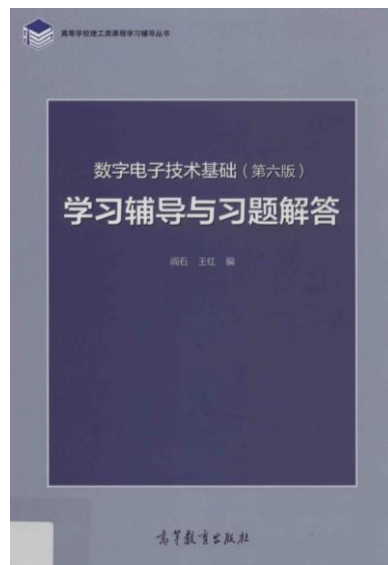


习题讲解

门电路&脉冲电路
习题类型与解题方法

王彤
wangt_@zju.edu.cn

- 数字电子技术基础（第六版）学习辅导与习题解答



门电路

习题类型

- 双极性三极管工作状态的计算
- 集成门电路逻辑功能的分析
- 利用输入特性和输出特性计算扇出系数和接口电路
- OD门和OC门外接上拉电阻的计算

门电路

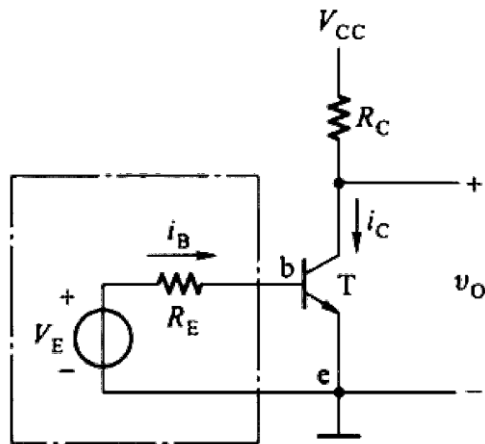
一、双极性三极管工作状态的计算

在三极管开关电路中，为了使三极管工作在开关状态，必须保证输入为低电平时三极管工作在截止状态，而输入为高电平时三极管工作在饱和导通状态。这一类习题要求计算输入为高、低电平下三极管的工作状态，以判断电路参数的选择是否合理。

1) 利用**戴维宁定理**将输入电路（即接在三极管的基极和发射极之间的外接电路）简化为等效的 V_E 与 R 串联电路，如中所示。

2) 计算 v_I 为低电平时的 V_E 值。若 $V_E < V_{ON}$ 则认为三极管基本截止，参数设计合理。若 $V_E > V_{ON}$ 则三极管导通，表明电路参数的选择不合理。 V_{ON} 是三极管发射结的开启电压，硅管近似地取为0.7 V，锗管近似地取为0.3 V。

3) 计算 v_I 为高电平时的 V_E 值以及此时的 i_B ，并与临界饱和基极电流 I_{BS} 比较。若 $i_B > I_{BS}$ ，则三极管饱和导通，参数设计合理。若 $i_B < I_{BS}$ ，则三极管不饱和，说明参数设计不合理。

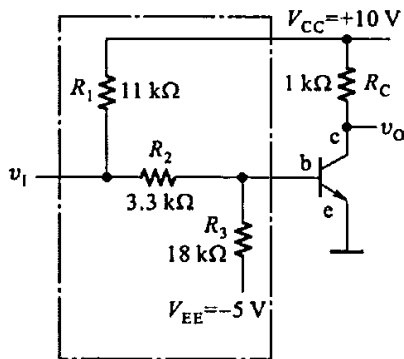


门电路

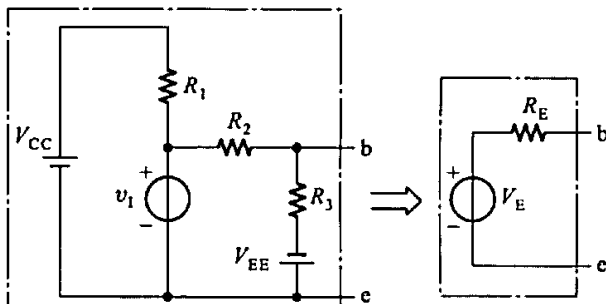
一、双极性三极管工作状态的计算

戴维宁定理：一个含独立电源、线性电阻和受控源的一端口，对外电路来说，可以用一个电压源和一个电阻串联组合等效置换，此**电压源的激励电压等于一端口的开路电压**，**电阻等于一端口内全部独立电源置零后的输入电阻**。

【例】在图(a)所示三极管开关电路中，已知 $V_{CC} = 10\text{ V}$ ， $V_{EE} = -5\text{ V}$ ， $R_C = 1\text{ k}\Omega$ ， $R_1 = 11\text{ k}\Omega$ ， $R_2 = 3.3\text{ k}\Omega$ ， $R_3 = 18\text{ k}\Omega$ 。三极管的电流放大系数 $\beta = 30$ ，饱和导通压降 $V_{CE(sat)} = 0.1\text{ V}$ ，饱和导通内阻 $R_{CE(sat)} = 20\ \Omega$ 。输入高、低电平分别为 $V_{IH} = 3.6\text{ V}$ ， $V_{IL} = 0.3\text{ V}$ 。试计算输入为高、低电平下三极管的工作状态，说明电路参数的设计是否合理。



(a)



(b)

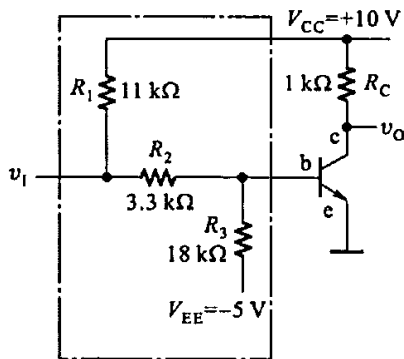
门电路

一、双极性三极管工作状态的计算

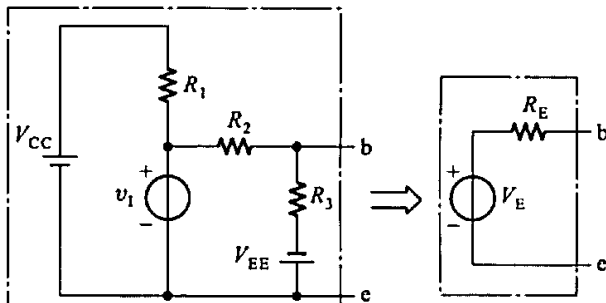
解：首先利用戴维宁定理将输入电路化简。为清楚起见，把输入电路的完整形式画于图(b)中。根据戴维宁定理，等效电压源 V 等于b-e两端开路时的电压，等效内阻 R 等于将内部电压源短路后，从b-e两端看进去的电阻，于是得到

$$V_E = v_I - \frac{v_I + V_{EE}}{R_2 + R_3} R_2 = v_I - \frac{v_I + 5}{3.3 + 18} * 3.3 = 0.845v_I - 0.775V$$

$$R_E = \frac{R_2 * R_3}{R_2 + R_3} = \frac{3.3 * 18}{3.3 + 18} = 2.8 k\Omega$$



(a)



(b)

门电路

一、双极性三极管工作状态的计算

解：首先利用戴维宁定理将输入电路化简。为清楚起见，把输入电路的完整形式画于图(b)中。根据戴维宁定理，等效电压源 V 等于b-e两端开路时的电压，等效内阻 R 等于将内部电压源短路后，从b-e两端看进去的电阻，于是得到

$$V_E = v_I - \frac{v_I + V_{EE}}{R_2 + R_3} R_2 = v_I - \frac{v_I + 5}{3.3 + 18} * 3.3 = 0.845v_I - 0.775 V$$

$$R_E = \frac{R_2 * R_3}{R_2 + R_3} = \frac{3.3 * 18}{3.3 + 18} = 2.8 k\Omega$$

当 $v_I = V_{IL} = 0.3V$ 时， $V_E = (0.845 * 0.3 - 0.775)V = -0.52V$ ，故三极管截止。

当 $v_I = V_{IH} = 3.6V$ 时， $V_E = (0.845 * 3.6 - 0.775)V = 2.27V$ 。此时的基极电流为

$$i_B = \frac{V_E - v_{BE}}{R_E} = \frac{2.27 - 0.7}{2.8} mA = 0.56mA$$

而临界饱和基极电流为

$$I_{BS} = \frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{\beta(R_C + R_{CE(sat)})} = \frac{10 - 0.1}{30 * 1.02 * 10^3} A = 0.33mA$$

可见， $i_B > I_{BS}$ ，故三极管饱和导通。计算结果说明， v_I 为低电平时三极管截止， v_I 为高电平时三极管饱和导通，所以电路参数的设计是合理的。

门电路

二、集成门电路逻辑功能的分析

这一类题目又分两种情况，一种是给出了门电路输入的电压波形或逻辑状态，求输出的电压波形或逻辑状态；另一种是给出了集成门电路的内部电路结构图，求它的逻辑功能。

1) 对于前一种题目，只需按照给定门电路的逻辑功能逐一找出每一种输入状态下的输出就行了。需要注意的问题就是当输入端不是接高、低逻辑电平，而是悬空、经过电阻接地或接电源电压时，输入端逻辑状态的确定方法。

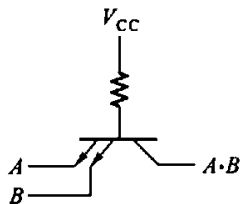
对CMOS门电路而言，通常是不允许输入端工作在悬空状态的。输入端经过电阻接地时，与接逻辑低电平等效；经过电阻接电源电压时，与接逻辑高电平等效。

而对TTL电路而言，输入端的悬空状态和接逻辑高电平等效。输入端经过电阻(通常取几十千欧以内)接电源电压时，与接逻辑高电平等效。输入端经过电阻接地时，输入端的电平与电阻阻值的大小有关，当电阻阻值很小时(例如只有几十欧)，输入端相当于接逻辑低电平；当电阻阻值大到一定程度以后，输入端电压将升高到逻辑高电平。

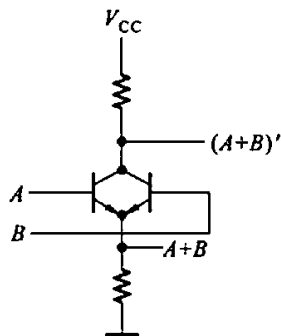
2) 对于后一种题目，通常可以按如下步骤进行求解：①首先将电路划分为若干个基本功能结构模块。②从输入到输出依次写出每个电路模块输出与输入的逻辑关系式，最后就得到了整个电路逻辑功能的表达式。

门电路

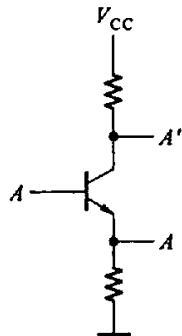
二、集成门电路逻辑功能的分析



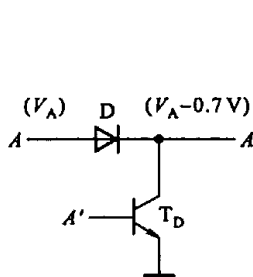
(a) 与结构



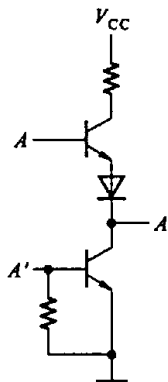
(b) 或非结构



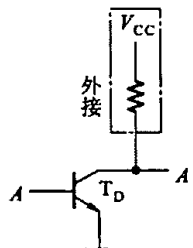
(c) 倒相结构



(d) 电平偏移结构



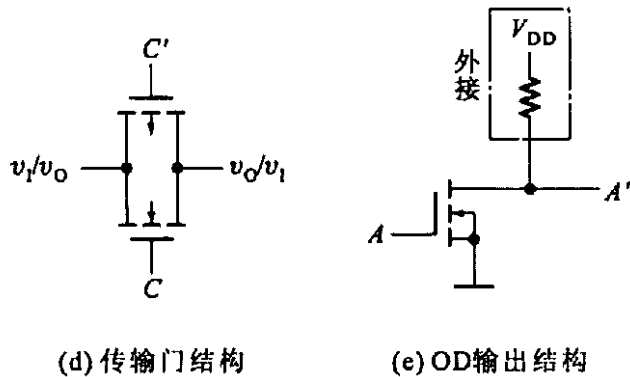
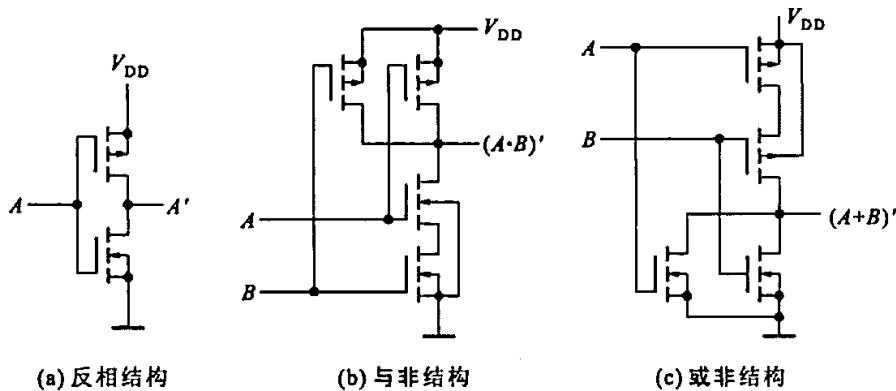
(e) 推拉式输出结构



(f) OC输出结构

门电路

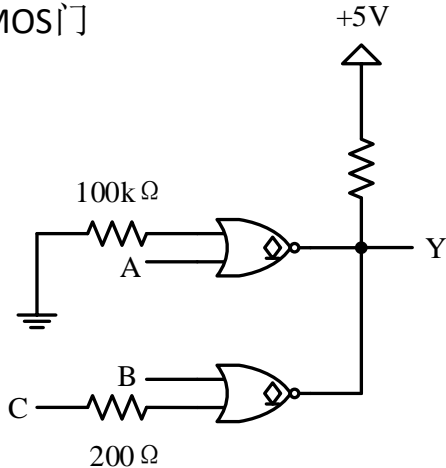
二、集成门电路逻辑功能的分析



Quiz 4

一、由门电路组成的电路如图所示，试写出输出Y的逻辑表达式。

1) CMOS门



对于TTL电路而言输入接大电阻相当于高电平，对于CMOS门而言不论输入端接多大电阻其输入都取决于电阻的另一端所接的电压。

$$Y = \overline{A + 0} \cdot \overline{B + C} = \overline{A} \overline{B} \overline{C}$$

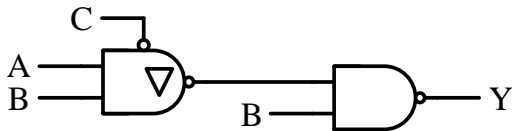
当C=0时， $Y = A + \overline{B}$

当C=1时，三态门输出为高阻态，

则输入端为高电平， $Y = \overline{B}$

因此 $Y = (A + \overline{B})\overline{C} + \overline{B}C = A\overline{C} + \overline{B}\overline{C} + \overline{B}C$

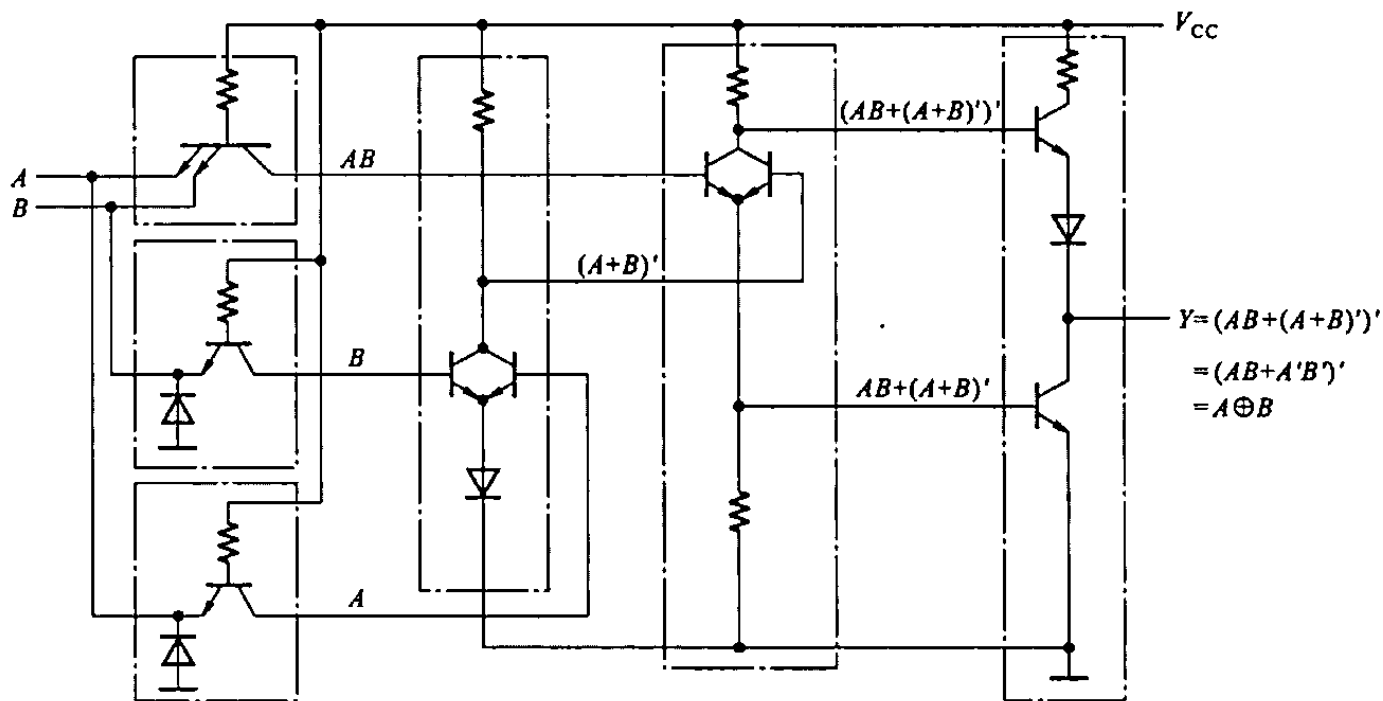
2) TTL门



Quiz 4

一、由门电路组成的电路如图所示，试写出输出Y的逻辑表达式。

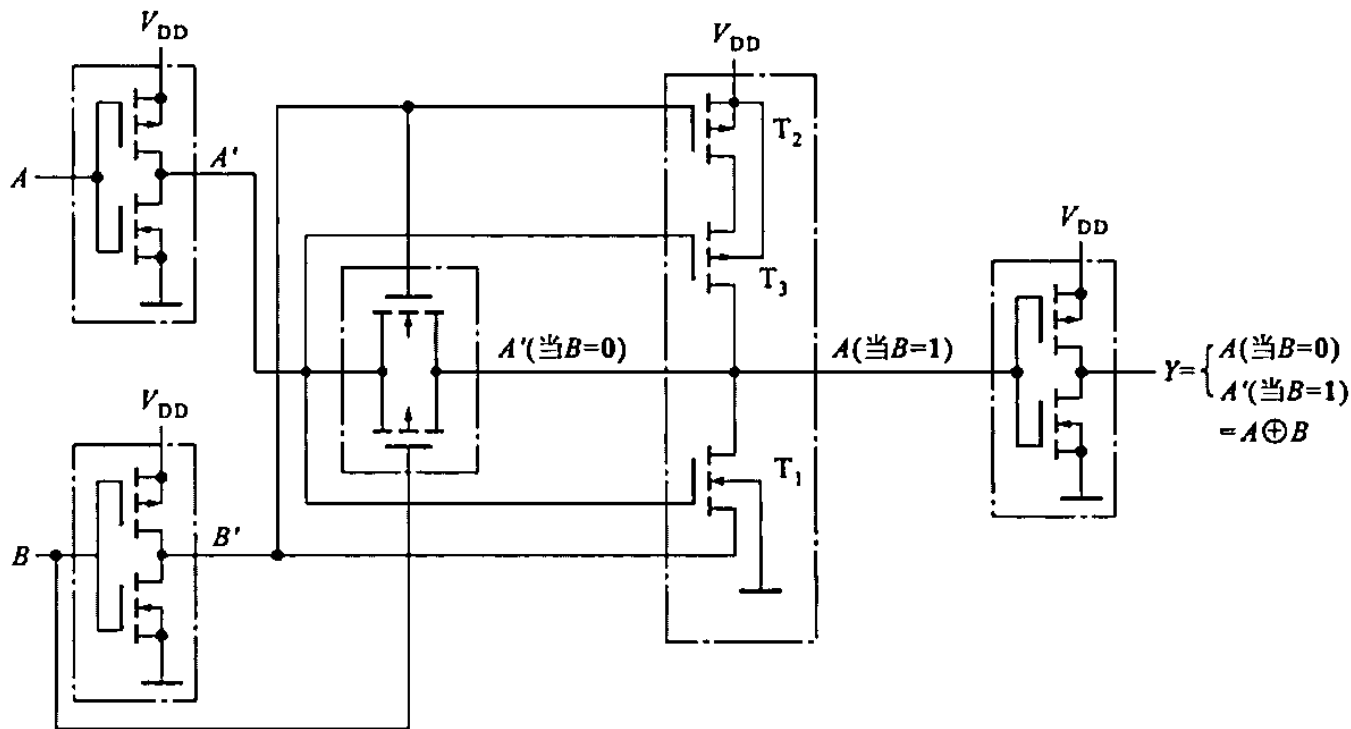
3)



Quiz 4

一、由门电路组成的电路如图所示，试写出输出Y的逻辑表达式。

4)



门电路

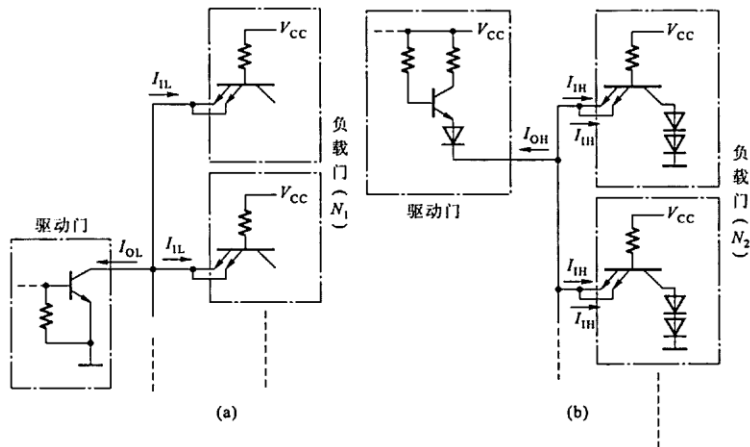
三、输入特性和输出特性的应用

这里所说的输入、输出特性的应用，是指应用数字集成电路的输入电气特性和输出电气特性解决集成电路之间的互相连接、集成电路与输入端外接电路的连接以及集成电路与输出端外接负载电路的连接问题。

1. TTL电路扇出系数的计算

所谓扇出系数，通常是指一个门电路可以同时驱动同一种门电路输入端的最大数目。

①首先需要知道驱动门每个输入端的低电平输出电流最大值 $I_{OL(max)}$ 和高电平输出电流最大值 $I_{OH(max)}$ 、负载门低电平输入电流最大值 $I_{IL(max)}$ 和高电平输入电流最大值 $I_{IH(max)}$ 。这些参数可以从手册上查到，也可以是题目给出的。



门电路

三、输入特性和输出特性的应用

②计算在 $I_{OL} \leq I_{OL(max)}$ 的条件下，驱动门能驱动负载门的数目 N_1 。由图(a)可知，这时应满足

$$I_{OL} = N_1 |k I_{IL(max)}| \leq I_{OL(max)}, \quad N_1 \leq \frac{I_{OL(max)}}{|k I_{IL(max)}|}$$

负载为或/或非门时，k等于每个门的并联输入端数；

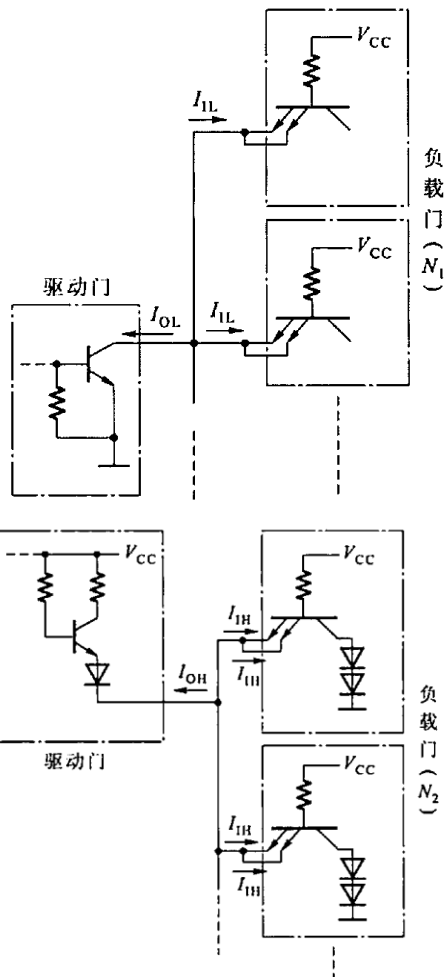
负载为与/与非门时，k等于1。

③计算在 $I_{OH} \leq I_{OH(max)}$ 的条件下，驱动门能驱动负载门的数目 N_2 。由图(b)可知，这时应满足

$$I_{OH} = p N_2 I_{IH(max)} \leq |I_{OH(max)}|, \quad N_2 \leq \frac{|I_{OH(max)}|}{p I_{IH(max)}}$$

上式中的p是每个负载门的并联输入端个数。

④取 N_1 、 N_2 中小一个，即为所求的扇出系数。

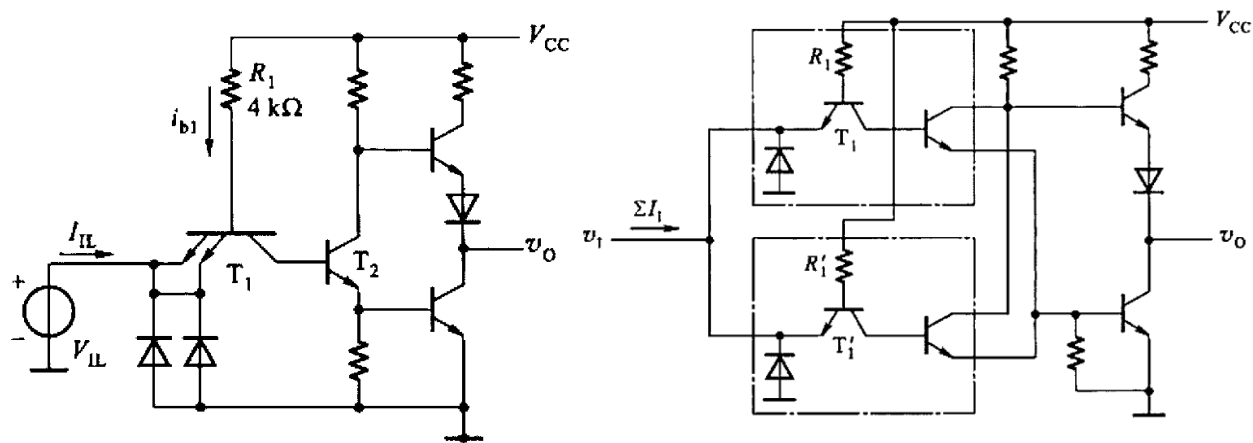


门电路

三、输入特性和输出特性的应用

在计算TTL门电路输入端并联的总输入电流时，为什么有时按输入端的数目加倍，有时按门的数目加倍？

在TTL电路中，与门、与非门的输入电路结构形式和或门、或非门的输入电路结构形式是不同的。由下图可以看到，从与非门输入端看进去是一个多发射极三极管，每个发射极是一个输入端。而在或非门电路中，从每个输入端看进去都是一个单独的三极管，而且它们相互间在电路上没有直接的联系。



门电路

三、输入特性和输出特性的应用

【例】在图中电路中，试计算2输入或非门G1能驱动多少个同样的或非门电路。已知或非门的低电平输出电流最大值 $I_{OL(max)} = 16\text{ mA}$ ，高电平输出电流最大值 $I_{OH(max)} = -0.4\text{ mA}$ ，高电平输入电流最大值 $I_{IH(max)} = 40\text{ }\mu\text{A}$ ，低电平输入电流最大值 $I_{IL(max)} = -1.6\text{ mA}$ 。

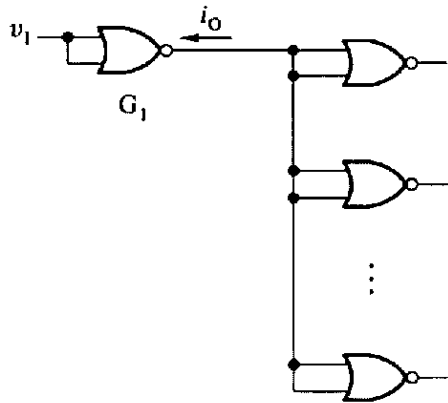
解：在保证 $I_{OL} \leq I_{OL(max)}$ 的条件下，设G1可驱动负载门的个数为 N_1 ，因为每个负载门的两个或输入端并联，故有

$$N_1 \leq \frac{I_{OL(max)}}{|2I_{IL(max)}|} = \frac{16}{2 * 1.6} = 5$$

若G1输出高电平时能驱动的负载门个数为 N_2 ，则有

$$N_2 \leq \frac{|I_{OH(max)}|}{2I_{IH(max)}} = \frac{0.4}{2 * 0.04} = 5$$

综合G1输出高、低电平时的驱动能力后得到 $N=5$ 。

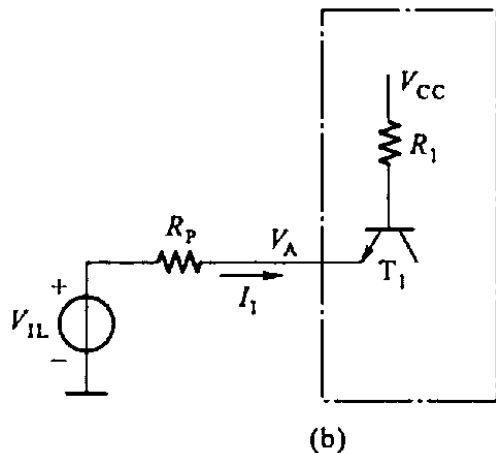
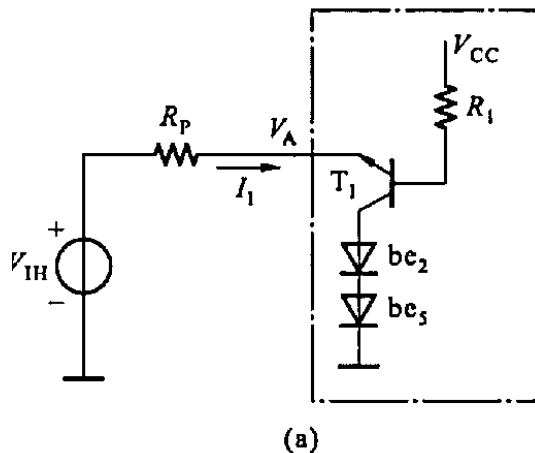


门电路

三、输入特性和输出特性的应用

2. TTL 电路输入端串联电阻允许值的计算

由图可知，当输入信号经过串联电阻 R_p 接到门电路的输入端时，由于TTL电路的高电平输入电流和低电平输入电流都不等于零，所以在串联电阻 R_p 上要产生压降。当输入为高电平时，由图(a)可见，如果 R_p 数值过大，则加到门电路输入端的 V 将低于规定的 $V_{IH(min)}$ ，这是不允许的。同理，当输入为低电平时，由图 (b)可见，如果 R_p 选得过大，则 V 将高于规定的 $V_{IL(max)}$ ，这也是不允许的。因此，需要计算出 R_p 阻值的允许范围。



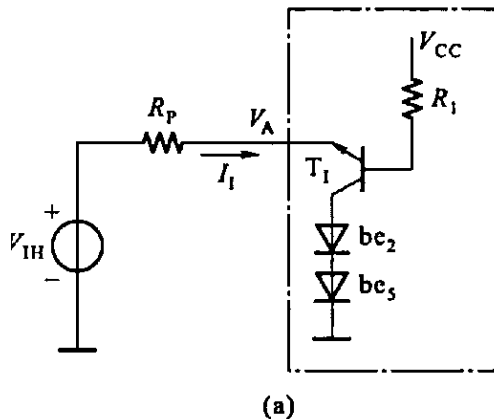
门电路

三、输入特性和输出特性的应用

①计算 $V_I = V_{IH}$ 时 R_p 的最大允许值。为保证 $V_A = V_{IH} - R_p I_{IH(max)} \geq V_{IH(min)}$ ，得到

$$R_p \leq \frac{V_{IH} - V_{IH(min)}}{I_{IH(max)}}$$

其中 V_{IH} 、 $V_{IH(min)}$ 、 $I_{IH(max)}$ 的具体数值由题目给出，也可以从器件手册中查到。 $I_{IH(max)}$ 的值在 $V_A > V_{IH(min)}$ 的范围内基本不变。如果 V_A 处有多个输入端并联则应以总的输入电流代替式中的 $I_{IH(max)}$ 。



门电路

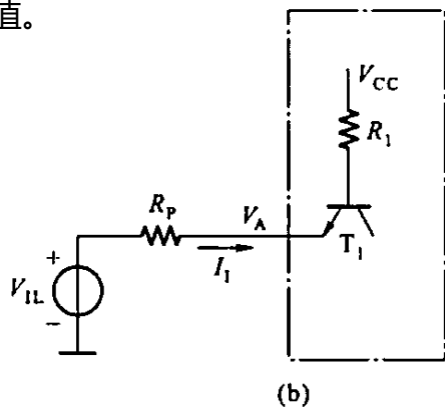
三、输入特性和输出特性的应用

②计算 $V_I = V_{IL}$ 时 R_p 的最大允许值。为保证 $V_A \leq V_{IL(\max)}$, R_p 上的压降应小于得到 $V_{IL(\max)} - V_{IL}$ 。因为 R_p 与 R_1 同处于一个串联支路中, 所以它们的阻值之比等于它们上面的压降之比, 即

$$R_p \leq \frac{V_{IL(\max)} - V_{IL}}{V_{CC} - V_{BE1} - V_{IL(\max)}} R_1$$

其中 V_{IL} 、 $V_{IL(\max)}$ 的具体数值由题目给出, 也可以从器件手册中查到。 V_{BE1} 是T1发射结的导通压降, 约0.7V。如果 V_A 处有n个TTL门电路并联, 则可以利用戴维宁定理将这n个输入电路等效为 V_{CC} 、 V_{BE1} 和一个阻值为 R_1/n 的电阻串联的支路, 并以 R_1/n 代替 R_1 。

③取计算结果中阻值较小的一个作为 R_p 的最大允许值。



门电路

三、输入特性和输出特性的应用

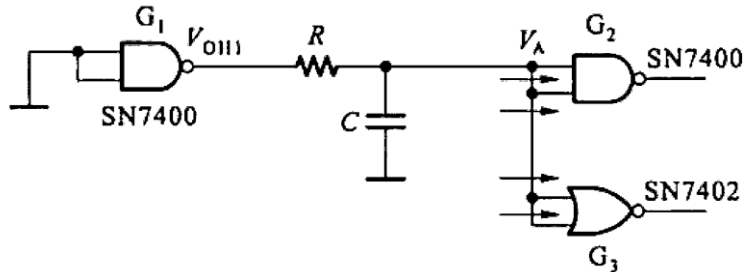
【例】在图中电路中，试求 RC 滤波电路中 R 的最大允许阻值。已知门 G_1 输出的高、低电平分别为 $3.4V$ 和 $0.2V$ ，门 G_2 和 G_3 的高电平输入电流最大值 $I_{IH(max)} = 40\mu A$ ，输入高电平最小值 $V_{IH(min)} = 2V$ ，输入低电平最大值 $V_{IL(max)} = 0.8V$ 。

解：当 RC 电路输入为高电平 $V_{OH1} = 3.4V$ 时，得到

$$R_p \leq \frac{V_{OH1} - V_{IH(min)}}{4I_{IH(max)}} = \frac{3.4 - 2.0}{4 * 0.04} k\Omega = 8.75k\Omega$$

而当 RC 电路输入为低电平 $V_{OL1} = 0.2V$ 时，得到

$$R_p \leq \frac{V_{IL(max)} - V_{IL}}{V_{CC} - V_{BE1} - V_{IL(max)}} * \frac{R_1}{3} = \frac{0.8 - 0.2}{5 - 0.7 - 0.8} * \frac{4}{3} k\Omega = 0.228k\Omega$$



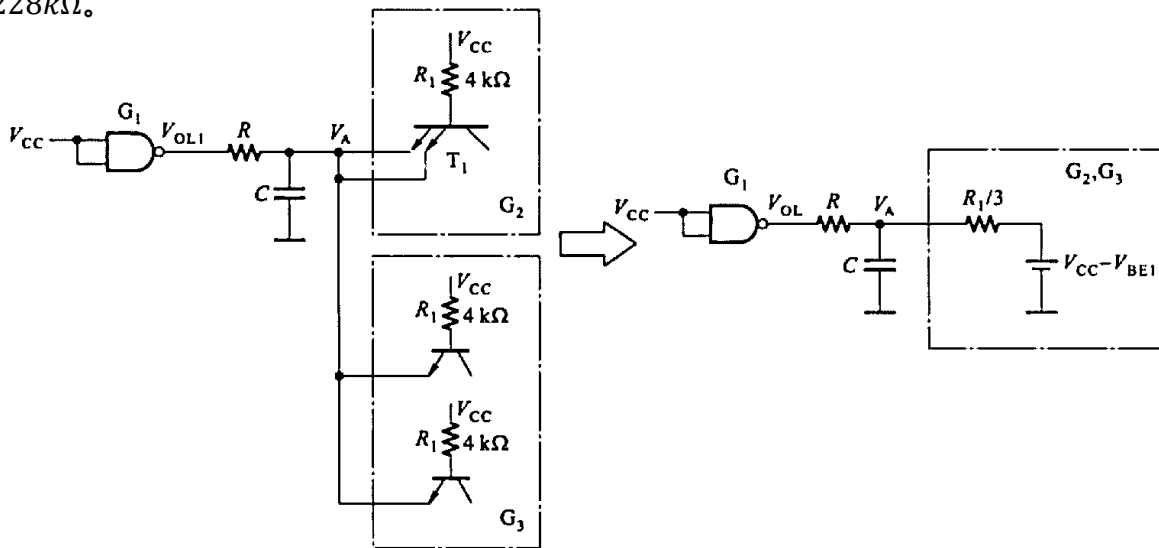
门电路

三、输入特性和输出特性的应用

【例】在图中电路中，试求 RC 滤波电路中 R 的最大允许阻值。已知门 G_1 输出的高、低电平分别为 $3.4V$ 和 $0.2V$ ，门 G_2 和 G_3 的高电平输入电流最大值 $I_{IH(max)} = 40\mu A$ ，输入高电平最小值 $V_{IH(min)} = 2V$ ，输入低电平最大值 $V_{IL(max)} = 0.8V$ 。

解：

为同时满足 RC 电路输入高电平时和输入低电平时对 R 取值的限制， R 的阻值不应大于 $0.228k\Omega$ 。



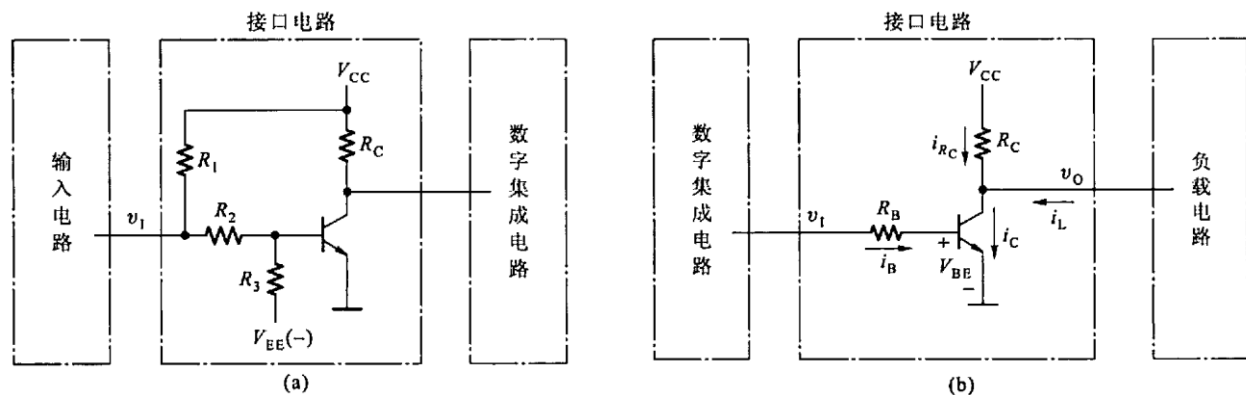
门电路

三、输入特性和输出特性的应用

3. 三极管接口电路的电路参数计算

在输入信号的高、低电平与数字集成电路要求的输入电平不同，或者输入信号不能提供数字集成电路所要求的输入电流时，就需要在输入信号与集成电路之间接入接口电路，如图(a)所示。同样，在数字集成电路输出的高、低电平不符合负载电路的要求，或者数字集成电路不能提供负载所需要的输出电流时，也需要在数字集成电路与负载之间接入接口电路，如图(b)所示。

在没有合适的接口电路芯片可以选用的情况下，可以用三极管开关电路设计成所需要的接口电路。数字集成电路可能是TTL电路、CMOS电路或其他类型的集成电路。负载电路部分同样既可能是TTL、CMOS电路，也可能是其他类型的电路。



门电路

三、输入特性和输出特性的应用

3. 三极管接口电路的电路参数计算

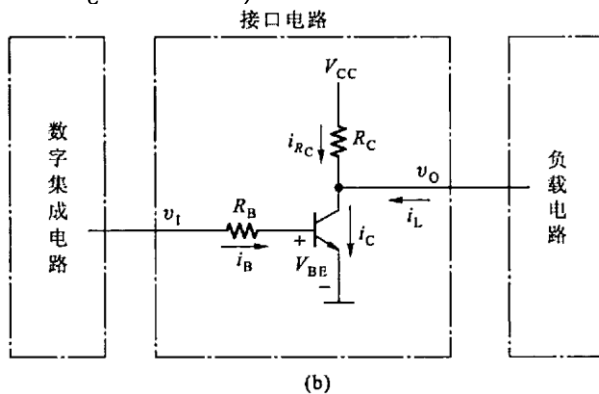
在图 (b) 电路中, 为了保证接口电路在 $v_I = V_{IL}$ 时 v_O 的高电平高于要求的 V_{OH} , 在 $v_I = V_{IH}$ 时三极管饱和导通 ($v_O \approx 0$), 无论是在分析给定接口电路时还是设计接口电路时, 电路参数的配合必须符合以下关系:

① 当 $v_I = V_{IL}$ 时, $V_{BE} < V_{ON}$ (开启电压, 硅三极管约为 $0.7V$), 三极管截止, 且

$$v_O = V_{CC} - R_C |i_L| \geq V_{OH}$$

② 当 $v_I = V_{IH}$ 时, 三极管饱和导通, 即

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{1}{\beta} (i_{RC} + i_L) \geq \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} + i_L \right) = I_{BS}$$

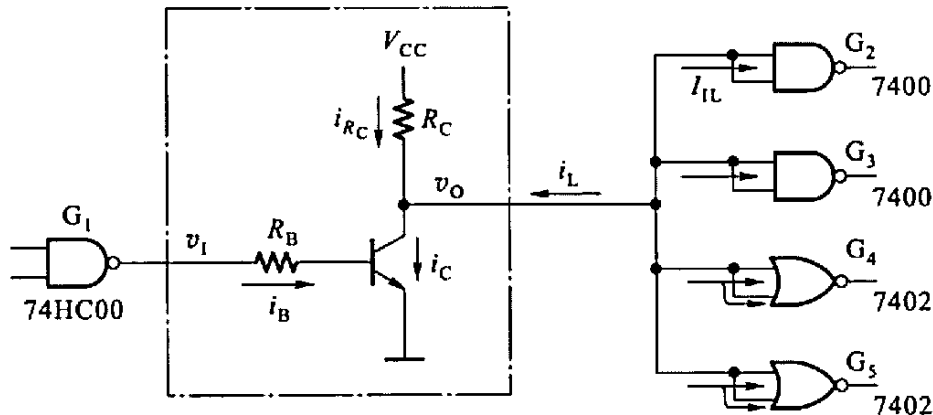


门电路

三、输入特性和输出特性的应用

3. 三极管接口电路的电路参数计算

【例】在图中电路中，CMOS门电路G1通过接口电路同时驱动TTL与非门G2、G3和TTL或非门G4和G5。已知G1输出的高、低电平分别为4.3V和0.1V，输出电阻小于 50Ω ；G2~G5的高电平输入电流 $I_{IH} = 40\mu A$ ，低电平输入电流 $I_{IL} = -1.6mA$ ；三极管的电流放大系数 $\beta = 60$ ，饱和压降 $V_{CE(sat)} \leq 0.2V$ 。要求接口电路输出的高、低电平满足 $V_{OH} \geq 3.4V$ ， $V_{OL} \leq 0.2V$ ，试选择一组合适的 R_B 和 R_C 的阻值。



门电路

三、输入特性和输出特性的应用

3. 三极管接口电路的电路参数计算

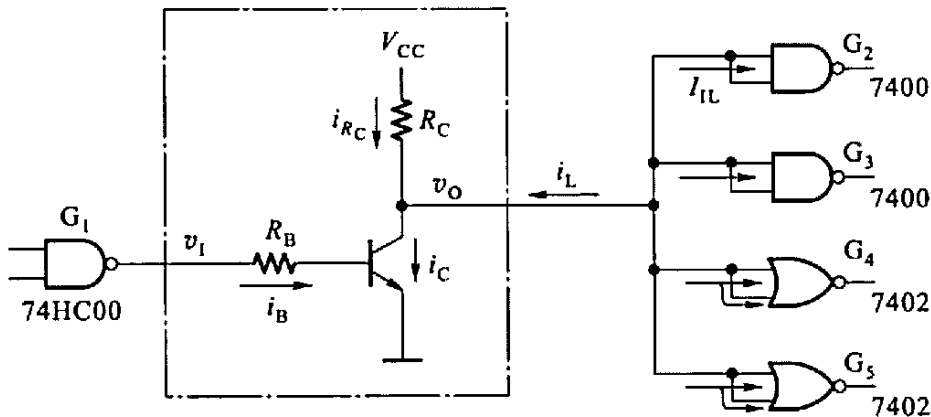
解：当G1输出低电平时，接口电路的输入为 $v_I = V_{IL} = 0.1V$ ，三极管截止

$$v_O = V_{CC} - R_C |i_L| \geq V_{OH}$$

$$R_C \leq \frac{V_{CC} - V_{OH}}{|i_L|} = \frac{5 - 3.4}{8 * 0.04} k\Omega = 5.0 k\Omega$$

当G1输出高电平时，接口电路的输入为 $v_I = V_{IH} = 4.3V$ ，三极管饱和导通

$$i_B = \frac{V_{IH} - V_{BE}}{R_B} \geq \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} + i_L \right)$$



门电路

三、输入特性和输出特性的应用

3. 三极管接口电路的电路参数计算

解：当G1输出低电平时，接口电路的输入为 $v_I = V_{IH} = 4.3V$ ，三极管饱和导通

$$i_B = \frac{V_{IH} - V_{BE}}{R_B} \geq \frac{1}{\beta} \left(\frac{V_{CC} - V_{CE(sat)}}{R_C} + i_L \right)$$

上式中有 R_B 和 R_C 两个待定参数，通常可以在已求出的 R_C 允许阻值范围内选定一个阻值，然后代入上式求出所需要的 R_B 值。因为与非门的输入端并联后总的低电平输入电流并不增加，而或非门输入端并联后总的低电平输入电流按并联输入端的数目加倍，所以 v_O 为低电平时接口电路总的负载电流 i_L 等于 $6|I_{IL}|$ 。若取 $R_C = 2k\Omega$ ，则将这些值代入后得到

$$\frac{4.3 - 0.7}{R_B} \geq \frac{1}{60} \left(\frac{5 - 0.2}{2} + 6 * 1.6 \right)$$
$$R_B \leq 18k\Omega$$

由于产品手册上给出的 β 值通常都是三极管工作在线性放大区时的 β 值，而进入饱和区以后 β 值迅速减小，所以应当选用比上面计算结果更小的 R_B 阻值。在本例中可以选 $R_B = 12k\Omega$ 。

门电路

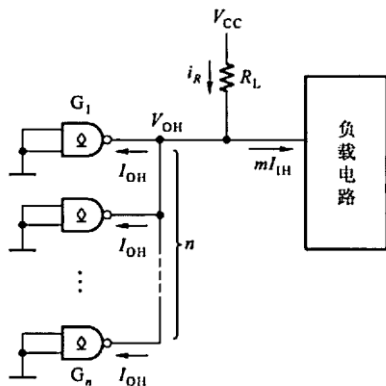
四、OC门和OD门外接上拉电阻阻值的计算

OC门和OD门的应用电路接法可以画成如图所示的形式。

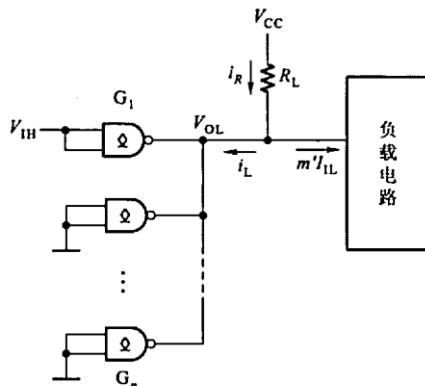
1) 当OC门（或OD门）全部截止，输出为高电平时，由图(a)可见，所有OC门输出三极管截止状态下的漏电流 I_{OH} 和负载电路全部的高电平输入电流 $\sum I_{IH}$ 全部流过 R_L ，在 R_L 上产生压降。为保证 v_O 输出的高电平高于要求的 V_{OH} 值， R_L 的阻值不能取得太大，据此即可求出 R_L 的最大允许值。由图(a)电路得到（ m 是负载门电路高电平输入电流的数目）

$$V_{CC} - R_L(nI_{OH} + mI_{IH}) \geq V_{OH}$$

$$R_{L(max)} = \frac{V_{CC} - V_{OH}}{nI_{OH} + mI_{IH}}$$



(a)



(b)

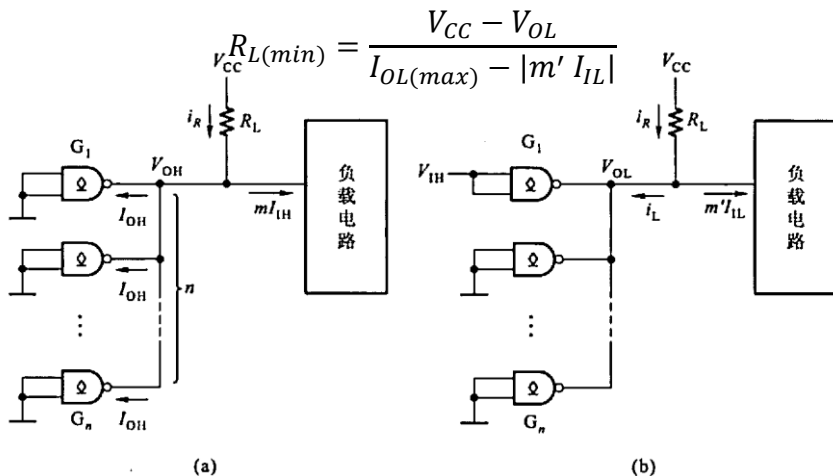
门电路

四、OC门和OD门外接上拉电阻阻值的计算

OC门和OD门的应用电路接法可以画成如图所示的形式。

2) 当OC门（或OD门）输出为低电平，而且只有一个OC门导通的情况下，为了保证流经 R_L 的电流和负载电路所有的低电平输入电流全部流入一个导通的OC门时，仍然不会超过允许的最大电流 $I_{OL(max)}$ ， R_L 的阻值不能选得太小。据此可求出 R_L 的最小允许值。由图 (b)电路得到（ m' 是负载门电路低电平输入电流的数目）

$$\frac{V_{CC} - V_{OL}}{R_L} + |m' I_{IL}| \leq I_{OL(max)}$$



门电路

四、OC门和OD门外接上拉电阻阻值的计算

OC门和OD门的应用电路接法可以画成如图所示的形式。

2) 当OC门（或OD门）输出为低电平，而且只有一个OC门导通的情况下，为了保证流经 R_L 的电流和负载电路所有的低电平输入电流全部流入一个导通的OC门时，仍然不会超过允许的最大电流 $I_{OL(max)}$ ， R_L 的阻值不能选得太小。据此可求出 R_L 的最小允许值。由图 (b)电路得到 (m' 是负载门电路低电平输入电流的数目)

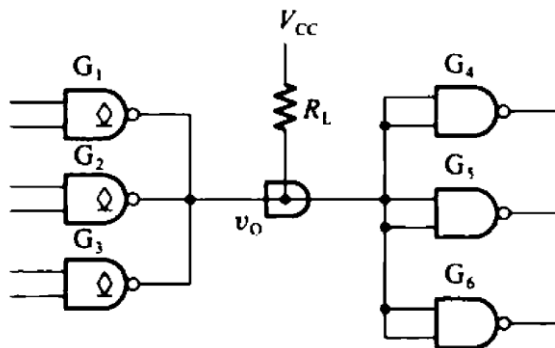
$$\frac{V_{CC} - V_{OL}}{R_L} + |m' I_{IL}| \leq I_{OL(max)}$$

$$R_{L(min)} = \frac{V_{CC} - V_{OL}}{I_{OL(max)} - |m' I_{IL}|}$$

- 当负载为CMOS门电路的情况下， m 和 m' 相等。
- 当负载为TTL门电路的情况下，当输入为高电平时，无论负载是 m 个与输入端并联还是 m 个或输入端并联，总的高电平输入电流都等于单个输入端高电平输入电流的 m 倍；当输入端为低电平时，与门、与非门按门的数目加倍，或门、或非门按照输入端的数目加倍。

Quiz 4

二、计算下图电路中上拉电阻 R_L 的阻值范围。其中 G_1 、 G_2 、 G_3 是74LS系列OC门，输出管截止时的漏电流 $I_{OH} \leq 100\mu A$ ，输出低电平 $V_{OL} \leq 0.4V$ 时允许的最大负载电流 $I_{OL(max)} = 8mA$ 。 G_4 、 G_5 、 G_6 为74LS系列与非门，它们的输入电流为 $|I_{IL}| \leq 0.4mA$ 、 $I_{IH} \leq 20\mu A$ 。给定 $V_{CC} = 5V$ ，要求OC门的输出高、低电平应满足 $V_{OH} \geq 3.2V$ 、 $V_{OL} \leq 0.4V$ 。



Quiz 4

二、计算下图电路中上拉电阻 R_L 的阻值范围。其中G1、G2、G3是**74LS系列OC门**，输出管截止时的漏电流 $I_{OH} \leq 100\mu A$ ，输出低电平 $V_{OL} \leq 0.4V$ 时允许的最大负载电流 $I_{OL(max)} = 8mA$ 。G4、G5、G6为74LS系列与非门，它们的输入电流为 $|I_{IL}| \leq 0.4mA$ 、 $I_{IH} \leq 20\mu A$ 。给定 $V_{CC} = 5V$ ，要求OC门的输出高、低电平应满足 $V_{OH} \geq 3.2V$ 、 $V_{OL} \leq 0.4V$ 。

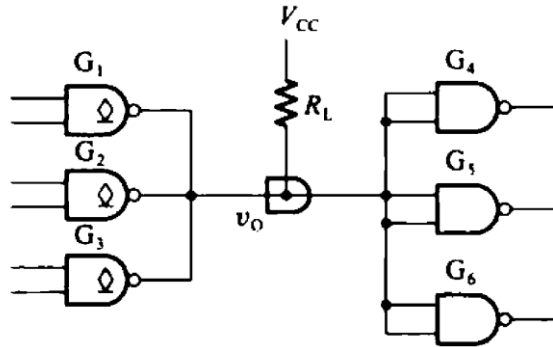
$$R_{L(max)} = \frac{V_{CC} - V_{OH}}{nI_{OH} + mI_{IH}} = \frac{5 - 3.2}{0.1 * 3 + 0.02 * 6} k\Omega = 4.29k\Omega$$

$$R_{L(min)} = \frac{V_{CC} - V_{OL}}{I_{OL(max)} - |m' I_{IL}|} = \frac{5 - 0.4}{8 - 0.4 * 3} k\Omega = 0.68k\Omega$$

$$0.68k\Omega \leq R_L \leq 4.29k\Omega$$

Quiz 4

三、如果第二题的G1、G2、G3为OD输出的与非门，G4、G5、G6为74HC系列与非门结果如何？



$$R_{L(max)} = \frac{V_{CC} - V_{OH}}{nI_{OH} + mI_{IH}} = \frac{5 - 3.2}{0.1 * 3 + 0.02 * 6} k\Omega = 4.29k\Omega$$

$$R_{L(min)} = \frac{V_{CC} - V_{OL}}{I_{OL(max)} - |m' I_{IL}|} = \frac{5 - 0.4}{8 - 0.4 * 6} k\Omega = 0.82k\Omega$$

$$0.82k\Omega \leq R_L \leq 4.29k\Omega$$

脉冲电路

习题类型

- 施密特触发电路的 V_{T+} 和 V_{T-} 计算
- 单稳态电路的分析计算
- 多谐振荡电路的分析计算
- 555定时器的应用

脉冲电路

一、施密特触发电路的 V_{T+} 和 V_{T-} 计算

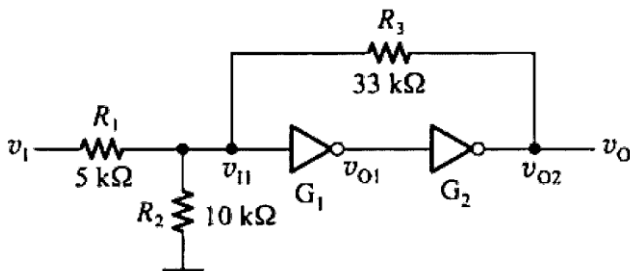
因为在施密特触发电路中，输入电压上升过程中引起电路状态变化的正向阈值电压 V_{T+} 和输入电压下降过程中引起电路状态变化的负向阈值电压 V_{T-} 是不同的，所以需分别计算出 V_{T+} 和 V_{T-} 。

- 1) 分析确定输入为0时电路的状态（即电路中各点的电压值）。
- 2) 找出输入电压上升过程中电路状态发生转换是由哪一点的电压控制的。
- 3) 计算出该点电压引起电路状态发生变化时所对应的输入电压值，即得到 V_{T+} 。
- 4) 分析确定输入高于 V_{T+} 以后电路的状态。
- 5) 找出输入电压下降过程中电路状态发生转换是由哪一点的电压控制的。
- 6) 计算出该点电压引起电路状态发生变化时所对应的输入电压值，即得到 V_{T-} 。

脉冲电路

一、施密特触发电路的 V_{T+} 和 V_{T-} 计算

【例】计算图中施密特触发电路的 V_{T+} 、 V_{T-} 和回差电压 ΔV_T 。已知 $R_1 = 5k\Omega$ ， $R_2 = 10k\Omega$ ， $R_3 = 33k\Omega$ 。G1和G2为CMOS反相器，它们的电源电压为 $V_{DD} = 5V$ ，输出高电平 $V_{OH} \approx 5V$ ，输出低电平 $V_{OL} \approx 0V$ ，阈值电压 $V_{TH} = \frac{1}{2}V_{DD} = 2.5V$ 。



解：首先计算 V_{T+} 。由图可见，当 $v_I = 0$ 时 $v_{I1} = 0$ ， $v_{O2} = 0$ 。当 v_I 上升到使 $v_{I1} = V_{TH}$ 时， v_{O1} 跳变为0， v_{O2} 跳变为 V_{OH} ，所以电路状态的转换是受 v_{I1} 控制的，而且当 v_{I1} 上升至 V_{TH} 时所对应的输入电压值就是 V_{T+} 。根据电路可以写出

$$v_{I1} = v_I \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3}, \quad V_{TH} = V_{T+} \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3}$$

$$V_{T+} = V_{TH} \frac{R_1 + R_2 // R_3}{R_2 // R_3} = 2.5 * \frac{5 + 7.7}{7.7} V = 4.1V$$

脉冲电路

一、施密特触发电路的 V_{T+} 和 V_{T-} 计算

【例】计算图中施密特触发电路的 V_{T+} 、 V_{T-} 和回差电压 ΔV_T 。已知 $R_1 = 5k\Omega$ ， $R_2 = 10k\Omega$ ， $R_3 = 33k\Omega$ 。G1和G2为CMOS反相器，它们的电源电压为 $V_{DD} = 5V$ ，输出高电平 $V_{OH} \approx 5V$ ，输出低电平 $V_{OL} \approx 0V$ ，阈值电压 $V_{TH} = \frac{1}{2}V_{DD} = 2.5V$ 。

解：其次再计算 V_{T-} 。电路状态的转换仍受 v_{I1} 控制，但由于 v_I 高于 V_{T+} 以后 $v_O = V_{OH}$ ，所以 v_I 下降至 V_{TH} 时对应的 v_I 值（即 V_{T-} ）与 V_{T+} 不同。利用叠加定理可以写出 v_{I1} 的计算式为

$$\begin{aligned}v_{I1} &= v_I \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} + V_{DD} \frac{R_1 // R_2}{R_3 + R_1 // R_2} \\V_{TH} &= V_{T-} \frac{R_2 // R_3}{R_1 + R_2 // R_3} + V_{DD} \frac{R_1 // R_2}{R_3 + R_1 // R_2} \\V_{T-} &= \left(V_{TH} - V_{DD} \frac{R_1 // R_2}{R_3 + R_1 // R_2} \right) \frac{R_1 + R_2 // R_3}{R_2 // R_3} V_{T-} \\&= \left(2.5 - 5 - \frac{3.3}{33 + 3.3} \right) * \frac{5 + 7.7}{7.7} V = 3.3V\end{aligned}$$

回差电压为

$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = 0.8V$$

脉冲电路

二、单稳态电路的分析计算

单稳态电路的性能通常用输出脉冲宽度 t_W ，输出脉冲幅度 V_{Om} 和恢复时间 t_{re} 等几个主要参数描述。因此，分析计算的任务就是要算出这几个参数。

1) 输出脉冲幅度的计算

若输出电压的高、低电平分别为 V_{OH} 和 V_{OL} ，则输出脉冲幅度为

$$V_{Om} = V_{OH} - V_{OL}$$

2) 恢复时间的计算

恢复时间 t_{re} 是指电路从暂稳态结束到恢复为触发前稳定状态所需要的时间。一般认为经过RC电路时间常数3~5倍的时间以后，电路基本上可以到达稳态，故得到

$$t_{re} = (3 \sim 5)RC$$

式中的RC为所讨论的充、放电回路的时间常数。

脉冲电路

二、单稳态电路的分析计算

单稳态电路的性能通常用输出脉冲宽度 t_w ，输出脉冲幅度 V_{om} 和恢复时间 t_{re} 等几个主要参数描述。因此，分析计算的任务就是要算出这几个参数。

3) 输出脉冲宽度的计算

我们已经知道单稳态电路有一个稳态和一个暂稳态，在外界触发信号作用下将从稳态进入到暂稳态，经过一定时间以后能自动返回稳态。暂稳态持续时间的长短取决于电路内部的时间常数，与触发信号无关。而**输出脉冲的宽度就等于暂稳态的持续时间**，因此计算输出脉冲的宽度实际上也就是计算电路的暂稳态持续时间。这里需要用到RC电路过渡过程的计算方法，具体地可按如下步骤进行：

(1) 分析电路的工作过程，定性地画出电路中各点电压的波形，找出决定电路状态发生转换的控制电压。

(2) 画出每个控制电压充电或放电的等效电路，并尽可能将其化简为单回路

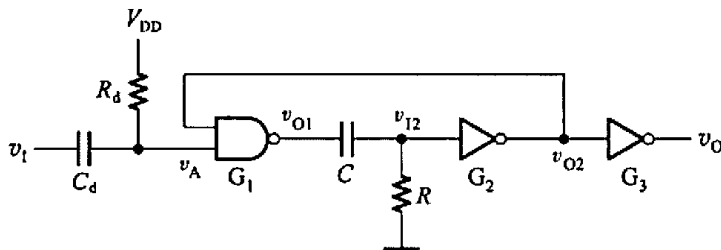
(3) 确定每个控制电压充电或放电的起始值、终了值和电路状态发生转换时所对应的转换值。

(4) 代入计算公式求出充电或放电过程经过的时间，这个时间既是电路的暂稳态持续时间，也是输出脉冲的宽度 t_w 。

脉冲电路

二、单稳态电路的分析计算

【例】计算图中单稳态电路的输出脉冲宽度、输出脉冲幅度和电路的恢复时间。已知G1、G2和G3为74HC系列CMOS电路， $V_{DD} = 5V$ ， $V_{OH} \approx V_{DD}$ ， $V_{TH} = \frac{1}{2}V_{DD} = 2.5V$ 。同时给定 $R = 10k\Omega$ ， $C = 0.01\mu F$ 。 $R_d C_d$ 组成输入端的微分电路，其时间常数远小于触发脉冲的脉冲宽度。



解：首先我们来计算输出脉冲宽度 t_W 。为此，需要分析电路的工作过程并画出各点电压的波形图。

稳态下没有电流流过电容 C 和 C_d ，所以 $v_A = V_{DD}$ 、 $v_{I2} = 0$ 、 $v_{O2} = V_{DD}$ 、 $v_{O1} = 0$ 、 $v_O = 0$ 。

当 v_I 的下降沿到达时，微分电路输出一个负脉冲加到 v_A 端，使 v_{O1} 跳变为高电平 V_{DD} 。由于电容上的电压是不可能突变的，所以 v_{I2} 也随之跳变为 V_{DD} ， v_{O2} 跳变为0， v_O 跳变为 V_{DD} ，于是电路进入暂稳态。

脉冲电路

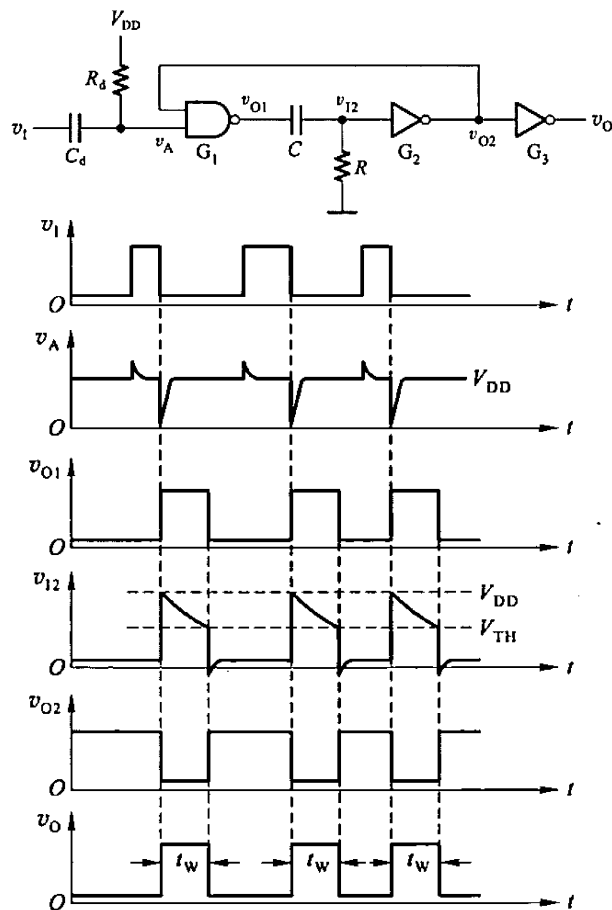
二、单稳态电路的分析计算

解：

然而 v_{I2} 的高电平是不能保持下去的，随着电容 C 的充电，电阻 R 上的电流逐渐衰减， v_{I2} 逐渐下降。当 v_{I2} 降至反相器 G_2 的阈值电压 $V_{TH} = \frac{1}{2}V_{DD}$ 时， v_{O2} 跳回高电平， v_O 跳回低电平，暂稳态结束。

与此同时 v_{O1} 跳回低电平。但这时电容上还有约 $\frac{1}{2}V_{DD}$ 的电压，它将通过 G_1 的输出电路、 R 和 G_2 的输入电路放电，经过一段恢复时间以后，电路恢复到触发前的稳定状态。根据上述分析就可以画出电压波形图了。

由图可见，电路被触发以后，暂稳态的持续时间由 v_{I2} 的变化过程控制。 v_{I2} 从 V_{DD} 下降至 V_{TH} 的时间就是暂稳态的持续时间，也就是输出脉冲的宽度。



脉冲电路

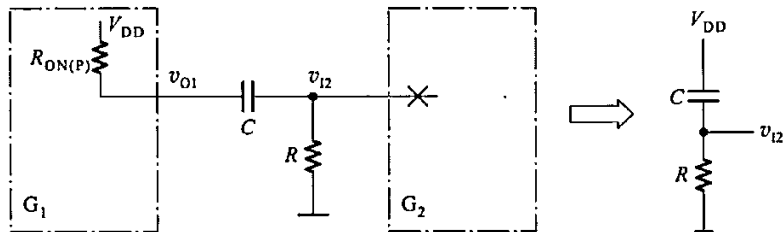
二、单稳态电路的分析计算

解：

电容充电的等效电路可以画成下图的形式。由于G的输出电阻 $R_{ON(P)}$ 比 R 小得多，所以忽略G1的输出电阻。 v_{I2} 在 V_{DD} 与 V_{TH} 之间变化时G2的输入电流基本为零，所以不必考虑G2输入电路对电容充电回路的影响。

电容充电过程中 v_{I2} 的起始值 $v_{I2}(0)$ 为 V_{DD} ，终了值 $V_{DD}(\infty)$ 为0，电路状态发生转换时的转换值 $v_{I2}(t_W)$ 为 $\frac{1}{2}V_{DD}$ 。将它们代入计算RC电路过渡过程时间的公式得到

$$t_W = RC \ln \frac{v_{I2}(\infty) - v_{I2}(0)}{v_{I2}(\infty) - v_{I2}(t_W)} = 69\mu s$$



脉冲电路

二、单稳态电路的分析计算

解：

在暂稳态结束后的恢复时间里，由于 v_{O1} 跳回到低电平，就使电容C上的电压变成了G2的负输入电压。这时必须考虑到G2输入电路对电容放电回路的影响，应将放电等效电路画成如下图的形式。图中的 r_D 是G2输入保护电路中反向钳位二极管的导通电阻。在 $r_D \ll R$ 的情况下，可以近似地以 r_D 代替R与 r_D 并联的电阻，于是得到电路的恢复时间为

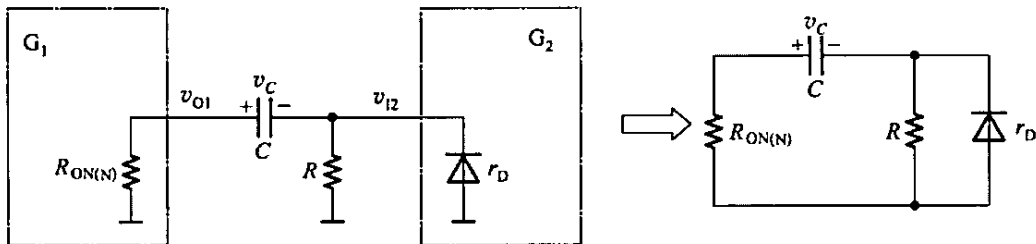
$$t_{re} = (3 \sim 5)(R_{ON(n)} + r_D)C$$

若给定 $R_{ON(n)} \leq 200\Omega$ ， $r_D \leq 50\Omega$ ，则代入上式后得到

$$t_{re} = (3 \sim 5)250 * 0.01 * 10^{-6}s$$

输出脉冲幅度为输出高、低电平之差，即

$$V_{om} = V_{OH} - V_{OL} \approx 5V$$



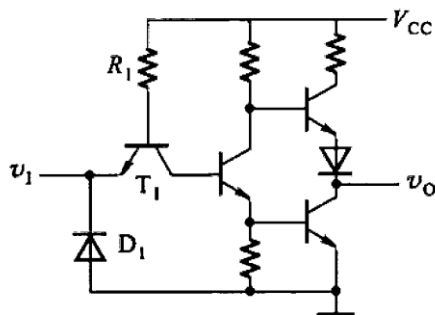
脉冲电路

二、单稳态电路的分析计算

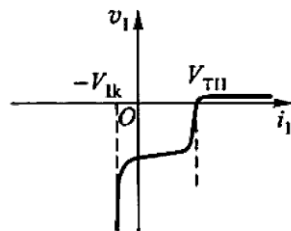
在分析计算脉冲电路的过程中，有时考虑了集成电路的输入电路对电容充、放电回路的影响，有时又忽略了集成电路的输入电路对电容充、放电回路的影响，这是为什么？

1. TTL电路的输入等效电路

由图 (b)TTL电路的输入特性上可以看到，当输入电压 v_I 高于门电路的阈值电压 V_{TH} 时，输入电流 i_I 很小，所以若电容充、放电过程中 v_I 始终处于高于 V_{TH} 的范围内，就可以忽略 i_I 对电容充、放电回路的影响，在画电容充、放电等效电路时近似地认为TTL电路的输入端是开路的。



(a)



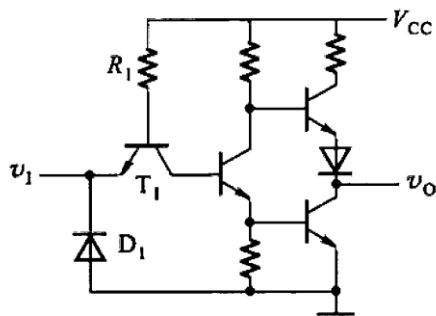
(b)

脉冲电路

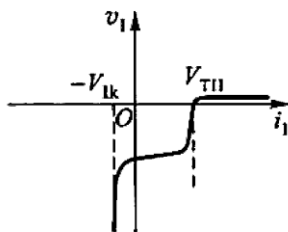
二、单稳态电路的分析计算

1. TTL电路的输入等效电路

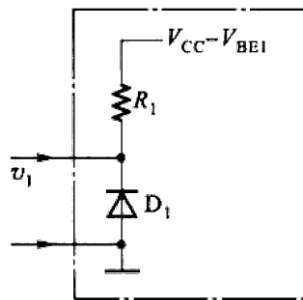
反之，若在所计算的电容充、放电过程中 v_I 始终低于 V_{TH} ，则由图(b)的输入特性上可以看到，输入电流是比较大的。由图(a)电路可知，这时从 V_{CC} 经 R_1 和 T_1 的b-e结到 v_I 这条支路是导通的，而且支路内的电阻又不是很大，所以在画电容充、放电等效电路时必须把这个支路考虑进去。这时从门电路输入端看进去的等效电路可以画成右图的形式。此外，由于TTL门电路的输入端接有钳位二极管 D_1 ，所以当 v_I 低于 D_1 的导通压降 $-V_{IK}$ 时， D_1 将导通，并将 v_I 钳在 $-V_{IK}$ 。



(a)



(b)

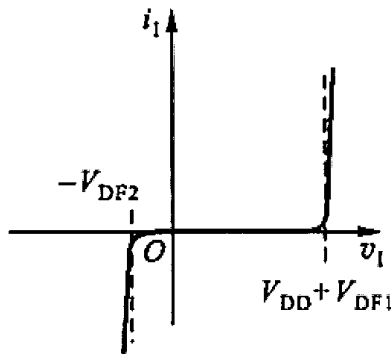
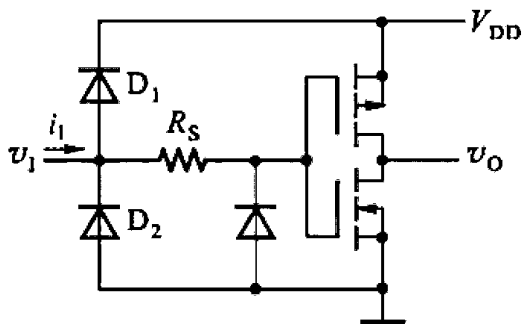


脉冲电路

二、单稳态电路的分析计算

2. CMOS电路的输入等效电路

左图是74HC系列CMOS电路的输入保护电路和它的输入特性。设 D_1 和 D_2 的正向导通压降分别为 V_{DF1} 、 V_{DF2} (约0.7V), 则从这个电路图中不难看出, 当 $V_{DD} + V_{DF1} > v_I > -V_{DF2}$ 时, 二极管 D_1 和 D_2 都不导通, 输入电流几乎等于零。当 $v_I > V_{DD} + V_{DF1}$ 时, D_1 经 V_{CC} 导通; 当 $v_I < -V_{DF2}$ 时, D_2 经接地端导通。

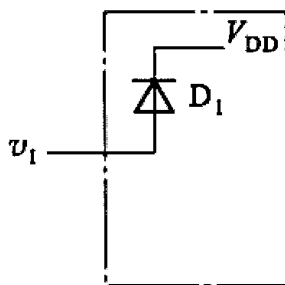


脉冲电路

二、单稳态电路的分析计算

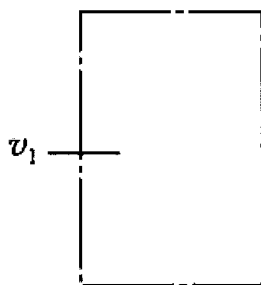
2. CMOS电路的输入等效电路

左图是74HC系列CMOS电路的输入保护电路和它的输入特性。设 D_1 和 D_2 的正向导通压降分别为 V_{DF1} 、 V_{DF2} (约0.7V)，则从这个电路图中不难看出，当 $V_{DD} + V_{DF1} > v_I > -V_{DF2}$ 时，二极管 D_1 和 D_2 都不导通，输入电流几乎等于零。当 $v_I > V_{DD} + V_{DF1}$ 时， D_1 经 V_{CC} 导通；当 $v_I < -V_{DF2}$ 时， D_2 经接地端导通。



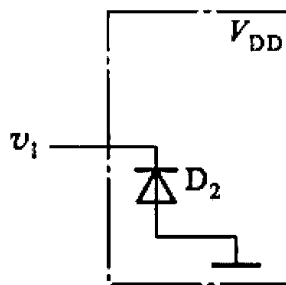
(a)

$$v_I > V_{DD} + V_{DF1}$$



(b)

$$-V_{DF2} < v_I < V_{DD} + V_{DF1}$$



(c)

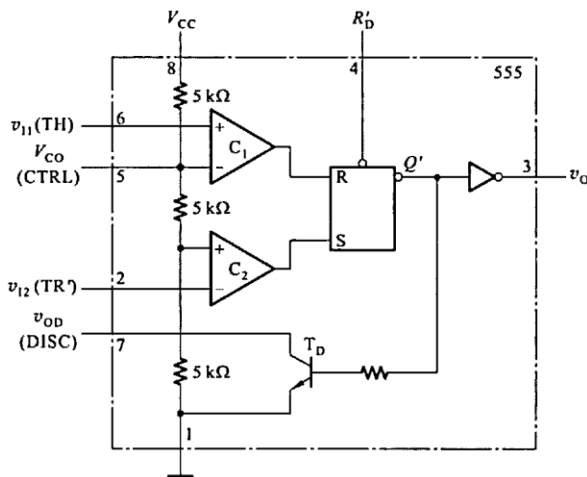
$$v_I < -V_{DF2}$$

脉冲电路

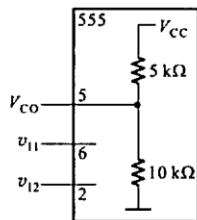
二、单稳态电路的分析计算

3. 555定时器的输入等效电路

由图(a)555定时器的电路图上可以看到，它有三个输入端，即 v_{I1} (TH)， v_{I2} (TR')和 V_{CO} 。由于电压比较器 C_1 和 C_2 的输入电阻都非常高，所以 v_{I1} 和 v_{I2} 两个输入端的输入电流极小，一般仅为零点几微安。因此，我们在分析计算用555定时器组成的脉冲电路时，总是忽略 v_{I1} 和 v_{I2} 端的输入电流，近似地认为这两端的输入电阻为无穷大。 V_{CO} 端的情况就不同了，从这一端看进去的等效电路是一个电阻分压电路。根据上述分析，可以把555定时器的输入等效电路画成图(b)的形式。



(a)



(b)

脉冲电路

三、多谐振荡电路的分析计算

在分析多谐振荡电路时，需要计算的两个最基本的性能参数是振荡周期（或者频率）和输出脉冲幅度。

1) 振荡周期的计算

多谐振荡电路的工作特点是不停地在两个暂稳态之间反复转换，因而振荡周期等于两个暂稳态持续时间之和。在前面计算单稳态电路的输出脉冲宽度时，我们已经详细介绍了暂稳态持续时间的计算方法和步骤，所讲的方法和步骤在这里仍完全适用，故不再重复。

2) 输出脉冲幅度的计算

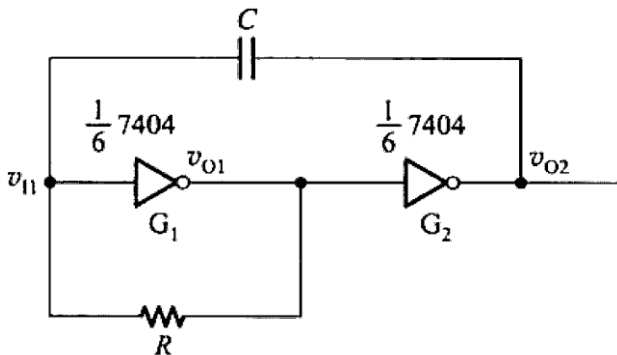
输出脉冲幅度仍为输出高电平 V_{OH} 和输出低电平 V_{OL} 之差，即

$$V_{Om} = V_{OH} - V_{OL}$$

脉冲电路

三、多谐振荡电路的分析计算

【例】在图中非对称式多谐振荡电路中，已知G1和G2为74系列反相器7404，它们的输出高电平 $V_{OH} \approx 3.4V$ ，输出低电平 $V_{OL} \approx 0V$ ，阈值电压 $V_{TH} = 1.4V$ ，输入钳位电压 $V_{IK} = -1.0V$ ，内部电阻 $R_1 = 4k\Omega$ 。给定 $R = 1.5k\Omega$ ， $C = 0.01\mu F$ ，试求电路的振荡频率。



TTL集成电路7404是“六反相器”，内部包含六个完全相同的反相器电路，所以在图中将每一个反相器标为 $\frac{1}{6}$ 7404。

脉冲电路

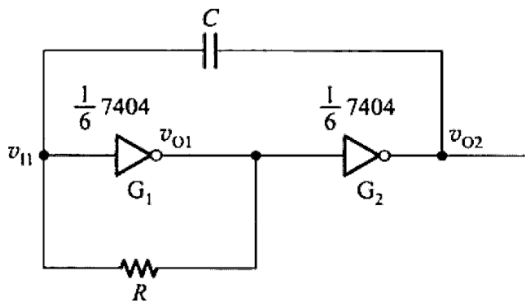
三、多谐振荡电路的分析计算

解:

由于电阻 R 的存在, 如果电路不发生自激振荡, 则 v_{I1} 和 v_{O1} 必然处于高、低电平之间, 也就是 $G1$ 将工作在电压传输特性的转折区。 $G2$ 的输入也处于高、低电平之间, 同样也工作在电压传输特性的转折区。当 $G1$ 、 $G2$ 处于电压传输特性的转折区时有较大的电压放大倍数, 所以只要 v_{I1} 有一个极小的跳变, 例如由于干扰或噪声产生的微小正跳变, 就会被放大并形成正反馈, 使 v_{O1} 迅速跳变为低电平而 v_{O2} 跳变为高电平, 电路进入第一种暂稳态。因为电容上的电压不能突变, 所以 v_{I1} 也得到了和 v_{O2} 相同大小的正跳变。

但是这个状态是不能持久的, 随着电容 C 的放电, v_{I1} 逐渐降低, 当降至 $v_{I1} = V_{TH}$ 时, 由于电路的正反馈作用又使 v_{O1} 跳变至高电平、 v_{O2} 跳变至低电平, 电路转换到第二种暂稳态。同时 v_{I1} 也得到了和 v_{O2} 同样的负跳变。

这个状态同样也是不能持久的, 随着电容 C 的充电, v_{I1} 逐渐升高, 当升至 $v_{I1} = V_{TH}$ 时, 由于电路的正反馈作用, 电路又重新返回第一种暂稳态。



脉冲电路

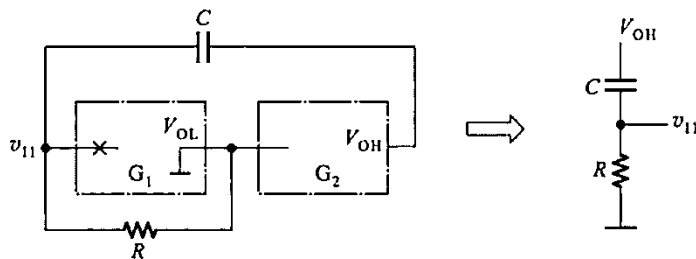
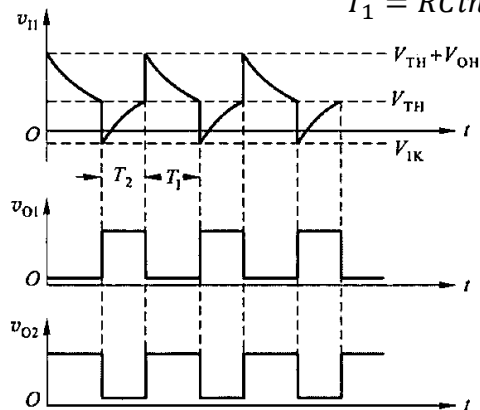
三、多谐振荡电路的分析计算

解:

根据以上分析, 我们就得到了电压波形图。可以看出, 电路状态的转换是由 v_{I1} 控制的, 每当 v_{I1} 充电至 V_{TH} 和放电至 V_{TH} 时都引发电路状态转换。两个暂稳态的持续时间也就是 v_{I1} 从开始充电到充电至 V_{TH} 的时间和从开始放电到放电至 V_{TH} 的时间。

当 v_{O2} 由 V_{OL} 跳变为 V_{OH} 时, v_{I1} 也从 V_{TH} 的基础上产生一个 $V_{OH} - V_{OL}$ 的正跳变, 所以 v_{I1} 在电容放电时的初始值为 $V_{TH} + V_{OH} - V_{OL}$ 。 v_{I1} 放电的终了值是零, 转换值是 V_{TH} 。将这一组数值代入计算公式得到电容的放电时间为

$$T_1 = RC \ln \frac{0 - (V_{TH} + V_{OH} - V_{OL})}{0 - V_{TH}} = 18.5 \mu s$$



脉冲电路

三、多谐振荡电路的分析计算

解：当 v_{O2} 由 V_{OH} 跳变为 V_{OL} 时， v_{I1} 也从 V_{TH} 的基础上产生一个负跳变。由于G1的输入端内部有反向钳位二极管，所以 v_{I1} 最低只能跳变到 $V_{IK} = -1.0V$ 。 v_{I1} 充电的终了值是 V_E ，转换值是 V_{TH} 。得到电容的充电时间为

$$V_E = V_{OH} + \frac{R}{R + R_1} (V_{CC} - V_{BE1} - V_{OH}) = 3.6V$$

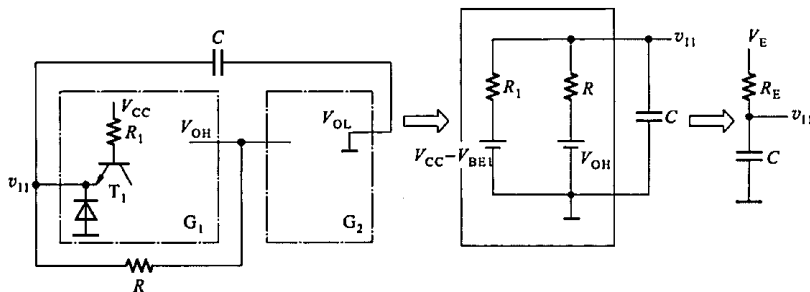
$$R_E = \frac{RR_1}{R + R_1} = 1.1k\Omega$$

$$T_2 = R_E C \ln \frac{V_E - V_{IK}}{V_E - V_{TH}} = 8\mu s$$

振荡频率

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = 37.7kHz$$

注：在计算 T_2 时，没有考虑 v_{I1} 从 $-V_{IK}$ 上升到 $-0.7V$ 期间G1输入端钳位二极管的导通电流。因此，这里得到的是近似计算结果。



脉冲电路

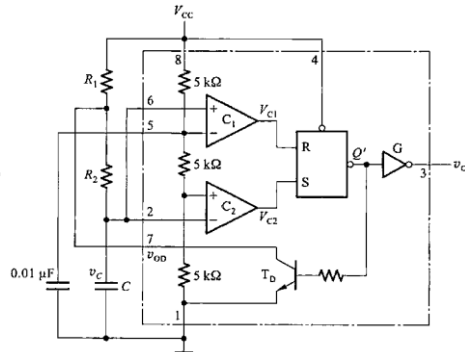
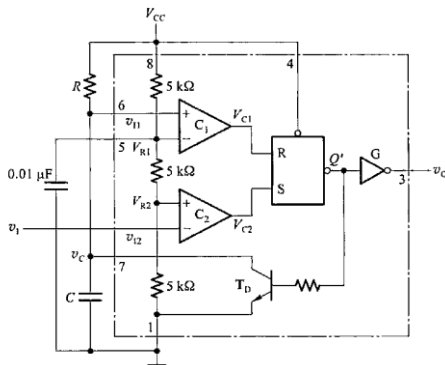
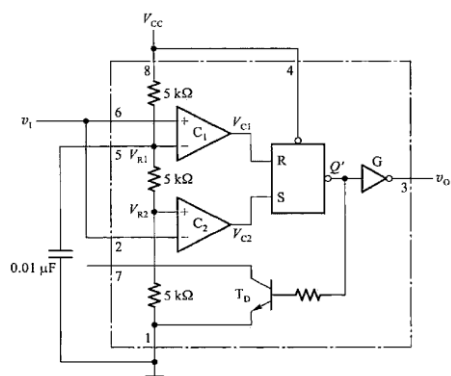
四、555定时器应用电路的分析计算

1) 首先分析确定555定时器的工作模式。尽管用555定时器构成的应用电路五花八门，但555定时器本身的基本工作模式仍然不外乎施密特触发电路、单稳态电路和多谐振荡电路三种。

2) 若555定时器工作在施密特触发电路模式，则可按前面所讲的施密特触发电路阈值电压的计算方法求出 V_{T+} 和 V_{T-} 。

3) 若555定时器工作在单稳态电路模式，则可按前面所讲的单稳态电路的分析和计算方法求出输出脉冲的宽度和幅度以及电路的恢复时间。

4) 若555定时器工作在多谐振荡电路模式，则可按前面所讲的分析和计算方法求出电路的振荡频率和输出脉冲的幅度等。



脉冲电路

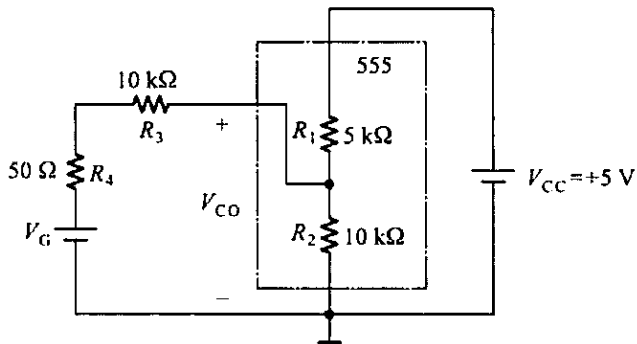
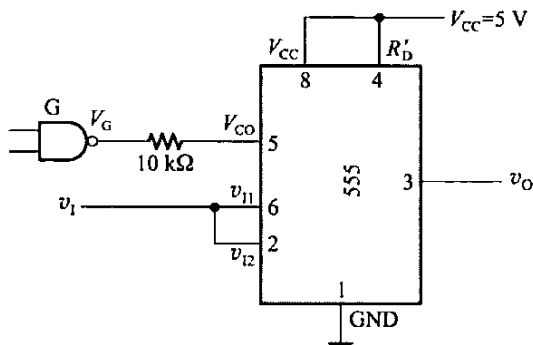
四、555定时器应用电路的分析计算

【例】图中是用555定时器接成的施密特触发电路。G为74HC系列与非门，输出电压 V_G 的高、低电平分别为 $V_{OH} = 5V$ 、 $V_{OL} = 0V$ ，输出电阻小于 50Ω 。试求 V_G 为高、低电平时电路的 V_{T+} 和 V_{T-} ，并画出电路的电压传输特性。

解：在介绍用555定时器接成施密特触发电路的原理时已经讲到，它的正向阈值电压为 $V_{T+} = V_{CO}$ ，负向阈值电压为 $V_{T-} = \frac{1}{2}V_{CO}$ 。因此，只要计算出 V_G 为高、低电平时的 V_{CO} 值，就很容易得到 V_{T+} 和 V_{T-} 了。

V_{CO} 端接在了集成电路内部分压电阻的结点上，如图所示。当 $V_G = 0$ 时，可求得 V_{CO} 为

$$V_{CO} = V_{CC} \frac{R_2 // (R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 // (R_3 + R_4)} = 2.5V, \quad V_{T+} = V_{CO} = 2.5V, \quad V_{T-} = \frac{1}{2}V_{CO} = 1.25V$$



脉冲电路

四、555定时器应用电路的分析计算

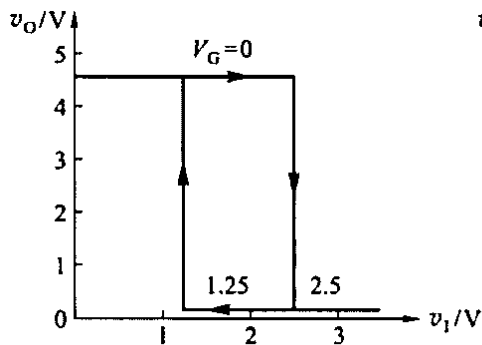
解：

当 $V_G = 5V$ 时，利用叠加定理求得 V_{CO} 为

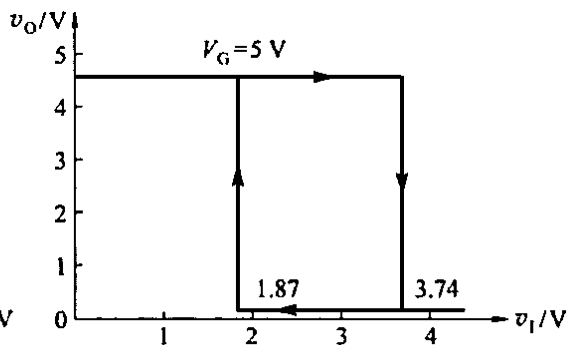
$$V_{CO} = V_{CC} \frac{R_2 // (R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 // (R_3 + R_4)} + V_G \frac{R_1 // R_2}{R_3 + R_4 + R_1 // R_2} = 3.74V$$

$$V_{T+} = V_{CO} = 3.74V, \quad V_{T-} = \frac{1}{2} V_{CO} = 1.87V$$

根据上述计算结果画出电压传输特性



(a) $V_G = 0$



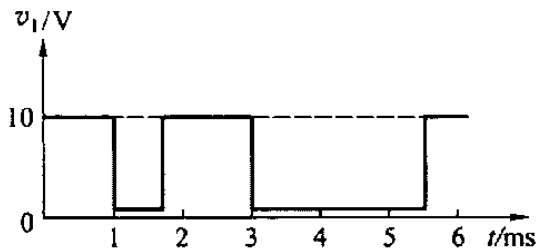
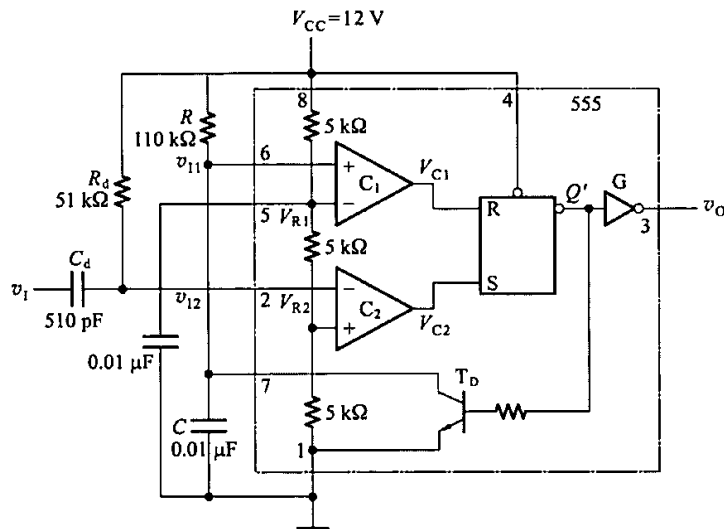
(b) $V_G = 5V$

脉冲电路

四、555定时器应用电路的分析计算

【例】图中是用555定时器接成的单稳态电路，电路参数标注在图中，输入信号波形如图中所给出。

- (1)画出输出电压 v_o 的波形，计算输出脉冲宽度。
- (2)若去掉输入端的微分电容 C_d ，对电路的工作有何影响？
- (3)如果 v_i 的脉冲幅度只有5V，电路能否正常工作？



脉冲电路

四、555定时器应用电路的分析计算

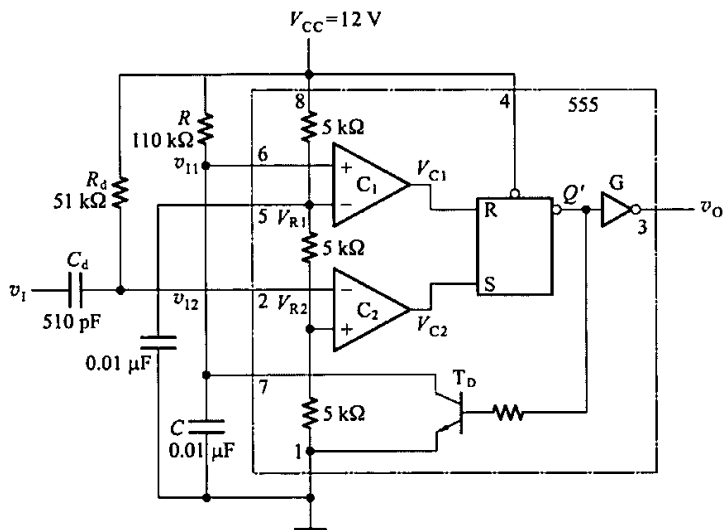
解：(1)计算输出脉冲宽度。

图中电路是用555定时器构成单稳态电路的典型接法。由于 $R_d C_d$ 远小于触发脉冲低电平持续时间，所以 $R_d C_d$ 构成 v_{I1} 的微分电路。当 v_{I1} 发生负跳变时，在 v_{I2} 产生一个负跳变的尖脉冲，使 v_{I2} 低于 V_{R2} ，于是比较器 C_2 的输出 V_{C2} 变为高电平，将锁存器置成 $Q = 1$ ， v_o 变成高电平，电路进入暂稳态。

暂稳态是不能持久的。 $Q = 1$ 以后三极管 T_D 截止，电容 C 开始充电。当充电至 $v_{I1} = V_{R1}$ 时，比较器 C_1 输出变为高电平，而这时 V_{C2} 已经回到低电平，所以锁存器被置为 $Q = 0$ ， v_o 随之返回低电平，暂稳态结束。因此，输出脉冲的宽度 t_W 等于电容 C 从0开始充电到充至

$V_{R1} = \frac{2}{3}V_{CC}$ 的时间。据此可求得

$$t_W = RC \ln \frac{v_{I1}(\infty) - v_{I1}(0)}{v_{I1}(\infty) - V_{R1}} = 1.2ms$$



脉冲电路

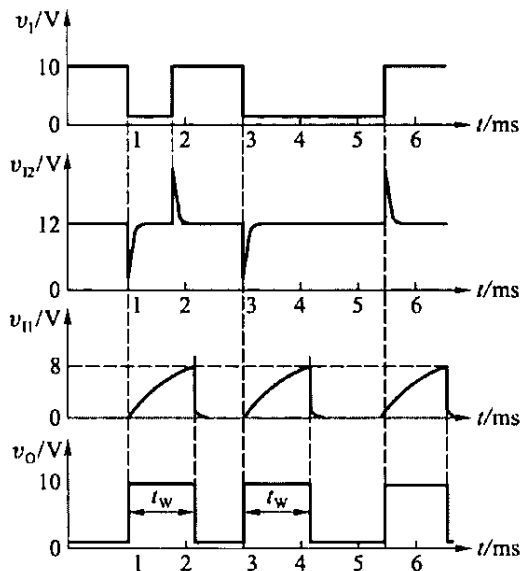
四、555定时器应用电路的分析计算

解：(1)计算输出脉冲宽度。

图中电路是用555定时器构成单稳态电路的典型接法。由于 $R_d C_d$ 远小于触发脉冲低电平持续时间，所以 $R_d C_d$ 构成 v_I 的微分电路。当 v_I 发生负跳变时，在 v_{I2} 产生一个负跳变的尖脉冲，使 v_{I2} 低于 V_{R2} ，于是比较器 C_2 的输出 V_{C2} 变为高电平，将锁存器置成 $Q = 1$ ， v_O 变成高电平，电路进入暂稳态。

暂稳态是不能持久的。 $Q = 1$ 以后三极管 T_D 截止，电容C开始充电。当充电至 $v_{I1} = V_{R1}$ 时，比较器 C_1 输出变为高电平，而这时 V_{C2} 已经回到低电平，所以锁存器被置为 $Q = 0$ ， v_O 随之返回低电平，暂稳态结束。因此，输出脉冲的宽度 t_W 等于电容C从0开始充电到充至 $V_{R1} = \frac{2}{3}V_{CC}$ 的时间。据此可求得

$$t_W = RC \ln \frac{v_{I1}(\infty) - v_{I1}(0)}{v_{I1}(\infty) - V_{R1}} = 1.2ms$$



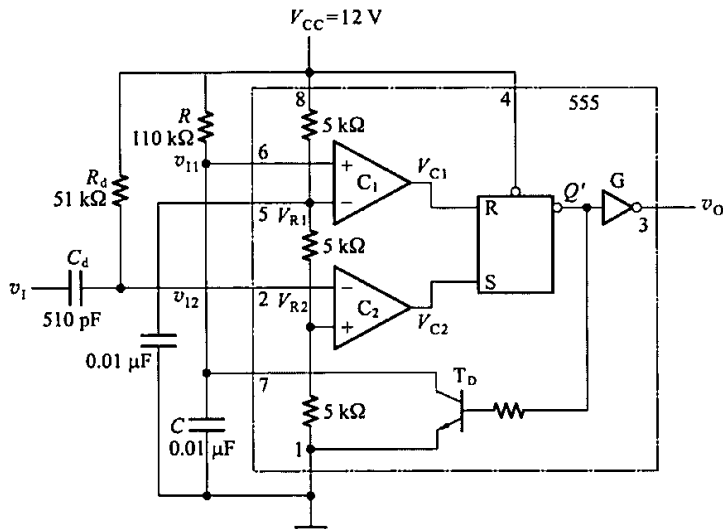
脉冲电路

四、555定时器应用电路的分析计算

解：(2)若去掉输入端的微分电容 C_d ，对电路的工作有何影响？

由图可见，如果去掉 C_d ，将 v_i 直接接至555定时器的输入端 v_{i2} ，则在 v_{i2} 的低电平持续时间里比较器 C_2 的输出 V_{C2} 始终为高电平。如果 v_{i1} 充电到 V_{R1} 时 V_{C2} 的高电平仍然未变，则虽然 v_{C1} 变成了高电平，但由于锁存器是由或非门组成的， Q' 端的低电平和输出 v_o 的高电平将维持不变。一直要到 v_i 回到高电平以后， V_{C2} 变成了低电平， Q' 端才回到高电平， v_o 回到低电平。

由此可见，当触发脉冲的低电平持续时间大于电路的暂稳态维持时间以后，输出脉冲宽度将等于触发脉冲的低电平持续时间，而不再取决于电路本身的参数，电路已不能正常工作。因此，在触发脉冲低电平持续时间大于单稳态电路的暂稳态持续时间时，输入端一定要加 $R_d C_d$ 微分电路。



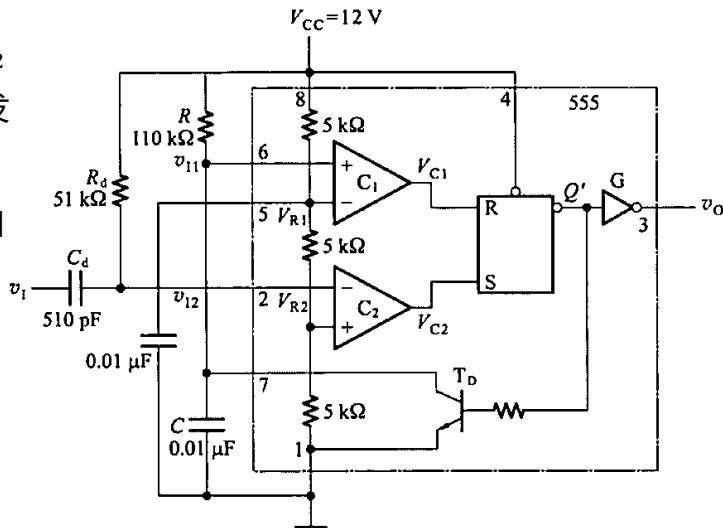
脉冲电路

四、555定时器应用电路的分析计算

解：(3)如果 v_i 的脉冲幅度只有5V，电路能否正常工作？

在图中电路中，如果加到 v_i 端的触发脉冲幅度为5V，那么当触发脉冲的下降沿到达时， v_{I2} 的电位将在原来的 V_{CC} 基础上向下跳变5V，达到 $(12 - 5)V = 7V$ 。而 $V_{R2} = \frac{1}{3}V_{CC} = 4V$ ，所以 v_{I2} 下跳至7V时仍高于 V_{R2} ，比较器 C_2 不会输出高电平信号，锁存器不会翻转，电路状态不会发生转换。

可见，触发信号到达时必须能使 v_{I2} 降至 V_{R2} 以下，电路才会被触发。在触发脉冲幅度不够大的情况下，可以采用电阻分压的方法降低 v_{I2} 的静态电位。例如可以在 v_{I2} 与接地端之间接入与 R_d 相同大小的电阻，使 v_{I2} 的静态电位降至 $\frac{1}{2}V_{CC} = 6V$ ，这时用幅度为5V的触发脉冲就能触发这个单稳态电路了。

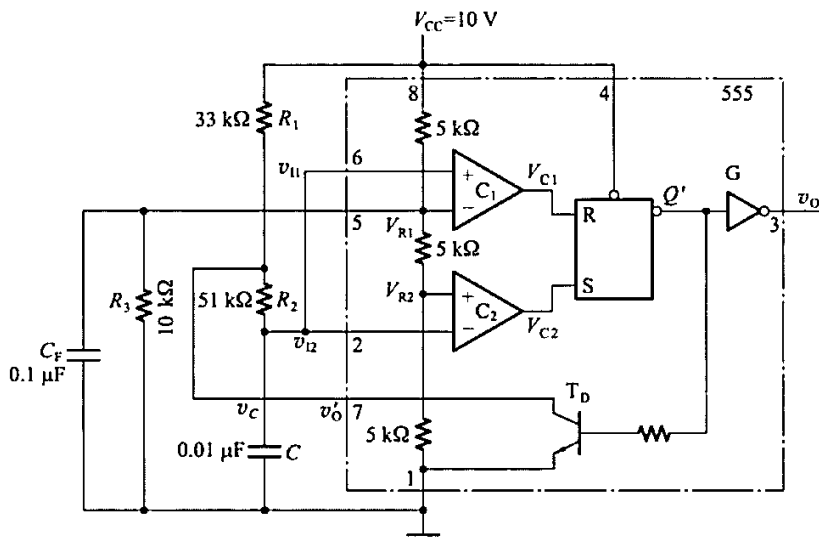


脉冲电路

四、555定时器应用电路的分析计算

【例】图中是用555定时器接成的多谐振荡电路，电路参数如图中所示。要求

- (1) 计算电路的振荡频率。
- (2) 说明电容 C_F 的作用。
- (3) 说明如果去掉电阻 R_1 并将电阻 R_2 的上端接至555定时器的 v_O 端，电路能否工作。



脉冲电路

四、555定时器应用电路的分析计算

解：(1) 计算电路的振荡频率。

由图可知， v_{I1} 和 v_{I2} 相连作为输入即构成了施密特触发电路，再由输出端 v_O' 经 R_2 和 C 反馈到输入端，就得到了多谐振荡电路。电容 C 上的电压 v_C 在 V_{T+} 与 V_{T-} 之间往复地充、放电， v_O 便在高、低电平之间往复跳变，如左图所示。电容 C 的充、放电回路如右图所示。

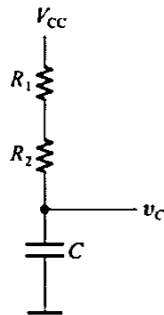
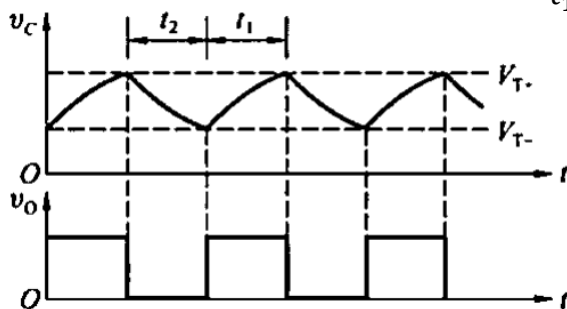
$$t_1 = (R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - V_{T-}}{V_{CC} - V_{T+}} = 0.34\text{ms}$$

放电时间

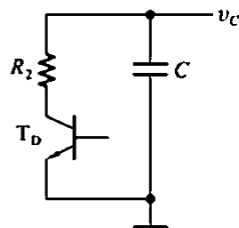
$$t_2 = (R_2 + r_T)C \ln \frac{0 - V_{T+}}{0 - V_{T-}} = 0.35\text{ms}$$

振荡频率

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = 1.45\text{kHz}$$



(a) 充电回路



(b) 放电回路

脉冲电路

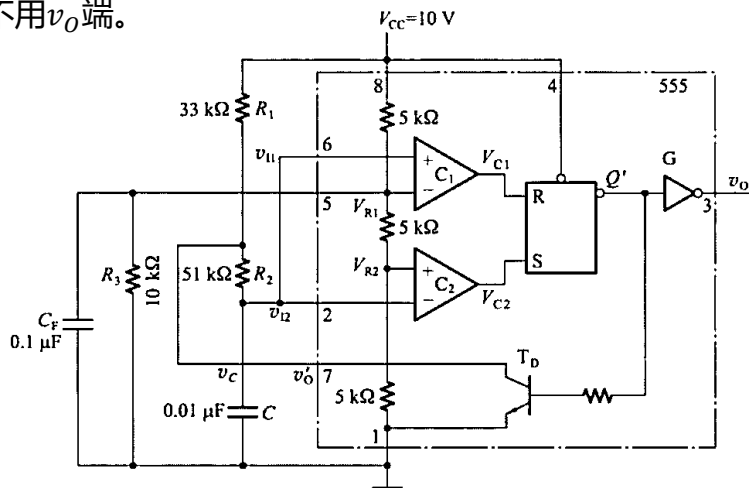
四、555定时器应用电路的分析计算

解：(2) 说明电容 C_F 的作用。

C_F 的作用在于稳定 V_{CO} 的电压。因为 V_{CO} 如果发生波动会直接影响 V_{T+} 和 V_{T-} ，进而影响频率的稳定。由于电容两端的电压不会发生突变，所以对瞬态干扰有滤除作用。

(3) 说明如果去掉电阻 R_1 并将电阻 R_2 的上端接至555定时器的 v_O 端，电路能否工作。

由图中可以看出， v_O' 与 v_O 的高、低电平相位是完全相同的。根据施密特触发电路经RC电路反馈到输入端形成多谐振荡电路的原理，无论从 v_O' 反馈到输入端还是从 v_O 反馈到输入端，都可以形成振荡电路。从减轻 v_O 端的负载和改善 v_O 波形考虑，一般都是以 v_O' 为反馈引回端，而不用 v_O 端。



习题讲解

门电路&脉冲电路
习题类型与解题方法

王彤
wangt_@zju.edu.cn