

P10.4 (a) 如果在题 P10.3 的 C_1 上并联一个电阻 $R_f = 400\text{k}\Omega$, 输入失调电流 I_{IO} 为 $0.6\mu\text{A}$ 。当开关在接地位置时, 输出端的直流电压将为多少?

(b) 若 $I_{IO} = 0\mu\text{A}$ 和 $V_{IO} = 7.5\text{mV}$, 输出直流电压应为多少?

(c) 若 $I_{IO} = 0.6\mu\text{A}$ 和 $V_{IO} = 7.5\text{mV}$, 则最坏情况下的直流输出电压应为多少?

解 (a) $V_o = I_{IO} R_f = 0.6 \times 10^{-6} \times 400 \times 10^3 = 0.24V$

$$(b) \quad V_o = \frac{R_1 + R_f}{R_1} V_{IO} = \frac{5 + 400}{5} \times 7.5 \times 10^{-3} = 0.608V$$

$$(c) \quad V_o = \frac{R_1 + R_f}{R_1} V_{IO} + I_{IO} R_f = 0.608 + 0.24 = 0.848V$$

P10.5 采用图10.1的数字电压表系统, 在 $V_{xMD} = 19.99V$ 和 $V_p = 5V$ 时, 若 $n_{MD} = 1999$,

(a) 求计数器的模 N 。

(b) 如果所有的计数器都是十进制型的, 问需要多少个计数器?

(c) 若测量时间 $t_2 - t_0$ 为 5ms , 则振荡器的周期是多少?

(d) 若斜坡发生器采用图10.2中的电路, R_1C_1 值应该取多少?

(e) 若 C_1 为 $1\mu\text{F}$, 则 R_1 应为多少?

解 (a) $N = n_{MD} + 1 = 1999 + 1 = 2000$

(b) 需用四个计数器级联构成, 其中“个位数”计数器, “十位数”计数器和“百位数”计数器用十进制计数器, 而“千位数”计数器是将十进计数器修改成模2的计数器。

(c) 由练习 E10.1 知振荡周期 T :

$$T = \frac{t_2 - t_1}{N + n_{MD}} = \frac{5 \times 10^{-3}}{2000 + 1999} \times 10^3 = 1.25 \mu\text{s}$$

(d) 由练习 E10.1 得:

$$K = \frac{V_p}{V_{sMD}NT} = \frac{5}{19.99 \times 2000 \times 1.25 \times 10^{-6}} \approx 100 \text{ s}^{-1}$$

又由习题 P10.2(a) 得:

$$R_1C_1 = \frac{1}{K} = \frac{1}{100} \times 10^3 = 10 \text{ ms}$$

$$(e) \quad R_1 = \frac{1}{KC_1} = \frac{1}{100 \times 1 \times 10^{-6}} \times 10^{-3} = 10 \text{ k}\Omega$$

P10.6 在图10.4的数字电压表中, 读数周期为 200ms , 且最大显示值为1999, 求用最简单的方式实现上述要求时的振荡器的周期和频率。

解 因为这里的数字电压表, 其中的计数器是不断地接收脉冲的, 所以这个电路在加上 V_x 后的 $NT(\text{s})$ 内不可能得出正确的读数, 设读数周期是 $2NT$ 。又因该电路的计数器的模 N 需要大于 $2n_{MD}$, 电路才能工作, 且 N 越大, 读数收敛于最终值就越快。但是, 为了简单起见, 选

$$N = 2(n_{MD} + 1)$$

由题意知:

$$n_{MD} = 1999$$

$\therefore$

$$N = 2(n_{MD} + 1) = 2(1999 + 1) = 4000$$

又由题意知:

$$2NT = 200 \text{ ms}$$

$\therefore$ 振荡器的周期

$$T = \frac{200}{2N} \times 10^3 = \frac{200}{2 \times 4000} \times 10^3 = 25 \mu\text{s}$$

而

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{25 \times 10^{-6}} = 40 \times 10^3 \text{ Hz} = 40 \text{ kHz}$$

***P10.7** 若用模为3000和最大显示值为2999的计数器设计了一个图10.1类型的数字电压表。试设计一个能与计数器配合的译码电路方框图和能指示输入电压过载的控制电路。

解 模为3000和最大显示值为2999的计数器, 为满足题意要求, 按图 P10.7 连接即可。

过载指示: 即当输入电压超过 V_{sMD} 时, 需要有某种指示的方法。检测过载的一种简便方法是检查 n 是否大于 n_{MD} 。当斜坡输入端和 V_{REF} (V_{REF} 为“0”电平) 端相连时, 且 B_3 , TC_1 均为“1”时有过载指示。

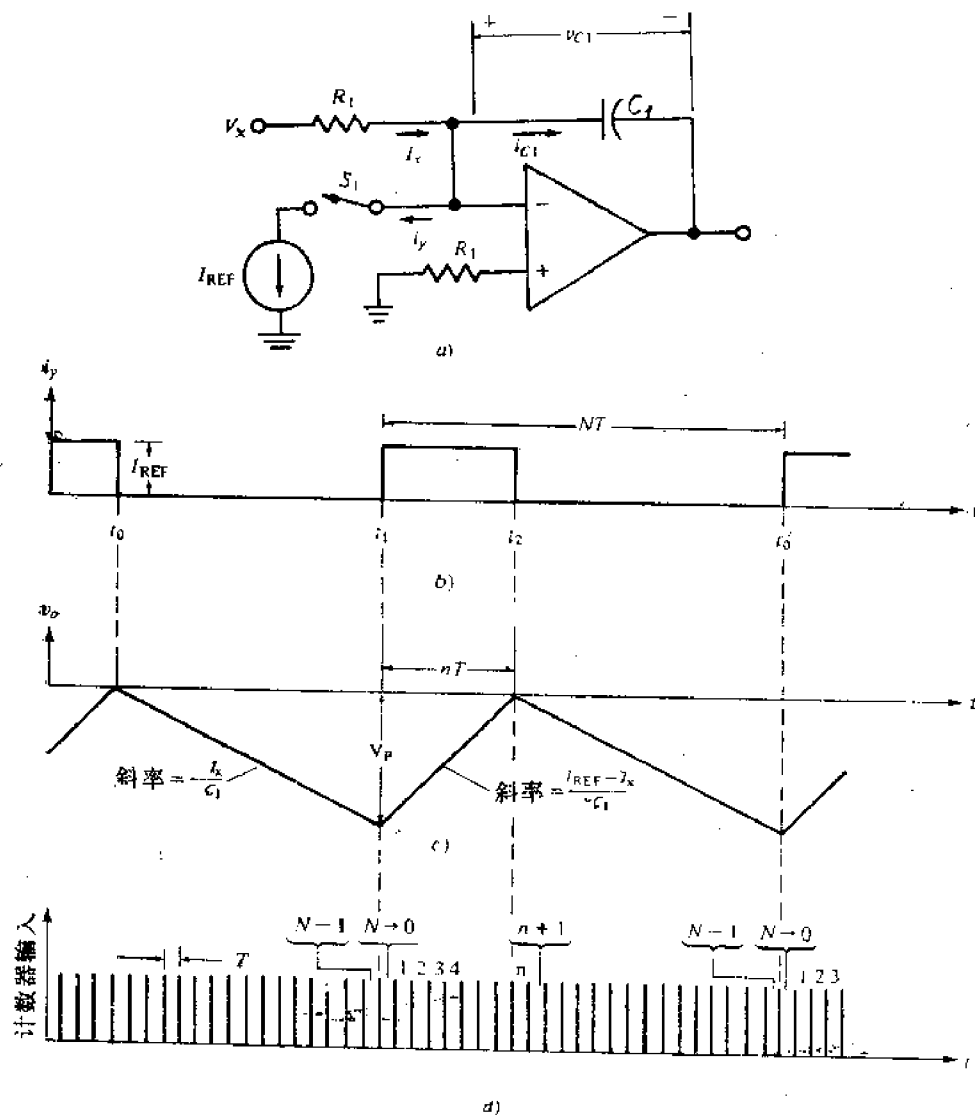
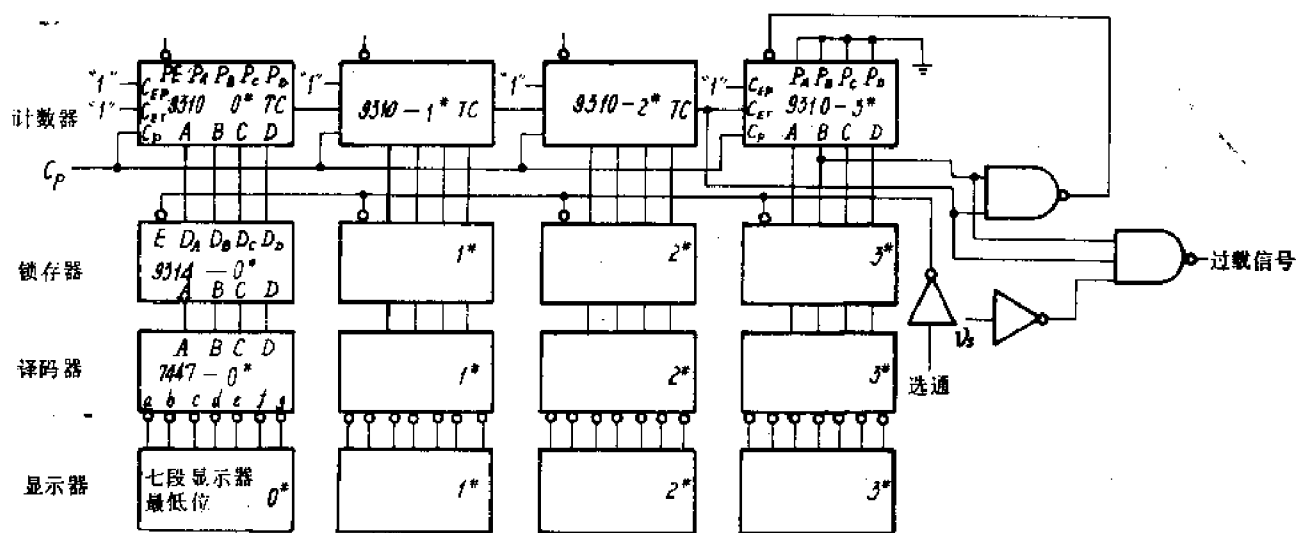


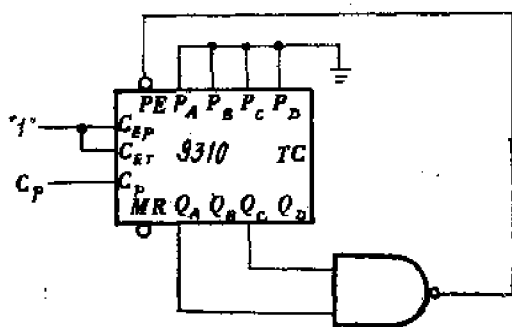
图10.4



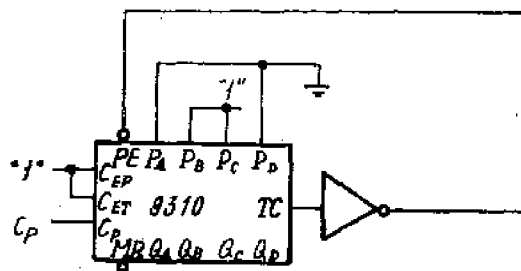
图P10.7

P10.8 试用图10.6a的9310型十进制计数器设计一个能按状态0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7循环计数的模8计数器。

解 9310型十进制计数器的功能可参看练习E10.3。因此由它改接成的模8计数器如图P10.8所示。



图P10.8



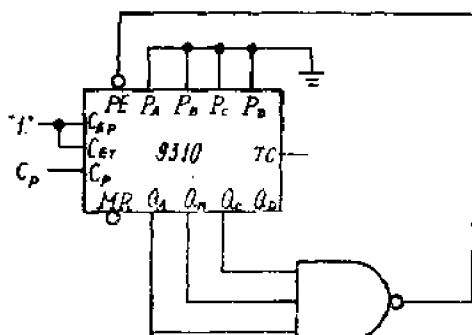
图P10.9

P10.9 试用图10.6a的TTL9310型计数器设计一个按状态6, 7, 8, 9计数的模4计数器。

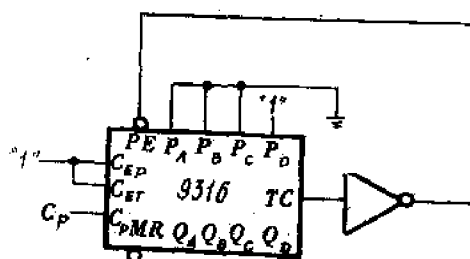
解 用9310型计数器设计的按状态6, 7, 8, 9计数的模4计数器如图P10.9所示。

P10.10 重做题P10.8, 但计数器的模为6, 并能从0₁₀开始计数到5₁₀。

解 与习题P10.8同理, 获得模6计数器如图P10.10所示。



图P10.10



图P10.11

P10.11 TTL9316型是模16计数器, 除计数器状态在1111时 $TC=1$ 外, 其余方面都与9310型相同。试用这种计数器制作一个从1000₂加到1111₂的模8计数器。

解 满足题意的模8计数器如图P10.11所示。

P10.12 设图P10.12电路在开关打开时的状态是1, 试写出下列情况下的开关状态的表达式:

- (a) 作为十进制计数器。
- (b) 作为十六进制计数器。

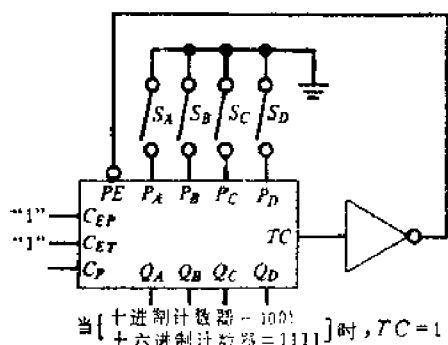
解 理解题意两种类型的计数器。当作为十进制计数器时, 计数到1001时, $TC=1$; 当作为十六进制计数器时, 计到1111时, $TC=1$ 。所以两种情况下 S_A, S_B, S_C, S_D 均置“0”。

P10.13 按图P10.13连接的级联加法计数器电路的模由开关决定, 对于图中所示的开关位

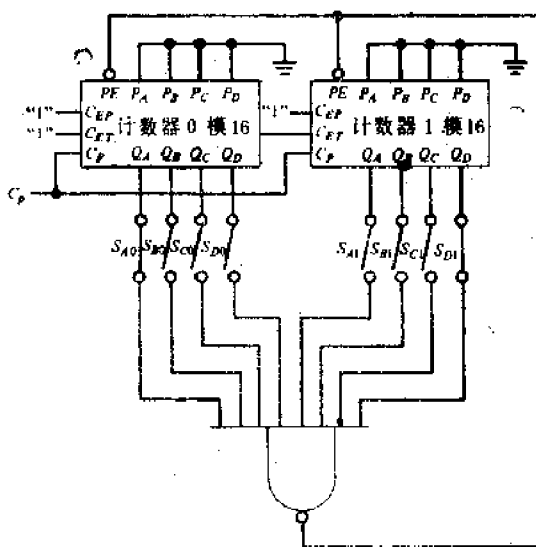
置，问计数器的模是多少？

解 由于采用了模16计数器来级联，当0*计数器计到 $Q_{A0}Q_{B0}Q_{C0}Q_{D0}=1111$ 时， $TC_0=1$ ，这时1*计数器才允许计数。所以1*计数器输出端 Q_{A1} 、 Q_{B1} 、 Q_{C1} 、 Q_{D1} 的权分别是 2^4 、 2^3 、 2^2 、 2^1 。

再根据图中所示开关的位置就可决定这个级联加法计数器可计的最大的数为 $2^4+2^1=129$ ，所以这个级联加法计数器的模 $N=n_{max}+1=129+1=130$ 。



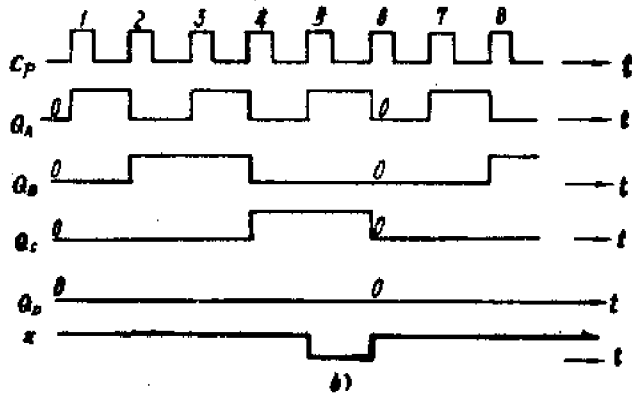
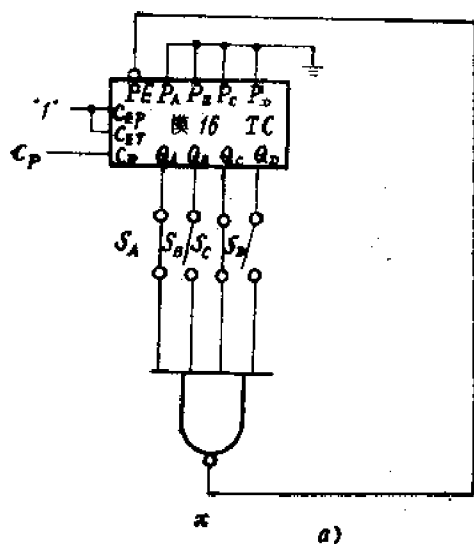
图P10.12



图P10.13

P10.14 若只用图 P10.13 电路中的 0 号计数器和一个 4 输入“与非”门，使计数器的模为 6。试表示出各个开关的位置和 A, B, C, D 各输出端的波形以及“与非”门输出端的波形。

解 解答如图 P10.14a 及 b 所示。



图P10.14

•P10.15 在图 10.5 类型的数字电压表中, 要求 $N=3000$, $n_{MD}=999$, 试画出图 10.15b, c 和 d 的改进电路和增添部分的电路来满足上述要求。

解 图 10.15b 的改进电路和增添部分的电路:

本题 $N=3000$, 所以要有四个计数器级联, 其中“个位数”、“十位数”、“百位数”计数器分别都是十进制计数器, 而“千位数”计数器要将十进制计数器加以修改, 做成一个从 0000 依次数到 0011 的另一模的计数器。又因 $n_{MD}=999$, 所以只要将“个位数”, “十位数”和“百位数”三个计数器接到相应的锁存器、译码器和显示器即可。

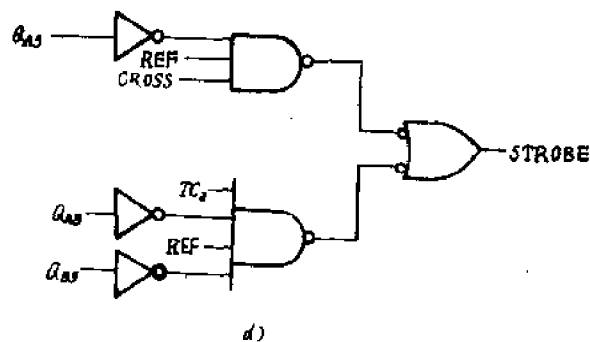
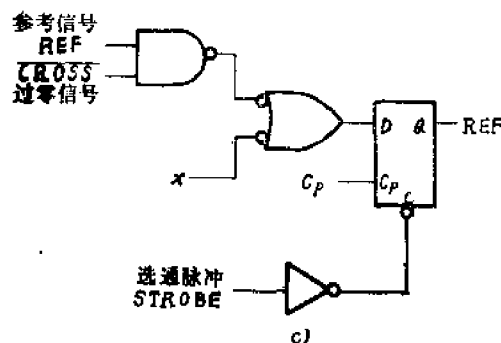
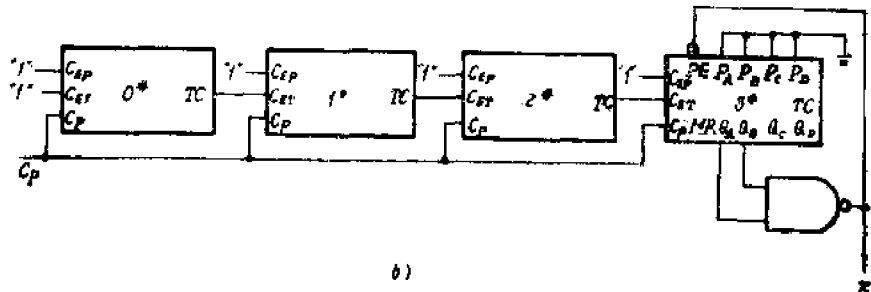
∴改进后的电路如图 P10.15b 所示。

图10.15c (控制器部分) 的改进电路和增添部分的电路:

因为本题溢出线是

$$\text{overflow} = Q_{A3} \cdot Q_{B3} = \bar{x}$$

∴改进后电路如图 P10.15c 所示。



图P10.15

图 10.15d (选通部分) 的改进:

$$\therefore F = TC_1 \cdot \bar{Q}_{A1} \cdot \bar{Q}_{B1} \quad (1)$$

又 $\bar{Q}_{A1}$ 当作一个容许信号。所以根据下面的表达式构成一个适当的选通信号。

$$\text{STROBE} = \text{CROSS} \cdot \text{REF} \cdot \bar{Q}_{A1} + \text{REF} \cdot F \quad (2)$$

将(1)式代入, 得:

$$\text{STROBE} = \text{CROSS} \cdot \text{REF} \cdot \bar{Q}_{A1} + \text{REF} \cdot TC_1 \cdot \bar{Q}_{A1} \cdot \bar{Q}_{B1}$$

$\therefore$ 改进后电路如图 P10.15d 所示。

P10.16 对于图 10.5 的二极管电流开关, 如所有二极管都具有相同的饱和电流 I_s , 并服从二极管定律[(1.3a)式], 试证明 D_1 和 D_2 阳极均为 0V

时, 电流 I_{D1} 为 $I_{D1} = \sqrt{I_s I_{D3}}$ 。

证 设 $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_s$

又理想运算放大器反相输入端是虚地 ($v_i = 0V$),

$$\therefore V_{D1} + V_{D2} = V_{D3}$$

$$\text{又} \therefore V_{D1} = V_{D2}$$

$$\therefore V_{D1} = \frac{1}{2} V_{D3}$$

而由(1.3a)式得:

$$I_{D3} = I_s e^{V_{D3}/V_T}$$

$$I_{D2} = I_{D1} = I_s e^{V_{D1}/V_T} = I_s e^{V_{D3}/2V_T} = I_s \sqrt{e^{V_{D3}/V_T}}$$

$$= \sqrt{I_s \cdot I_{D3} \cdot e^{V_{D3}/V_T}} = \sqrt{I_s \cdot I_{D3}}$$

***P10.17** 为了使双斜率数字电压表不受电网电压的影响, 其测量周期取成电网电压周期的整倍数。如果我们要求数字电压表能使 50Hz 和 60Hz 的外加输入信号分量的平均值都为零, 则最短的读数时间是多少?

$$\text{解 由题意得测量周期} = \frac{n}{50} = \frac{m}{60},$$

$$\triangle \quad \frac{n}{m} = \frac{5}{6}$$

n, m 为正整数, 而为获得最短的读数时间, 取

$$n = 5$$

$$m = 6$$

$\therefore$ 最短读数时间是:

$$\frac{n}{50} = \frac{5}{50} = 0.1s$$

P10.18 若采用图 10.13a 类型的重触发单稳电路时, 不用反相器是否可构成脉冲发生器? 如果可以的话, 试画出其接线图和波形图。与图 10.14 和图 10.15b 比较, 它有何缺点?

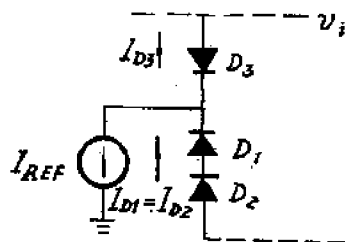
解 图 10.13a 类型的重触发单稳电路及波形如图 P10.18a 及 b 所示。

由图 P10.18a 得:

$$IN = (\overline{IN_1} + \overline{IN_2}) \cdot IN_3 \cdot IN_4$$

如令

$$IN_1 = IN_3 = IN_4 = 1$$

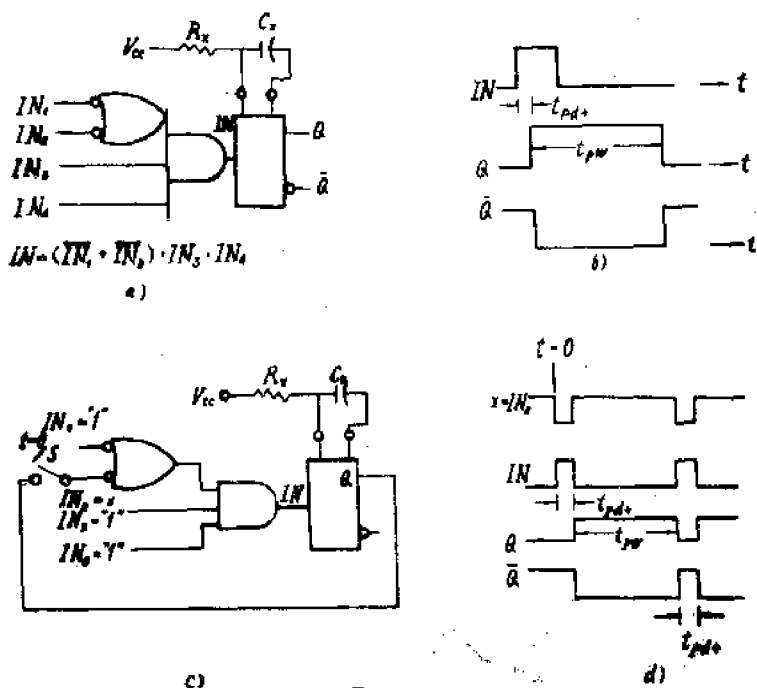


图P10.16

则

$$IN = (0 + \overline{IN_1}) \cdot 1 \cdot 1 = \overline{IN_1}$$

在图 P10.18b 中画出了输入(IN)点和输出端 Q 及 $\bar{Q}$ 的波形, 当输入信号先变成高电平后, 经过很短的一段传输延迟时间 t_{pd} , 输出 Q 也变为高电平, 然后 Q 的高电平保持一个脉冲宽度 t_{pw} , t_{pw} 决定于 R_x 和 C_x 。



图P10.18

图 c 是采用图 a 类型的重触发单稳电路, 不用反相器构成的脉冲发生器。

图 d 是图 c 电路的工作说明。

$t=0$ 之前, Q 为低电平。

$t=0$ 时合上开关 S, IN 立即变成高电平, 并且经延迟时间 t_{pd} 后输出 Q 变为高电平。在时间 t_{pw} (由 R_x 和 C_x 决定) 期间输出 Q 保持高电平, 之后 Q 降为低电平。根据

$$IN = \overline{IN_1} = \bar{Q}$$

就得图 d 的完整波形。利用 $\bar{Q}$ 输出作为时钟脉冲 C_P 。

图 P10.18c 电路的特点:

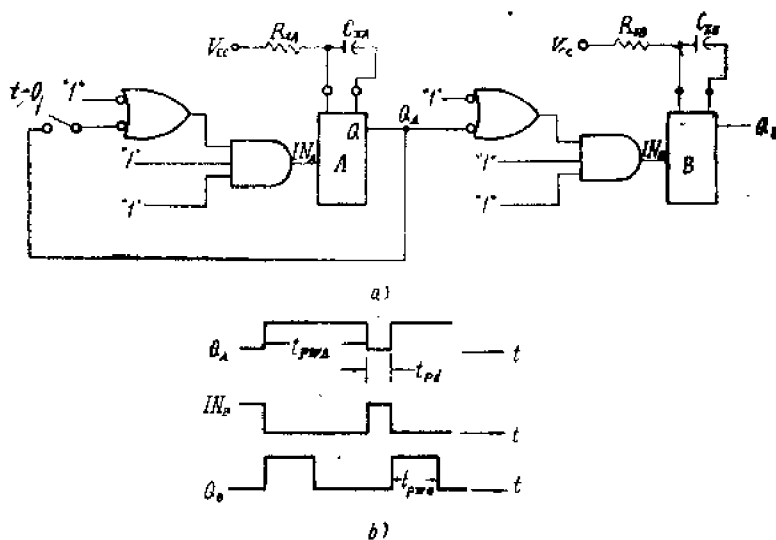
优点: 不需要反相器。

缺点: 图 P10.18c 电路的 $\bar{Q}$ 的脉宽仅为 t_{pd} , 太小。

P10.19 利用题 P10.18 的结果, 说明如何用两个单稳多谐振荡器来做成一个脉冲发生器。其中的一个 RC 时间常数决定脉冲的重复频率, 而另一个时间常数则决定脉冲的宽度。

解 图 P10.19a 是利用两个单稳多谐振荡器来构成的一个脉冲发生器。图 b 是该脉冲发生器中某些点的波形。则 Q_B 的脉宽 t_{pwB} 由 R_{xB}, C_{xB} 决定, 而 Q_B 的周期 $(=t_{pwA} + t_{pd})$ 则由 R_{xA}, C_{xA} 决定。且 $R_{xB} \cdot C_{xB} < R_{xA} \cdot C_{xA}$ 。

P10.20 采用六个二进制输入 A, B, C, D, E 和 F, 把图 10.16c 电路扩展成一个六位数-模转换器。试设计此电路, 它在 $V_{REF} = 5V$ 时的最大反相器电流为 10mA, v_{o1} 的最大值为 10V 和 v_{o2} 的峰值为 8V。



图P10.19

解 六位数-模转换器如图 P10.20 所示。其中 R_F 是连接到最高有效位的电阻，阻值最小。 R_A 是连接到最低有效位的电阻，阻值最大。

晶体管饱和时， Q_F 的电流最大，

$$i_{Fmax} = \frac{V_{REF}}{R_F}$$

$$\therefore R_F = \frac{V_{REF}}{i_{Fmax}}$$

$$= \frac{5}{10 \times 10^{-3}} \times 10^{-3}$$

$$= 0.5k\Omega$$

$$\therefore R_F = 1k\Omega$$

$$R_D = 2k\Omega$$

$$R_C = 4k\Omega$$

$$R_B = 8k\Omega$$

$$R_A = 16k\Omega$$

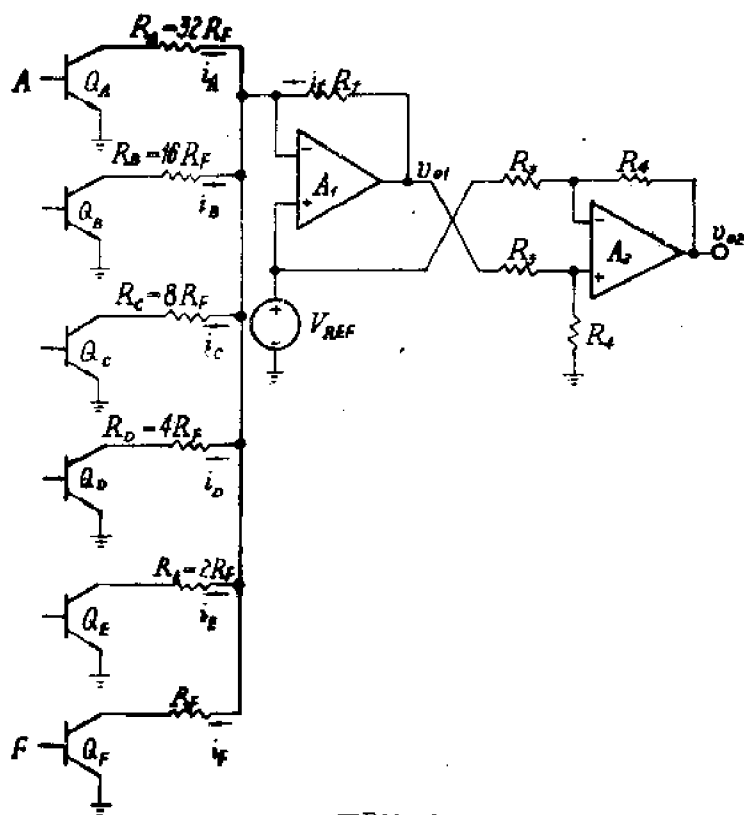
又由练习 E10.4 中公式(1)

得：

$$v_{o1} = V_{REF} + \frac{V_{REF} \cdot R_f}{32R_F} (32F + 16E + 8D + 4C + 2B + A)$$

当 FEDCBA 为 11111 时， v_{o1} 达到峰值， $v_{o1max} = 10V$ ，

$$\therefore 10 = 5 + \frac{5 \times R_f}{32 \times 0.5} (32 + 16 + 8 + 4 + 2 + 1)$$



图P10.20

解得: $R_f = 0.254 \text{ k}\Omega$

由练习 E10.4 中公式(2)得:

$$v_{02} = \frac{R_4}{R_3} (v_{01} - V_{REF})$$

$$v_{02max} = \frac{R_4}{R_3} (v_{01max} - V_{REF})$$

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{v_{02max}}{v_{01max} - V_{REF}} = \frac{8}{10 - 5} = 1.6$$

如取 $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$, 则 $R_4 = 16 \text{ k}\Omega$ 。

P10.21 试设计一个加法计数器来驱动题 10.20 的数-模转换器, 希望得到一个 31 级的阶梯波。计数器采用 D 触发器构成的二进制行波计数器。

解 计数器的状态数

$$N = \text{级数} + 1 = 31 + 1 = 32$$

计数器的位数 n : $2^n \geq 32$

$$\therefore n = 5$$

若采用上升沿动作的 D 触发器来

构成这个五位二进制行波计数器, 则可按图 P10.21 连接。

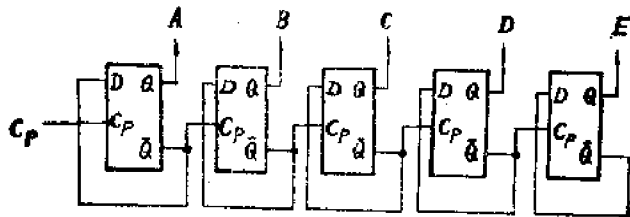


图 P10.21

P10.22 假定有两个像图 10.16c 那样的四位数-模转换器, 现在要把它们接成两位二十进制数-模转换器, 使在适当的电阻值下, 两位二十进制输入都为 1001 时合成的输出 v_{03} 是 9.9V, 其余依次类推。假定采用图 P10.22 电路, 其中 0* 和 1* 数-模转换器的输入都为 1001 时, 输出 v_{01} 和 v_{02} 均为 10V, 试求 R_1 , R_{10} 和 R_L , 从输出节点看进去的对地电阻为 $1 \text{ k}\Omega$ 。

解 求输出电阻时需把输入信号源短路, 所

以输出电阻 $R_o = R_L // R_1 // R_{10}$ 。

而已知 $R_o = 1 \text{ k}\Omega$

$$\therefore 1 = \frac{1}{\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{10}}}$$

$$\text{则 } \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{10}} = 1 - \frac{1}{R_L} \quad (1)$$

由基尔霍夫定律:

$$\frac{v_{01} - v_{03}}{R_1} + \frac{v_{02} - v_{03}}{R_{10}} = \frac{v_{03}}{R_L} \quad (2)$$

$\because$ 0* 和 1* 数-模转换器的输入都为 1001 时, $v_{01} = v_{02} = 10 \text{ V}$,

$$\therefore (v_{01} - v_{03}) \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{10}} \right) = \frac{v_{03}}{R_L}$$

将(1)式代入上式得:

$$(v_{01} - v_{03}) \left(1 - \frac{1}{R_L} \right) = \frac{v_{03}}{R_L}$$

$$\therefore (10 - 9.9) \left(1 - \frac{1}{R_L} \right) = \frac{9.9}{R_L}$$

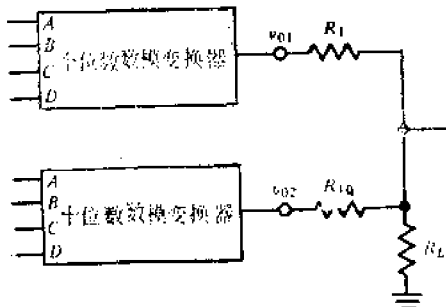


图 P10.22

解得: $R_L = 100\text{k}\Omega$

由题意如个位数的数-模转换器输入 1001, 则 $v_{01} = 10\text{V}$, 而十位数的数-模转换器输入为 0000 时, 则 $v_{02} = 0\text{V}$, 输出 $v_{03} = 0.9\text{V}$ 。

将 $v_{01} = 10\text{V}$, $v_{02} = 0\text{V}$, $v_{03} = 0.9\text{V}$ 代入到 (2) 式中:

$$\frac{10 - 0.9}{R_1} + \frac{0 - 0.9}{R_{10}} = \frac{0.9}{R_L}$$

再将 $R_L = 100\text{k}\Omega$, 及公式 (1) 代入上式解得:

$$R_1 = 11.11\text{k}\Omega$$

由公式 (1)

$$\frac{1}{R_{10}} = 1 - \frac{1}{R_L} - \frac{1}{R_1} = 1 - \frac{1}{100} - \frac{1}{11.11}$$

解得: $R_{10} \approx 1.111\text{k}\Omega$

P10.23 图 P10.23 电路是一个 R - $2R$ 梯形电阻式的四位数-模转换器。求此电路的类似于 (10.30c) 式的关系式。(提示: 用叠加定理求出梯形中最右边的 $2R$ 电阻左侧的戴维宁等效电路)。

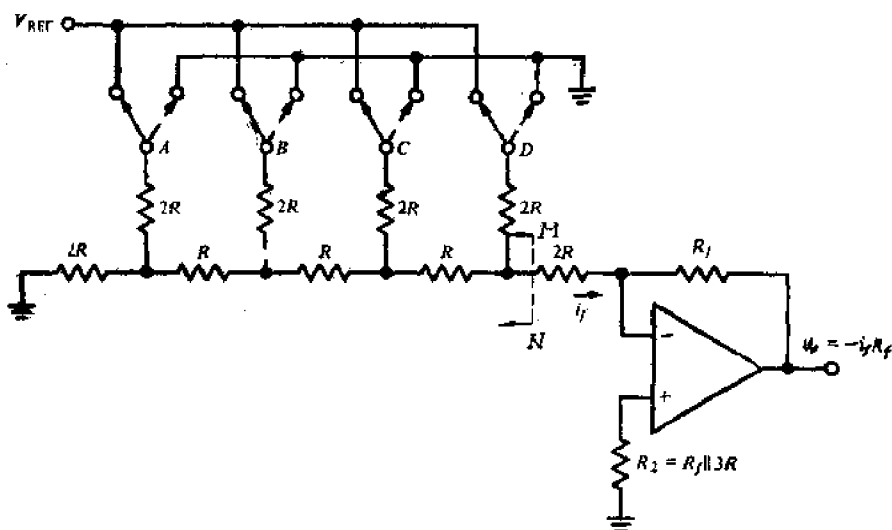


图 P10.23

解 用叠加定理求 MN 两点向左看的戴维宁等效电路:

如当仅考虑 DV_{REF} 时, 等效电路如图 P10.23a 所示。由该图可得 MN 点开路电压 $\Rightarrow$

$$\frac{1}{2}DV_{REF}$$

同理, 当仅考虑 CV_{REF} 时, MN 点开路电压 $= \frac{1}{4}CV_{REF}$ 。

当仅考虑 BV_{REF} 时, MN 点开路电压 $= \frac{1}{8}BV_{REF}$ 。

当仅考虑 AV_{REF} 时, MN 点开路电压 $= \frac{1}{16}AV_{REF}$ 。

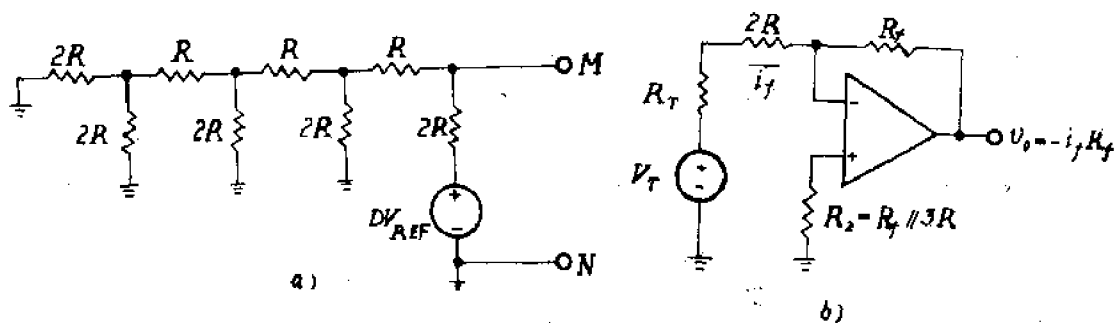
$\therefore$ 戴维宁等效电路的总开路电压

$$V_T = \frac{1}{2} DV_{REF} + \frac{1}{4} CV_{REF} + \frac{1}{8} BV_{REF} + \frac{1}{16} AV_{REF} \quad (1)$$

而戴维宁等效电路的等效内阻

$$R_T = R$$

这样图 P10.23 的电路就化简成图 P10.23b 电路。



图P10.23

由图 P10.23b 可得:

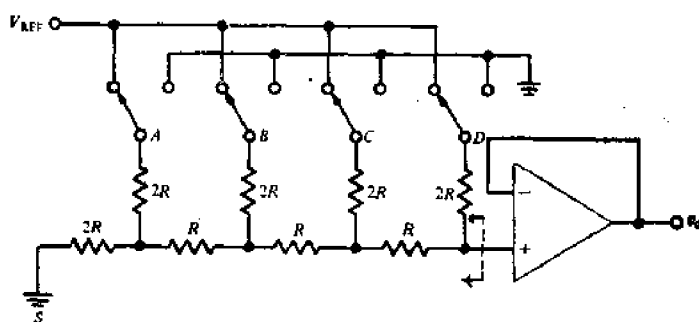
$$v_o = -\frac{R_f}{3R} V_T$$

将公式(1)代入到上式得:

$$\begin{aligned} v_o &= -\frac{R_f}{3R} \left(\frac{1}{2} DV_{REF} + \frac{1}{4} CV_{REF} + \frac{1}{8} BV_{REF} + \frac{1}{16} AV_{REF} \right) \\ &= -\frac{V_{REF} R_f}{48R} (8D + 4C + 2B + 1A) \end{aligned}$$

P10.24 求图 P10.24 电路(与图 P10.23 类似的电路) 在 $DCBA=1111$ 时的 v_o 的大小。如果 v_o 是满标度输出, 并且 R 为 $50k\Omega$, 则满标度误差为 0.1% 时的偏置电流的最大值是多少? 取 V_{REF} 为 $5V$ 。

解 MN 两点向左看的等效电路与习题 P10.23 的相同。



图P10.24

$$V_T = V_{REF} \left(\frac{D}{2} + \frac{C}{4} + \frac{B}{8} + \frac{A}{16} \right)$$

$$R_T = R$$

$$\therefore v_o = V_T = V_{REF} \left(\frac{D}{2} + \frac{C}{4} + \frac{B}{8} + \frac{A}{16} \right)$$

当 $DCBA=1111$, $V_{REF}=5V$ 时,

$$v_s = 5 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \frac{1}{16} \right) = 4.6875V$$

满标度时误差

$$\Delta v_s = v_s \times 0.1\% = 4.6875 \times 0.1\% \times 10^3 = 4.6875mV$$

偏置电流

$$I_s = \frac{\Delta v_s}{R_T} = \frac{4.6875 \times 10^{-3}}{50 \times 10^3} \times 10^9 = 93.75nA$$

P10.25 (a) 采用题 P10.11 中的十六进制计数器来驱动图 10.16c 的反相器, 如果要求得到一个 10 级的阶梯波, 则计数器应如何连接?

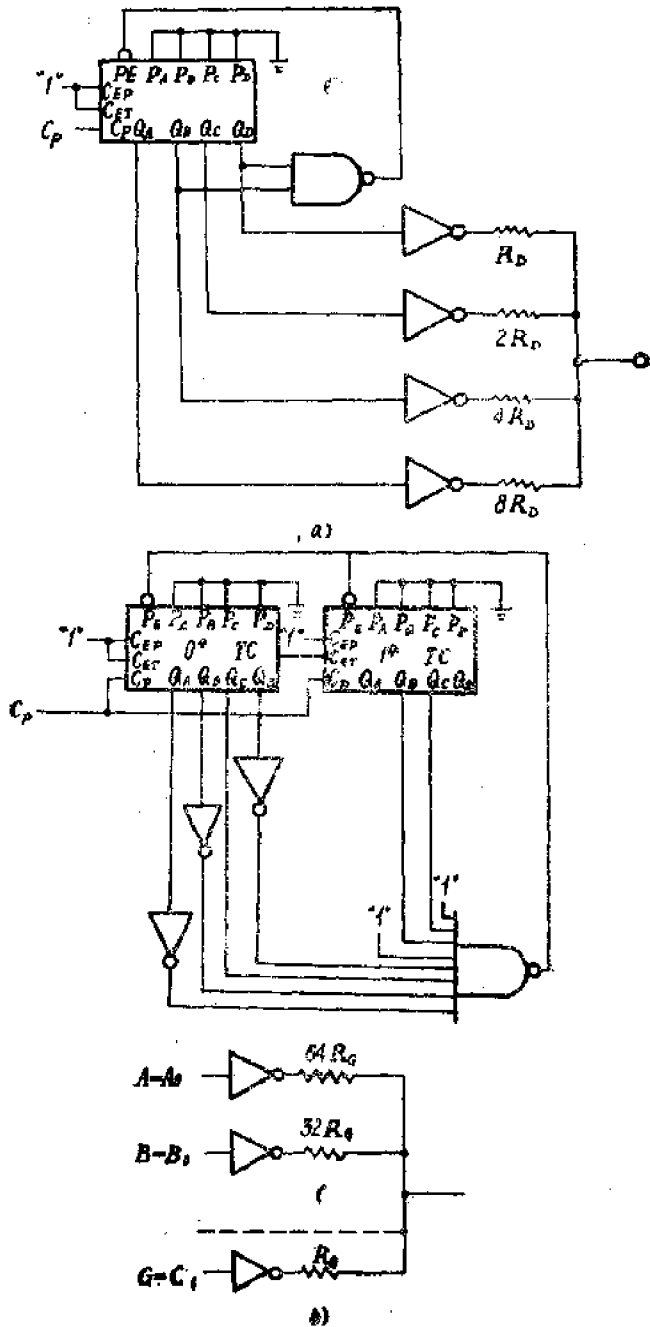
(b) 试将两个带有适当门控电路的十六进制计数器级联起来得到一个 100 级阶梯波。

解 (a) 要产生 10 级阶梯波, 则计数器应有 $N=10+1$ 个状态。所以是模 11 计数器, 最大计数是 $(1010)_2$, 之后返回到 $(0000)_2$, 连接方式如图 P10.25a 所示。

(b) 同理, 为满足题(b)的要求应制作一个模 101 的计数器, 最大计数是 $(01100100)_2$, 之后返回到 $(00000000)_2$, 连接方式如图 P10.25b 所示。

P10.26 若采用集电极开路反相器作为图 10.16c 数-模转换器的开关, 在实践中将会遇到两个困难。

(a) 饱和晶体管不是理想的开关, 但对我们来说, 可用图 P10.26 的电路作为模型。其中 $V_{CE(sat,0)}$ 是在零电流情况下的饱和电压, 约为 50mV。饱和电阻 r_{sat} 约为 12Ω 。假定我们原来设计的图 10.16c 电路在用理想开关时, $V_{REF}=5V$, $R_D=1k\Omega$, $R_C=2k\Omega$ 等等。如果用具有上述特性的晶体管来代替理想开关, 则在流过相同的电流时, V_{REF} 应为多少? 四个电阻值应作何变动?



图P10.25

(b) 当集电极开路 TTL 反相器截止, 且输出晶体管的集电极和发射极间加有 5V 电压时, 将有一个很小的漏电流 (典型值为 5nA) 流过管子, 对最坏情况设计来说, 假定漏电流 I_L 为 $40\mu\text{A}$ 。如图 10.16c 中, $R_1=800\Omega$ 和 $R_3=R_4$, 则当所有逻辑输入都是低电平时, 输出电压 v_o 的典型值是多少? 最坏情况又是多少? 若数-模转换器只容许输入二-十进制数, 则 v_o 是满标度的百分之几?

解 (a) 当用图 P10.26 电路代替理想开关时, 其相应的数-模转换器如图 P10.26a 所示。

由图 P10.26a 得:

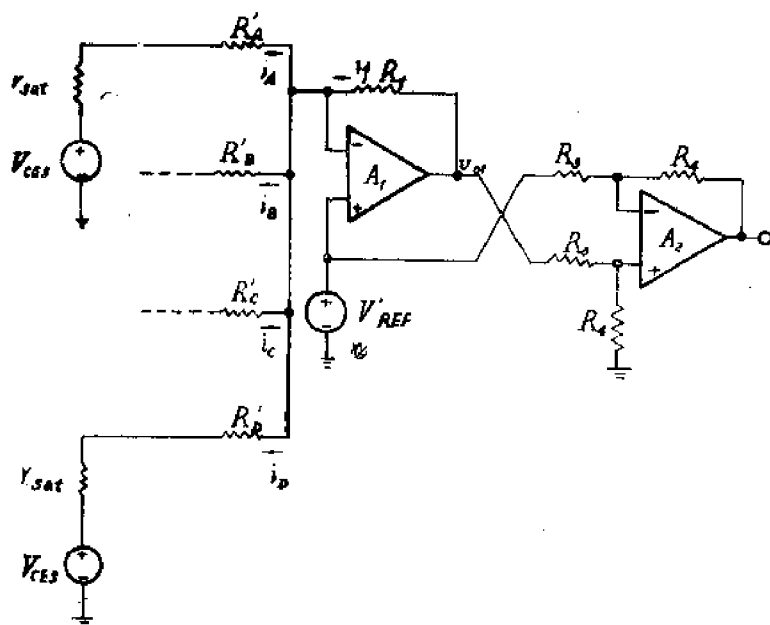
$$i_A = \frac{V'_{REF} - V_{CES}}{R'_A + r_{sat}} \quad (1)$$

$$i_B = \frac{V'_{REF} - V_{CES}}{R'_B + r_{sat}} \quad (2)$$

$$i_C = \frac{V'_{REF} - V_{CES}}{R'_C + r_{sat}} \quad (3)$$

$$i_D = \frac{V'_{REF} - V_{CES}}{R'_D + r_{sat}} \quad (4)$$

因题中要求流过相同的电流时的 V'_{REF} 值,



图P10.26a

∴可取

$$V_{REF} = V'_{REF} - V_{CES}$$

$$R_A = R'_A + r_{sat}$$

$$R_B = R'_B + r_{sat}$$

$$R_C = R'_C + r_{sat}$$

$$R_D = R'_D + r_{sat}$$

∴(1)-(4)式为:

$$i_A = \frac{V_{REF}}{R_A}$$

$$i_B = \frac{V_{REF}}{R_B}$$

$$i_C = \frac{V_{REF}}{R_C}$$

$$i_D = \frac{V_{REF}}{R_D}$$

且

$$V'_{REF} = V_{REF} + V_{CES} = 5 + 0.05 = 5.05\text{V}$$

$$R'_A = R_A - r_{sat} = 8000 - 12 = 7988\Omega$$

$$R'_B = R_B - r_{sat} = 4000 - 12 = 3988\Omega$$

$$R'_C = R_C - r_{sat} = 2000 - 12 = 1988\Omega$$

$$R'_D = R_D - r_{sat} = 1000 - 12 = 988\Omega$$

(b) 当所有的逻辑输入均为低电平时, 晶体管流过很小的漏电流 (典型值为 5nA),

△

$$i_f = 4 \times i_A = 4 \times 5 = 20 \text{ nA}$$

由练习 E10.4 的公式 (2),

$$\begin{aligned} v_{02} &= \frac{R_4}{R_3} (v_{01} - V_{REF}) = \frac{R_4}{R_3} [(V_{REF} + i_f R_f) - V_{REF}] \\ &= \frac{R_4}{R_3} i_f R_f = 1 \times 20 \times 10^{-9} \times 800 \times 10^3 = 16 \mu\text{V} \end{aligned}$$

如按最坏情况设计, 因这时漏电流 $I_L = 40 \mu\text{A}$, 所以对所有逻辑输入都是低电平时输出电压的典型值为:

$$v_{02} = \frac{R_4}{R_3} i_f R_f = 1 \times 4 \times 40 \times 10^{-6} \times 800 \times 10^3 = 128 \text{ mV} = 0.128 \text{ V}$$

输入二进制最大数为 (1001), 时达满标度。而由练习 E10.4 中公式 (3),

$$\begin{aligned} v_{02\max} &= \frac{R_4}{R_3} \times \frac{V_{REF} \cdot R_f}{8R_B} (8D + 4C + 2B + 1A) \\ &= 1 \times \frac{5 \times 0.8}{8 \times 1} (8 \times 1 + 4 \times 0 + 2 \times 0 + 1 \times 1) = 4.5 \text{ V} \end{aligned}$$

△

$$\frac{v_{02}}{v_{02\max}} = \frac{0.128}{4.5} \approx 2.8\%$$

P10.27 实现图 10.18a 电路功能的一种方法是采用图 P10.27a 的环形调制器电路。假定二极管都是理想的。图 P10.27b 和 c 的桥路开关输入 Q 和 $\bar{Q}$ 的相位差为 180° , 峰-峰值都为 10V 。

(a) 设 $R_S = R_L = 100\text{k}\Omega$, 试问 $v_S = 0$ 时的 v_o 为多少?

(b) 设 v_S 为 0.5V 直流电压, 则 v_o 的波形将如何?

(c) 如果 v_S 是与 Q 的频率和相位相同的 0.5V 峰值的正弦波电压, 则 v_o 的波形将如何?

(d) 若相位差为 180° , 重做(c)。

(e) 若相位差为 90° , 重做(c)。

(f) 若用图 P10.27d 的两个集电平转移器, 就可把 TTL 的电平

转移后得到图 P10.27b 的波形 Q 和 $\bar{Q}$ 。问如要得到约 10V 峰-峰值的电平, 则 V^+ 和 V^- 值应是多少? 若 Q_2 的 I_c 限制为 50mA 时的 $V_{CE(\text{sat}, 2)}$ 为 0.5V , 则 R_L 的最小值是多少?

解 (a) $v_S = 0$ 时, $v_o = 0$ 。

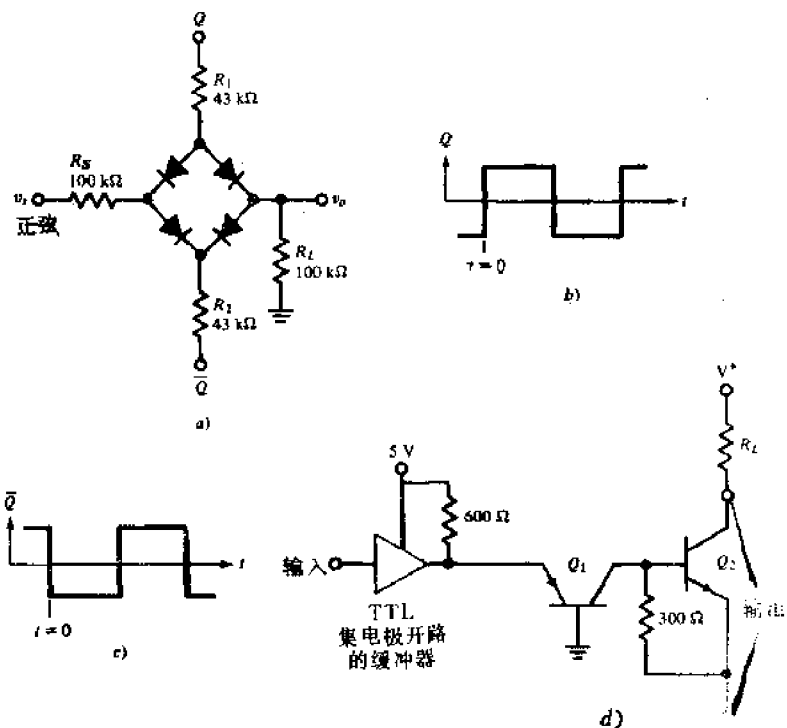
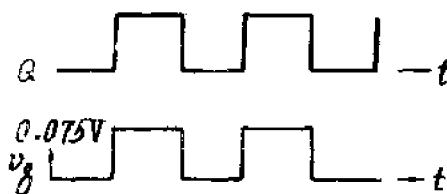


图 P10.27

(b) v_s 为 0.5V 直流电压时, v_o 的波形如下: 这是因为 Q 为负时, 二极管不通, $v_o = 0$; Q 为正时, 二极管导通, 桥路通, 信号能通过。因为二极管是理想的, 所以 Q 为正, 二极管导通时的输出电压可由叠加原理算出:

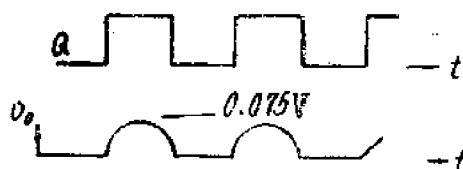
$$v_o = \frac{R_s // R_2 // R_L}{R_1 + R_s // R_2 // R_L} Q - \frac{R_s // R_1 // R_L}{R_2 + R_s // R_1 // R_L} Q + \frac{R_1 // R_2 // R_L}{R_s + R_1 // R_2 // R_L} v_s$$



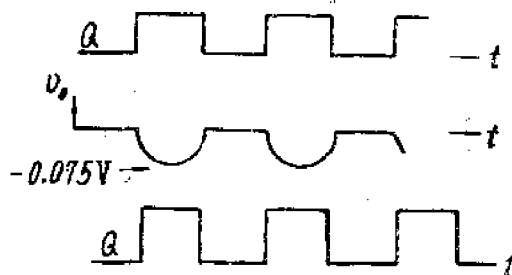
$\therefore R_1 = R_2$

$$\therefore v_o = \frac{R_1 // R_2 // R_L}{R_s + R_1 // R_2 // R_L} v_s = \frac{43 // 43 // 100}{100 + 43 // 43 // 100} \times 0.5 = 0.075V$$

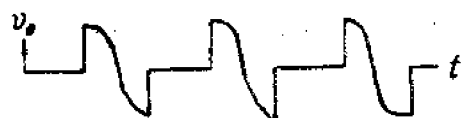
(c) 这时 v_o 的波形如下:



(d) 这时 v_o 的波形如下:



(e) 这时 v_o 的波形如下:



(f) 当 Q_2 饱和时, $v_o = V_{OL} = V_{CE(sat)} \approx 0$

当 Q_2 截止时, $v_o = V_{OH} = V^+ - V^-$

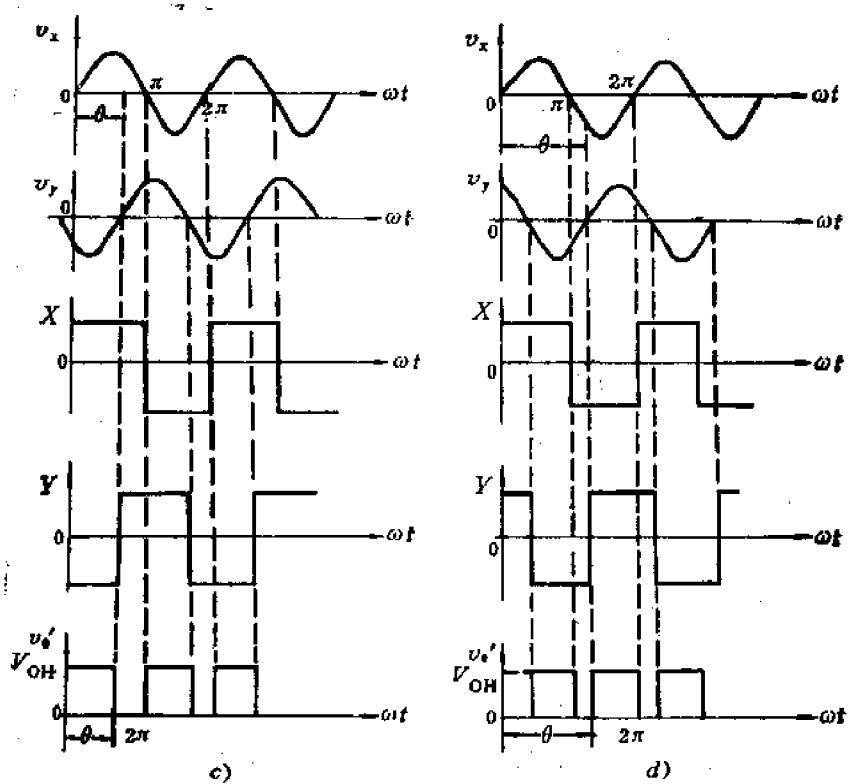
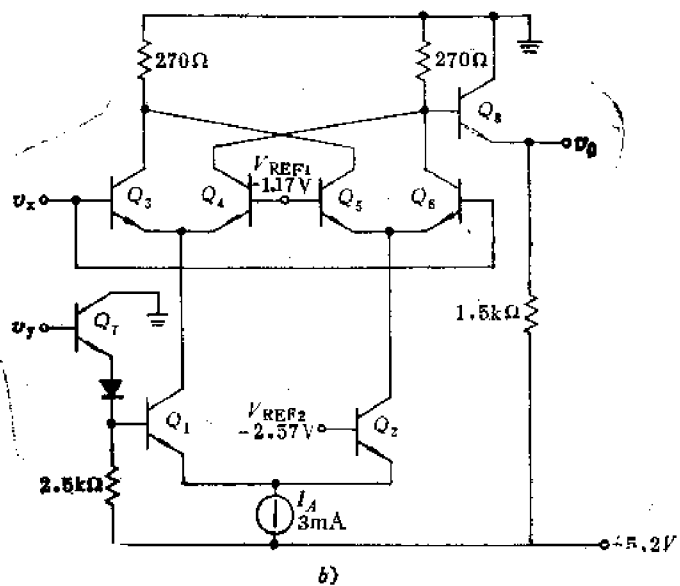
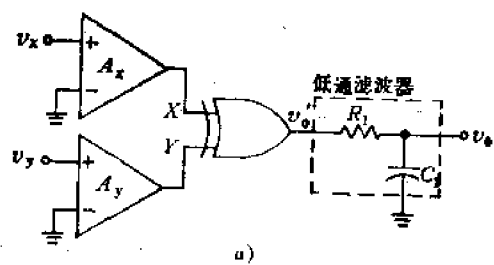
而 $V_{OHP-P} = V_{OH} - V_{OL} = V^+ - V^- - 0 = 10V$

如取 $|V^+| = |V^-|$

则 $V^+ = -V^- = \frac{10}{2} = 5V$

若 Q_2 的 I_c 限制为 50mA 时的 $V_{CE(sat)}$ 为 0.5V, 则 R_L 的最小值为:

$$R_L \geq \frac{V^+ - V^- - V_{CE(sat)}}{I_c} = \frac{5 - (-5) - 0.5}{50 \times 10^{-3}} = 190\Omega$$



图P10.28

P10.28 (a) 4.3.3节中讲的“异或”函数是某种相位比较器的基础。图 P10.28a 电路中的 v_x 和 v_y 是模拟信号。如果它们不适合于驱动门电路，则加进两个电压比较器 A_x 和 A_y ，就很容易把它们变换成逻辑信号 X 和 Y 。“异或”门的输出有一个衰减高频分量的低通滤波器。如果 v_x 和 v_y 的相位差为 180° 。则“异或”门的输出 v_o 为 V_{OH} 。试画出直流输出电压和相位差 θ 的关系， θ 从 0° 变到 360° 。

*(b) 图 P10.28b 的电路是构成“异或”函数的 ECL 型电路。其中两个直流参考电压是集成块内部产生的；输入信号 v_x 和 v_y 的高低电平采用 ECL 的电平 (-0.75V 和 -1.66V)。假定电流源 I_A 固定为 3mA ，而且所有晶体管的 $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ ， $\beta_F \rightarrow \infty$ 。试画出晶体管 $Q_1, Q_2, \dots, Q_n$ 的电流波形和 $\theta = 60^\circ$ 时输出 v_o 的波形。

解 (a) 设 θ 是 v_x 和 v_y 的相位差。图 P10.28c 及图 P10.28d 上画出了图 P10.28a 电路中相应点上的波形。

图 P10.28c 上画出的是 $0 \leq \theta \leq \pi$ 的情况。

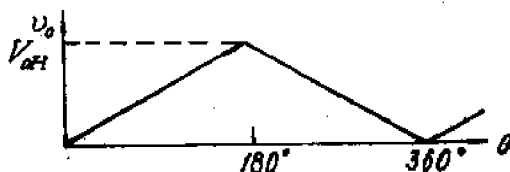
图 P10.28d 上画出的是 $\pi \leq \theta \leq 2\pi$ 的情况。

由图 c 及图 d 得：

$$v_o = V_{OH} \times \frac{\theta}{\pi} \quad 0 \leq \theta \leq \pi$$

$$v_o = V_{OH} \times \frac{2\pi - \theta}{\pi} \quad \pi \leq \theta \leq 2\pi$$

∴ 直流输出电压和相位差 θ 的关系如下图所示：



(b) 设 v_x 是高电平时为 $x=1$ ， v_x 是低电平时为 $X=0$ 。

v_y 是高电平时为 $Y=1$ ， v_y 是低电平时为 $Y=0$ 。

当 $Y=1$ 时：

$$V_{B1} = -2.15\text{V} > V_{B2} (= -2.57\text{V})$$

∴ Q_1 导通， $I_1 = I_A$ ，可表示成 $I_1 = Y I_A$ 。

当 $Y=0$ 时：

$$V_{B1} = -3.06\text{V} < V_{B2} (= -2.57\text{V})$$

∴ Q_2 导通， $I_2 = I_A$ ，可表示成 $I_2 = \bar{Y} I_A$ 。

同理：

$$I_3 = Y X I_A$$

$$I_4 = Y \bar{X} I_A$$

$$I_5 = \bar{Y} X I_A$$

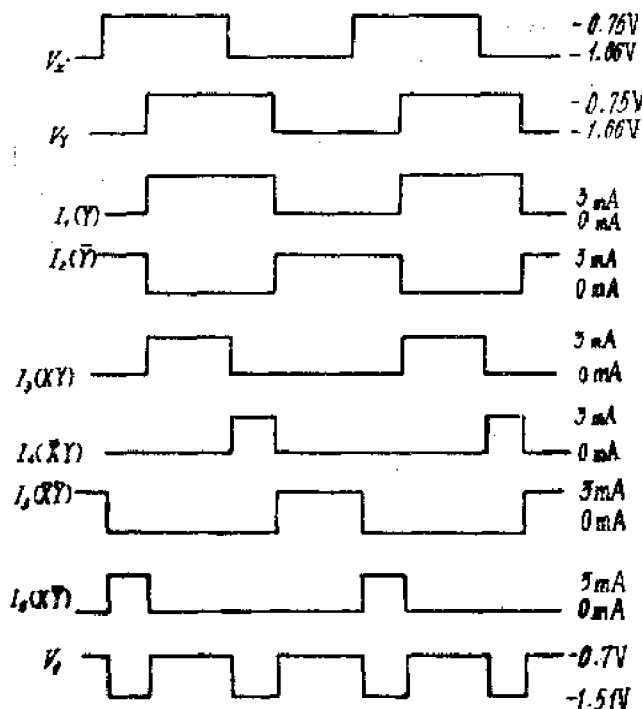
$$I_6 = \bar{Y} \bar{X} I_A$$

输出电压：

当 Q_1 与 Q_2 均截止时 $v_o = V_{OH} = 0 - V_{BE(on)} = -0.7\text{V}$

$$\begin{aligned}\text{当 } Q_1 \text{ 或 } Q_6 \text{ 导通时 } v_o &= V_{OL} = 0 - I_A \cdot 270 \Omega - V_{BE(on)s} \\ &= -3 \times 10^{-3} \times 270 - 0.7 = -1.51 \text{ V}\end{aligned}$$

$\therefore \theta = 60^\circ$ 时, 晶体管 $Q_1, Q_2, \dots, Q_6$ 的电流波形和输出电压 v_o 的波形如下图所示。



P10.29 为了使图10.19的压控振荡器电路能正常工作, 在斜坡电压下降期间(t_1-t_2)二极管 D_2 应不导通。根据图 10.19b 给定的施密特电路特性的数据, 问 D_2 刚开始导通前的两端电压是多少? 设 $V_{CE(sat)} = 0.2\text{V}$ 和 $V_{BE(on)} = 0.7\text{V}$ 。

解 压控振荡器的电路和波形图如图 P10.29a, b, c 所示。

因为在 $t=t_1$ 时, v_x 到达施密特触发器的上触发电平 V_{T+} , 所以施密特触发器的输出变成高电平, 使 Q_1 导通, 这又使 Q_1 和 Q_2 导通, Y 点的电压 (即二极管 D_2 的阳极电压) 便变成

$$\begin{aligned}V_Y &= V_{D(on)} + V_{BE(on)} + V_{CE(sat)} \\ &= 0.7 + 0.7 + 0.2 = 1.6 \text{ V}\end{aligned}$$

$\therefore t_1$ 到 t_2 期间 D_2 截止, C_x 通过 Q_2 放电, 二极管 D_2 的阳极电压为 1.6V 。

在 $t=t_2$ 时, v_x (即二极管 D_2 的阴极电压) $= V_{T-} = -1.55\text{V}$ 。

在 t_2 以后, 因为施密特触发器的输出是低电平, 所以 Q_1 截止, D_2 导通。

$\therefore D_2$ 刚开始导通前的两端电压为

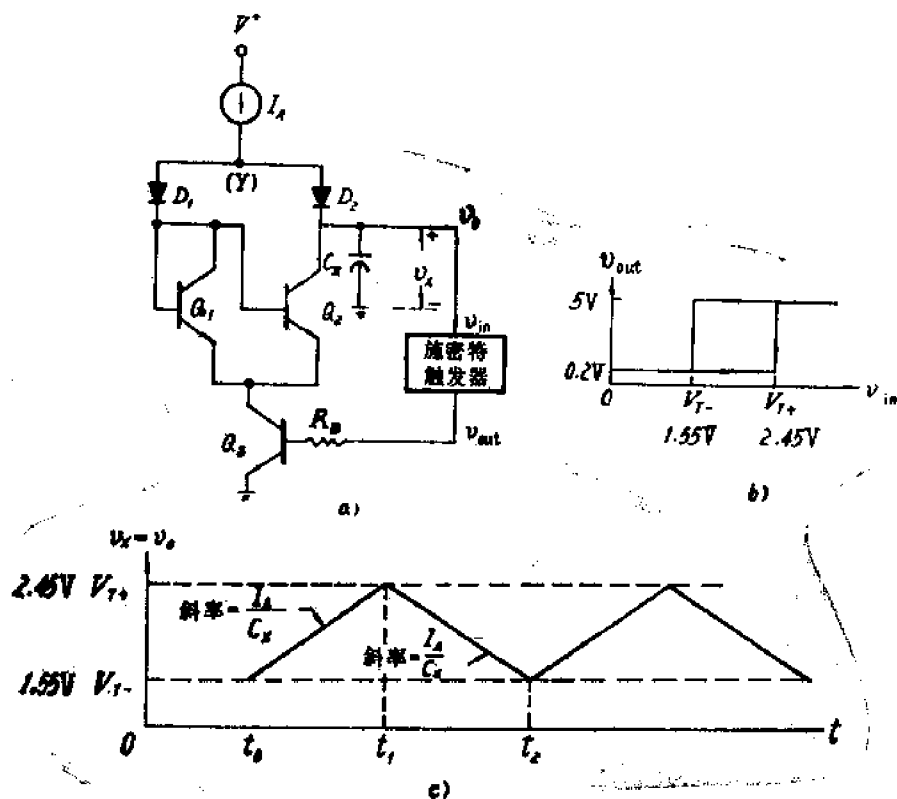
$$V_{D2} = 1.6 - 1.55 = 0.05 \text{ V}$$

P10.30 (a) 已知有一个压控振荡器, 其输出的角频率 ω_o 直接与控制电压 v_c 成正比, $\omega_o = K_D v_c$, 式中的常数 K_D 是由集成块电路常数 K_o 和外部元件 R_o, C_o 决定的:

$$K_D = \frac{K_o}{R_o C_o}$$

假定 $K_D = 8.98 \times 10^4 \text{ rad/s} \cdot \text{V}$, 压控振荡器是由题 P10.28 中讨论的相位比较器来激励的,

设相位比较器输出电压的峰值在 180° 相位差时是 2.8V ， 0° 时是 0V 。如果压控振荡器输出为 10kHz ，则压控振荡器输入端的直流电压将为多少？如果压控振荡器采用图 10.20 的简单锁相环路，当环路锁定时，压控振荡器输出和参考信号 v_s 间的相位差应是多少？



图P10.29

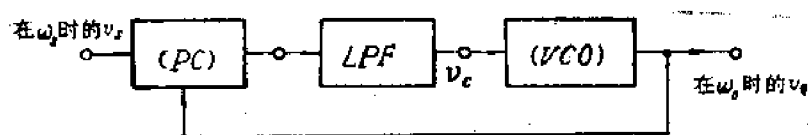
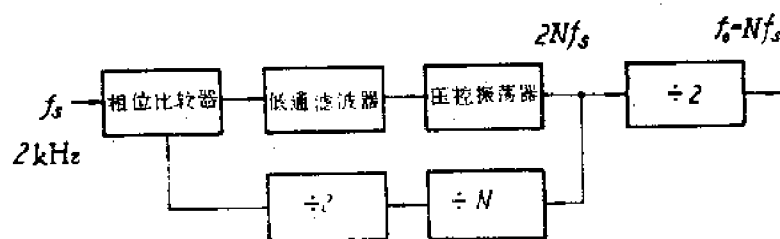


图10.20



图P10.30

(b) 若中心频率为10kHz, 为了得到相位比较器和压控振荡器组合的最宽控制范围, 题(a)中的 R_0C_0 值应改为多少?

(c) 利用(b)的结果设计一个 N 为1到9的倍频器, 其中 f_s 为2kHz。

(d) 对许多相位比较器来说, 输入信号必须有50%的占空系数, 也就是说应是正弦波或矩形波。因此, 如果要得到 $\times 10$ 的倍频器时, 就要在反馈回路中使用一个如图D10.4所示的先 $\div 5$ 后 $\div 2$ 的十进制计数器。对一般的 $\times N$ 的倍频器来说, 其终端计数输出不是占空系数为50%的矩形波。这时, 我们可以采用图P10.30所示的方法, 增加两个 $\div 2$ 计数器(T 触发器)。如果采用这个方法来重做题(c)时, 试问电路中的 R_0C_0 值与题(a)中的数值之间的关系如何?

解 (a) 压控振荡器输入端的直流电压为:

$$v_c = \frac{\omega_s}{K_D} = \frac{2\pi f_s}{K_D} = \frac{2\pi \times 10 \times 10^3}{8.98 \times 10^4} \approx 0.7V$$

压控振荡器输出和参考信号 v_s 间的相位差 θ :

$\therefore$ 由题 P10.28 得:

$$v_c = V_{OH} \frac{\theta}{\pi}$$

$$\therefore \theta = \frac{v_c \pi}{V_{OH}} = \frac{0.7 \times \pi}{2.8} = 0.785 \text{ rad (即 } 45^\circ \text{)}$$

(b) 中心频率为10kHz, 则频率范围为0—20kHz, 即最高振荡频率是20kHz, 而此时压控振荡器可输入的最大电压是2.8V。

$$\therefore (K_D)_s = \frac{\omega_{\max}}{v_c} = \frac{2\pi \times 20 \times 10^3}{2.8} \approx 4.49 \times 10^4 \text{ rad/s} \cdot V$$

由

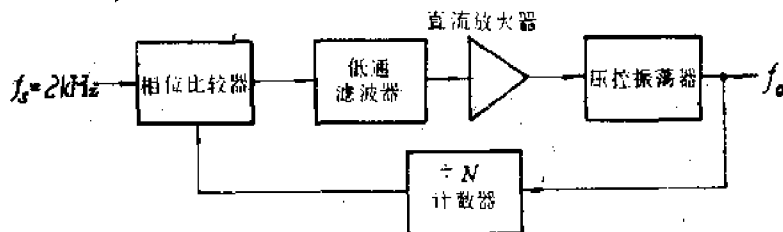
$$K_D = \frac{K_0}{R_0 C_0}$$

式中, K_0 是常数。

$$\therefore \frac{(K_D)_s}{(K_D)_0} = \frac{(R_0 C_0)_0}{(R_0 C_0)_s}$$

$$\therefore (R_0 C_0)_s = (R_0 C_0)_0 \times \frac{8.98 \times 10^4}{4.49 \times 10^4} = 2(R_0 C_0)_0$$

(c) 数字倍频器的方框图如图P10.30a所示, N 的范围的中心值是5, 所以中心频率为 $f_0 = N f_s = 5 \times 2 = 10 \text{ kHz}$, N 的数值(计数器的模)很容易改变, 例如从1变到9。



图P10.30a

(d) 由图 P10.30 知, 压控振荡器的输出经 $\div 2$ 的计数器后其输出端频率 $f_o = Nf_s$ 。
 $\therefore$ 压控振荡器输出端的信号频率为 $2Nf_s$, 它比题(c)中的频率增加一倍, 即题(d)中心频率为 20kHz, 最高频率即为 40kHz。

与题(b)同法得,

$$(K_v)_d = 8.98 \times 10^3 \text{ rad/s} \cdot \text{V}$$

$$\therefore (R_o C_o)_d = (R_o C_o)_s \frac{(K_v)_s}{(K_v)_d} = (R_o C_o)_s \frac{8.98 \times 10^3}{8.98 \times 10^3} = (R_o C_o)_s$$