

高电平或低电平,而只能处于高、低电平之间,所以处于放大状态。

假定由于某种原因 v_{i1} 产生了微小的正跳变,则经过 G_1 的传输延迟时间 t_{pd} 之后 v_{i2} 产生一个幅度更大的负跳变,再经过 G_2 的传输延迟时间 t_{pd} 使 v_{i3} 得到更大的正跳变。然后又经过 G_3 的传输延迟时间 t_{pd} 在输出端 v_o 产生一个更大的负跳变,并反馈到 G_1 的输入端。因此,经过 $3t_{pd}$ 的时间以后, v_{i1} 又自动跳变为低电平。可以推想,再经过 $3t_{pd}$ 以后 v_{i1} 又将跳变为高电平。如此周而复始,就产生了自激振荡。

图 10.4.11 是根据以上分析得到的图 10.4.10 电路的工作波形图。由图可见,振荡周期为 $T = 6t_{pd}$ 。

基于上述原理可知,将任何大于、等于 3 的奇数个反相器首尾相连地接成环形电路,都能产生自激振荡,而且振荡周期为

$$T = 2nt_{pd} \quad (10.4.11)$$

其中 n 为串联反相器的个数。

用这种方法构成的振荡器虽然很简单,但不实用。因为门电路的传输延迟时间极短,TTL 电路只有几十纳秒,CMOS 电路也不过一二百纳秒,所以想获得稍低一些的振荡频率是很困难的,而且频率不易调节。为了克服上述缺点,可以在图 10.4.11 电路的基础上附加 RC 延迟环节,组成带 RC 延迟电路的环形振荡器,如图 10.4.12(a)所示。然而由于 RC 电路每次充、放电的持续时间很短,还不能有效地增加信号从 G_2 的输出端到 G_3 输入端的传输延迟时间,所以图 10.4.12(a)不是一个实用电路。

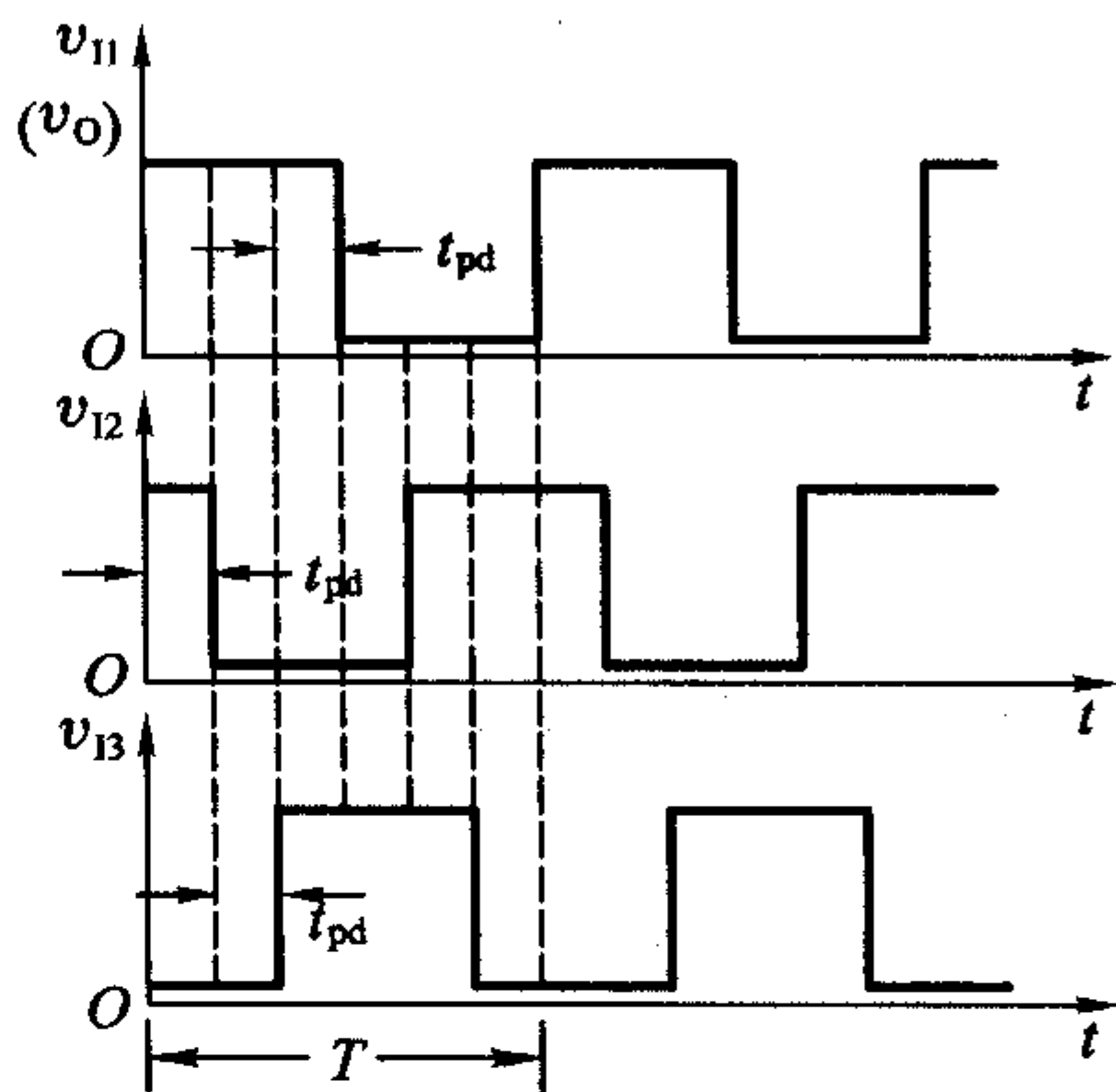


图 10.4.11 图 10.4.10 电路的工作波形图

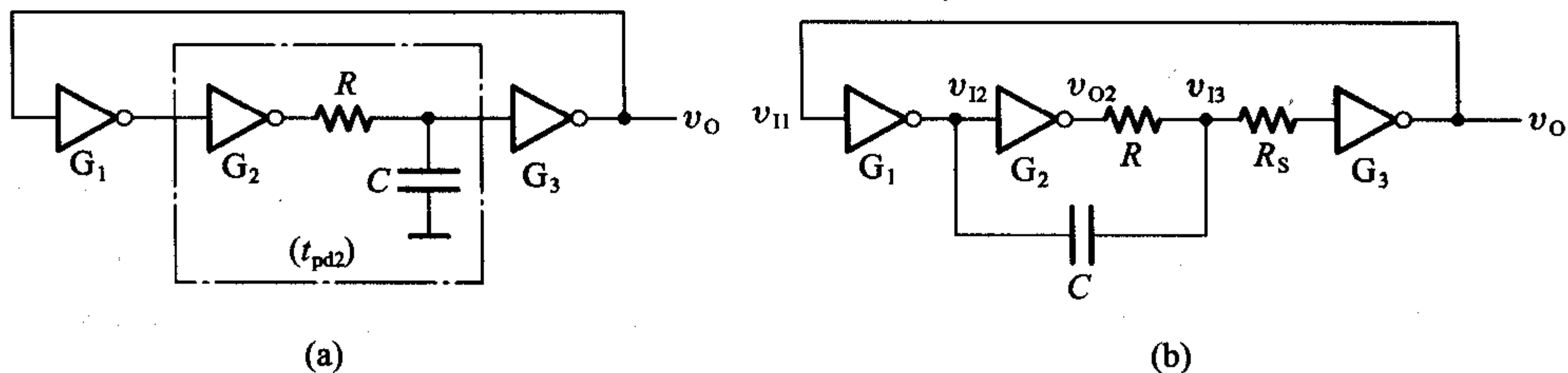


图 10.4.12 带 RC 延迟电路的环形振荡器
(a) 原理性电路 (b) 实用的改进电路

为了进一步加大 RC 电路的充、放电时间,在实用的环形振荡器电路中将电容 C 的接地端改接到 G_1 的输出端上,如图 10.4.12(b)所示。例如当 v_{i2} 处发生

负跳变时,经过电容 C 使 v_{i3} 首先跳变到一个负电平,然后再从这个负电平开始对电容 C 充电,这就加长了 v_{i3} 从开始充电到上升为 V_{TH} 的时间,等于加大了 v_{i2} 到 v_{i3} 的传输延迟时间。

通常 RC 电路产生的延迟时间远远大于门电路本身的传输延迟时间,所以在计算振荡周期时可以只考虑 RC 电路的作用而将门电路固有的传输延迟时间忽略不计。

另外,为防止 v_{i3} 发生负突跳时流过反相器 G_3 输入端钳位二极管的电流过大,还在 G_3 输入端串接了保护电阻 R_s 。电路中各点的电压波形如图 10.4.13 所示。

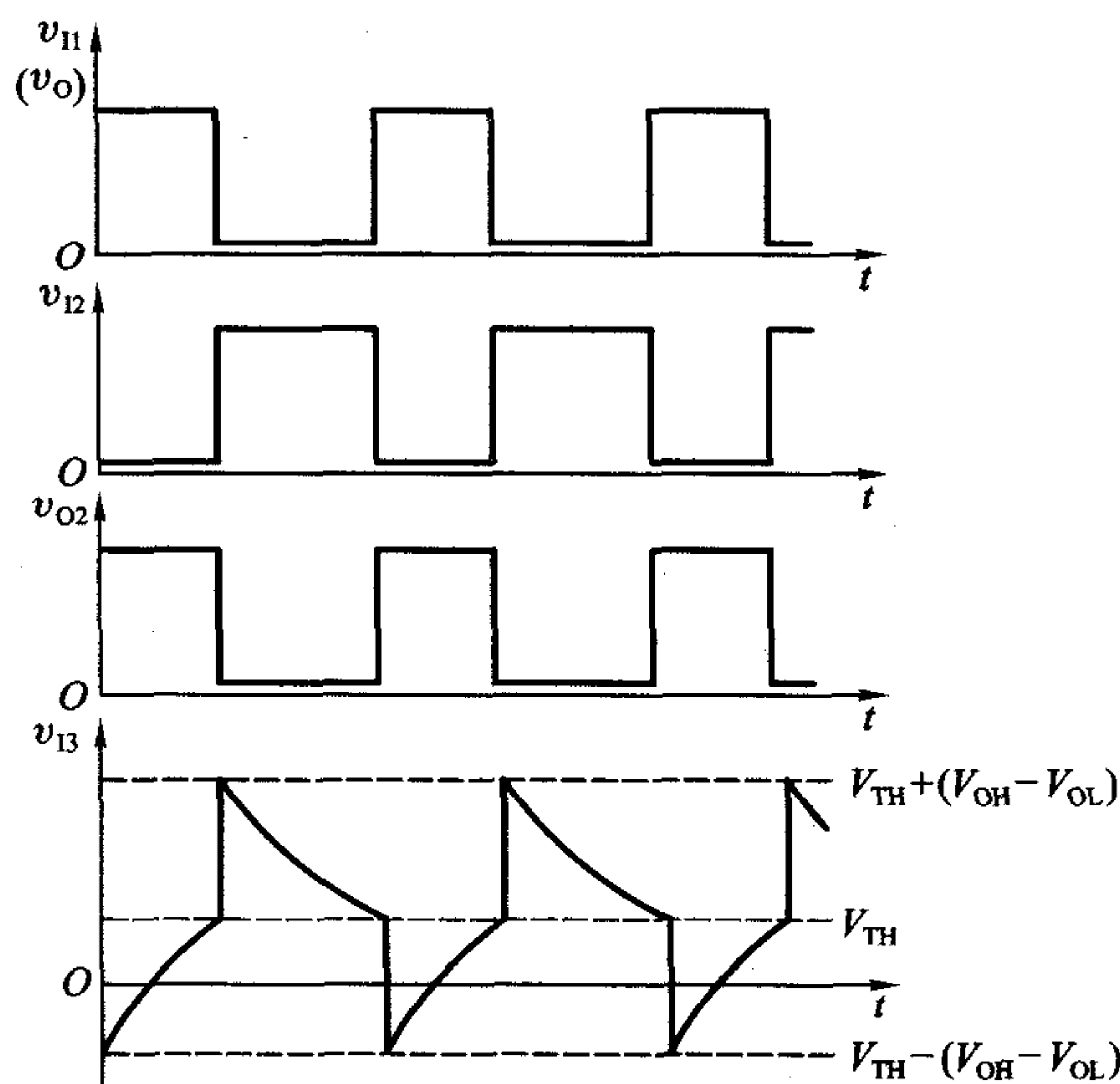
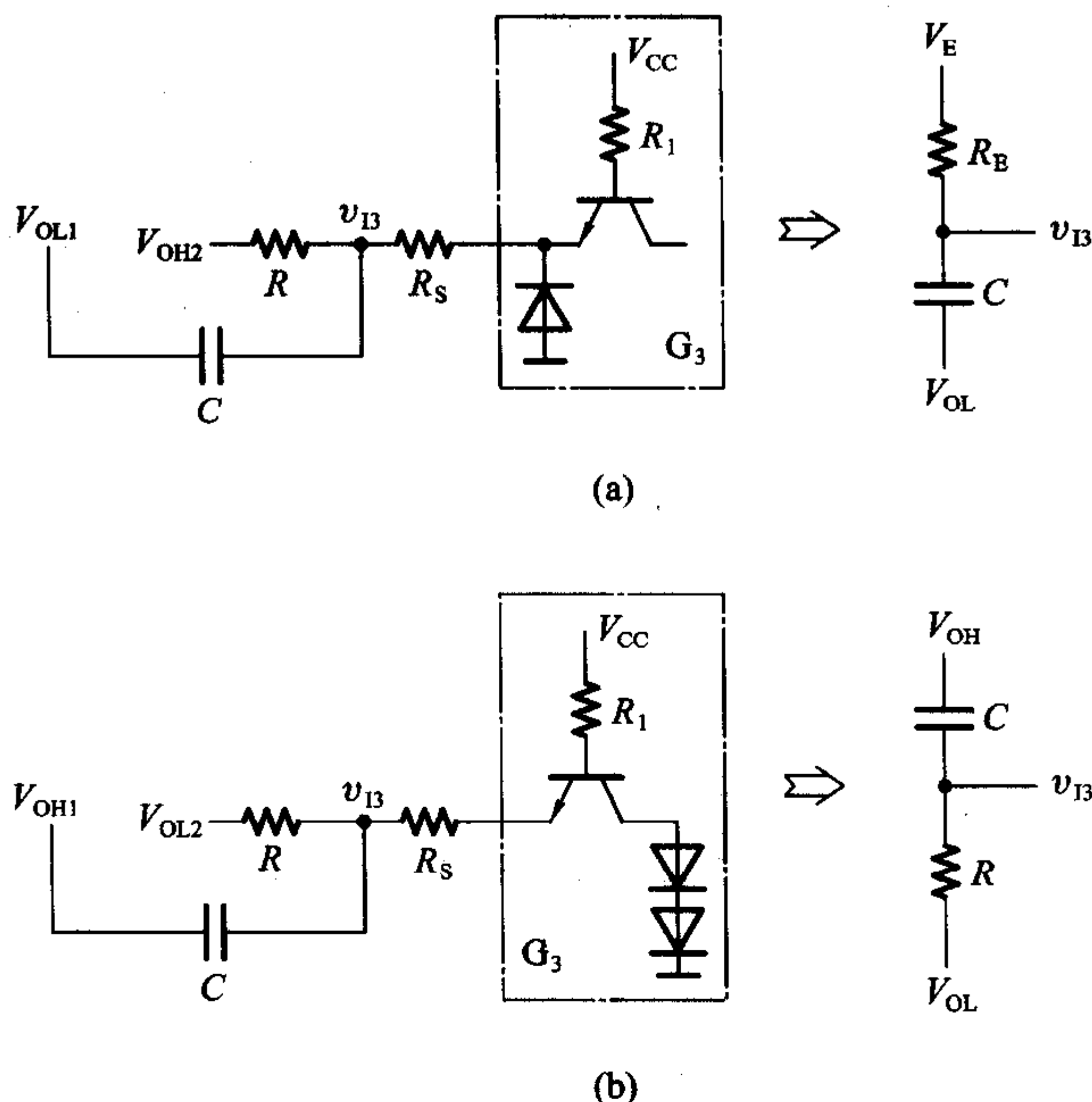


图 10.4.13 图 10.4.12(b) 电路的工作波形

图 10.4.14 中画出了电容 C 充、放电的等效电路。图中忽略了反相器的输出电阻。利用式(10.3.1)和式(10.4.8)求得电容 C 的充电时间 T_1 和放电时间 T_2 各为

$$T_1 = R_E C \ln \frac{V_E - [V_{TH} - (V_{OH} - V_{OL})]}{V_E - V_{TH}} \quad (10.4.12)$$

$$\begin{aligned} T_2 &= RC \ln \frac{V_{TH} + (V_{OH} - V_{OL}) - V_{OL}}{V_{TH} - V_{OL}} \\ &= RC \ln \frac{V_{OH} + V_{TH} - 2V_{OL}}{V_{TH} - V_{OL}} \end{aligned} \quad (10.4.13)$$

图 10.4.14 图 10.4.12(b) 电路中电容 C 的充、放电等效电路

(a) 充电时的等效电路 (b) 放电时的等效电路

其中

$$V_E = V_{OH} + (V_{CC} - V_{BE} - V_{OH}) \frac{R}{R_1 + R_1 + R_S} \quad (10.4.14)$$

$$R_E = \frac{R(R_1 + R_S)}{R + R_1 + R_S} \quad (10.4.15)$$

若 $R_1 + R_S \gg R$, $V_{OL} \approx 0$, 则 $V_E \approx V_{OH}$, $R_E \approx R$, 这时式 (10.4.12) 和式 (10.4.13) 可简化为

$$T_1 \approx RC \ln \frac{2V_{OH} - V_{TH}}{V_{OH} - V_{TH}} \quad (10.4.16)$$

$$T_2 \approx RC \ln \frac{V_{OH} + V_{TH}}{V_{TH}} \quad (10.4.17)$$

故图 10.4.12(b) 电路的振荡周期近似等于

$$T = T_1 + T_2 \approx RC \ln \left(\frac{2V_{OH} - V_{TH}}{V_{OH} - V_{TH}} \cdot \frac{V_{OH} + V_{TH}}{V_{TH}} \right) \quad (10.4.18)$$

假定 $V_{OH} = 3 \text{ V}$ 、 $V_{TH} = 1.4 \text{ V}$, 代入上式后得到

$$T \approx 2.2 RC \quad (10.4.19)$$

式 (10.4.19) 可用于近似估算振荡周期。但使用时应注意它的假定条件是否满足, 否则计算结果会有较大的误差。

10.4.4 用施密特触发器构成的多谐振荡器

前面已经讲过,施密特触发器最突出的特点是它的电压传输特性有一个滞回区。由此我们想到,倘若能使它的输入电压在 V_{T+} 与 V_{T-} 之间不停地往复变化,那么在输出端就可以得到矩形脉冲波了。

实现上述设想的方法很简单,只要将施密特触发器的反相输出端经 RC 积分电路接回输入端即可,如图 10.4.15 所示。

当接通电源以后,因为电容上的初始电压为零,所以输出为高电平,并开始经电阻 R 向电容 C 充电。当充到输入电压为 $v_i = V_{T+}$ 时,输出跳变为低电平,电容 C 又经过电阻 R 开始放电。

当放电至 $v_i = V_{T-}$ 时,输出电位又跳变成高电平,电容 C 重新开始充电。如此周而复始,电路便不停地振荡。 v_i 和 v_o 的电压波形如图 10.4.16 所示。

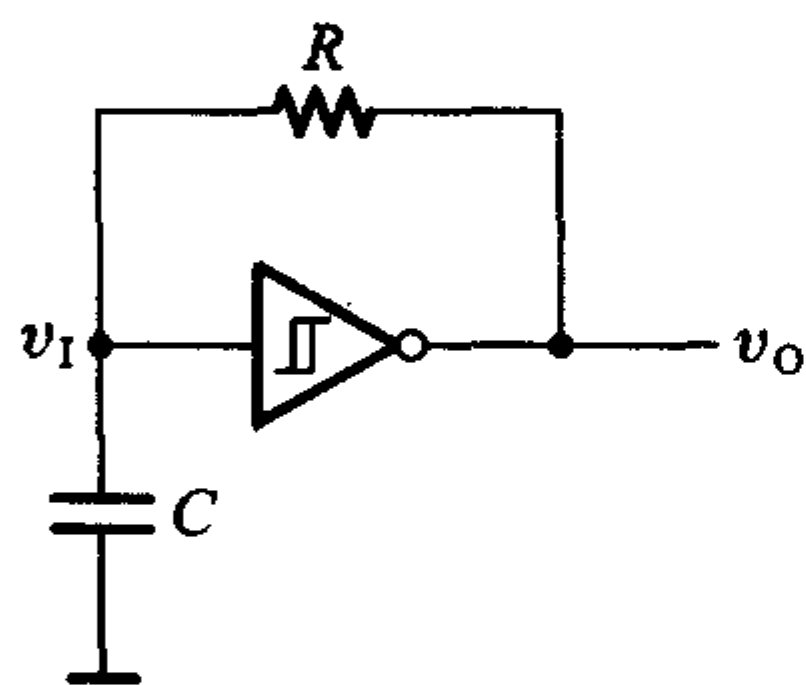


图 10.4.15 用施密特触发器构成的多谐振荡器

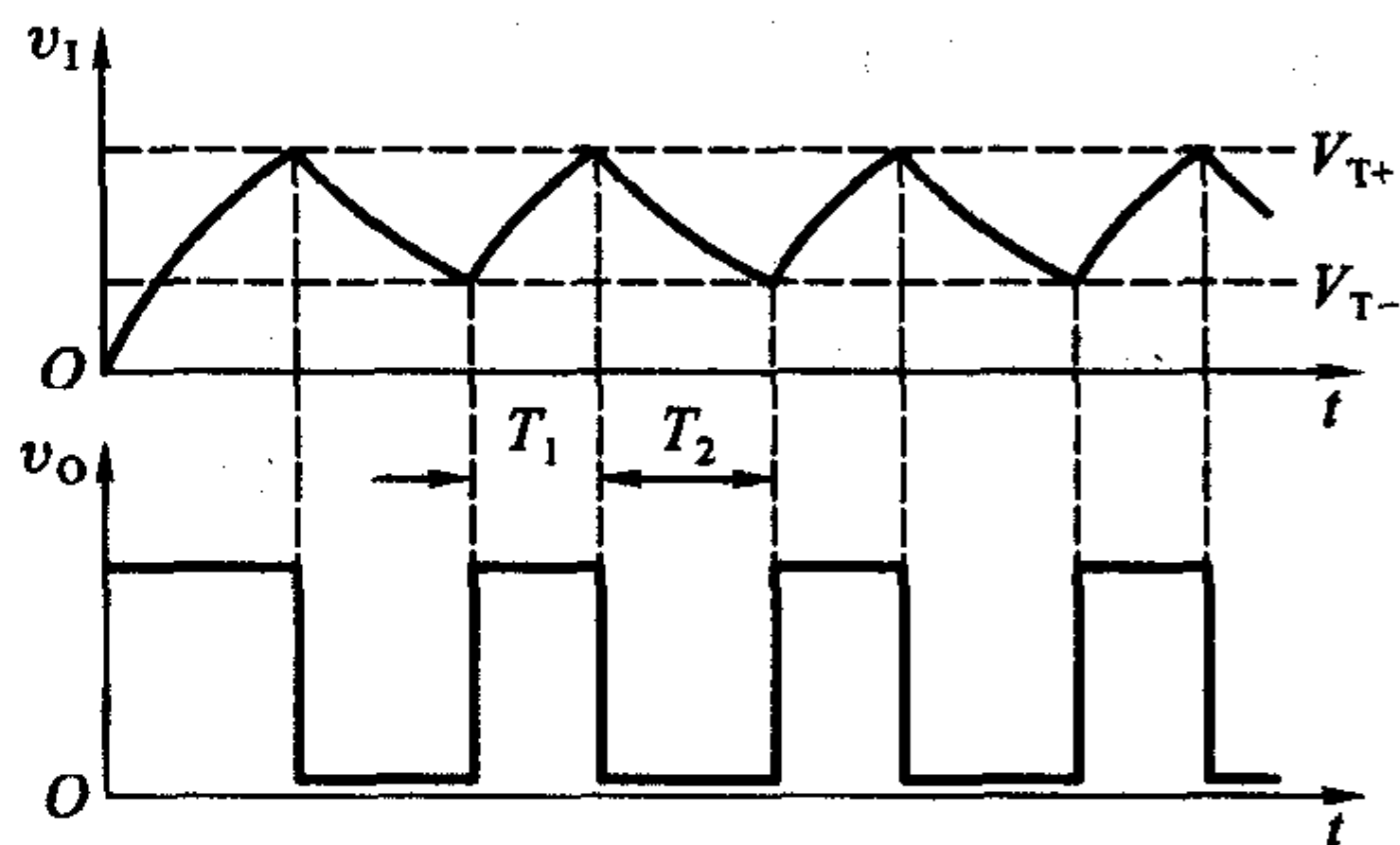


图 10.4.16 图 10.4.15 电路的电压波形图

若使用的是 CMOS 施密特触发器,而且 $V_{OH} \approx V_{DD}$, $V_{OL} \approx 0$,则依据图 10.4.16 的电压波形得到计算振荡周期的公式为

$$\begin{aligned}
 T = T_1 + T_2 &= RC \ln \frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} + RC \ln \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \\
 &= RC \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} \cdot \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \right)
 \end{aligned}
 \quad (10.4.20)$$

通过调节 R 和 C 的大小,即可改变振荡周期。此外,在这个电路的基础上稍加修改就能实现对输出脉冲占空比的调节,电路的接法如图 10.4.17 所示。在这个电路中,因为电容的充电和放电分别经过两个电阻 R_2 和 R_1 ,所以只要改变 R_2 和 R_1 的比值,就能改变占空比。

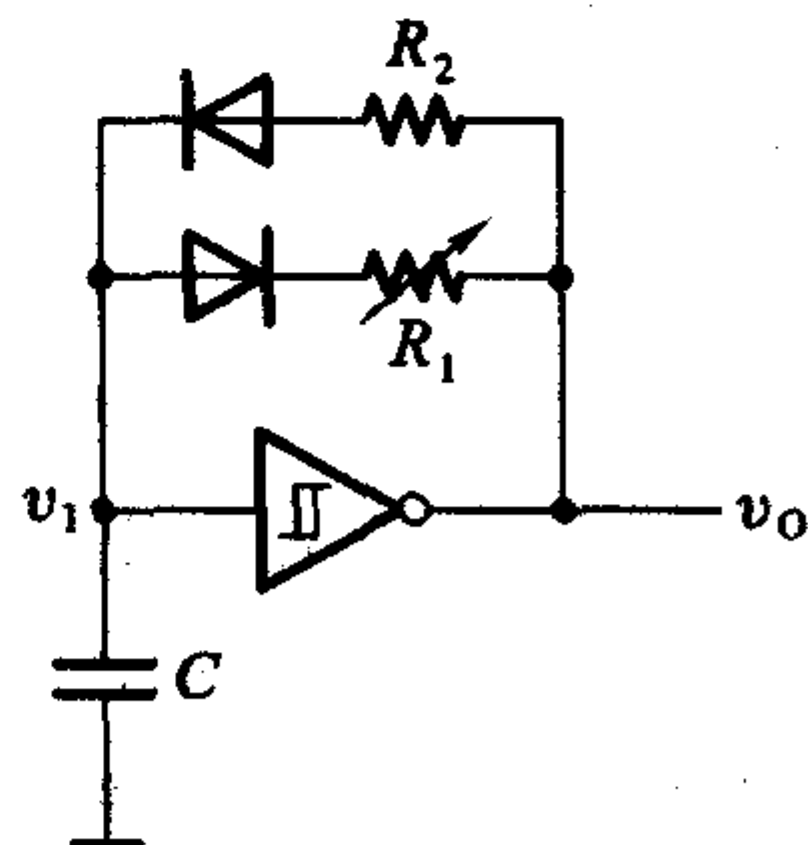


图 10.4.17 脉冲占空比可调的多谐振荡器

如果使用 TTL 施密特触发器构成多谐振荡器,在计算振荡周期时应考虑到施密特触发器输入电路对电容充、放电的影响,因此得到的计算公式要比式(10.4.20)稍微复杂一些。

【例 10.4.3】 已知图 10.4.15 电路中的施密特触发器为 CMOS 电路 CC40106, $V_{DD} = 10\text{ V}$, $R = 10\text{ k}\Omega$, $C = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, 试求该电路的振荡周期。

解: 由图 10.2.5(a)所示 CC40106 的电压传输特性上查到 $V_{T+} = 6.3\text{ V}$, $V_{T-} = 2.7\text{ V}$ 。将 V_{T+} 、 V_{T-} 及给定的 V_{DD} 、 R 、 C 数值代入式(10.4.20)后得到

$$\begin{aligned} T &= RC \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} \cdot \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \right) \\ &= \left[10^4 \times 10^{-8} \times \ln \left(\frac{7.3}{3.7} \times \frac{6.3}{2.7} \right) \right] \text{s} = 0.153\text{ ms} \end{aligned}$$

10.4.5 石英晶体多谐振荡器

在许多应用场合下都对多谐振荡器的振荡频率稳定性有严格的要求。例如,在将多谐振荡器作为数字钟的脉冲源使用时,它的频率稳定性直接影响着计时的准确性。在这种情况下,前面所讲的几种多谐振荡器电路难以满足要求,因为在这些多谐振荡器中振荡频率主要取决于门电路输入电压在充、放电过程中达到转换电平所需要的时间,所以频率稳定性不可能很高。

不难看到:第一,这些振荡器中门电路的转换电平 V_{TH} 本身就不够稳定,容易受电源电压和温度变化的影响;第二,这些电路的工作方式容易受干扰,造成电路状态转换时间的提前或滞后;第三,在电路状态临近转换时电容的充、放电已经比较缓慢,在这种情况下转换电平微小的变化或轻微的干扰都会严重影响振荡周期。因此,在对频率稳定性有较高要求时,必须采取稳频措施。

目前普遍采用的一种稳频方法是在多谐振荡器电路中接入石英晶体,组成石英晶体多谐振荡器。图 10.4.18 给出了石英晶体的符号和电抗的频率特性。将石英晶体与对称式多谐振荡器中的耦合电容串联起来,就组成了如图 10.4.19 所示的石英晶体多谐振荡器。

由石英晶体的电抗频率特性可知,当外加电压的频率为 f_0 时它的阻抗最小,所以把它接入多谐振荡器的正反馈环路中以后,频率为 f_0 的电压信号最容易通过它,并在电路中形成正反馈,而其他频率信号经过石英晶体时被衰减。因此,振荡器的工作频率也必然是 f_0 。

由此可见,石英晶体多谐振荡器的振荡频率取决于石英晶体的固有谐振频率 f_0 ,而与外接电阻、电容无关。石英晶体的谐振频率由石英晶体的结晶方向和外形尺寸所决定,具有极高的频率稳定性。它的频率稳定度 $(\Delta f_0/f_0)$ 可达 $10^{-10} \sim 10^{-11}$,

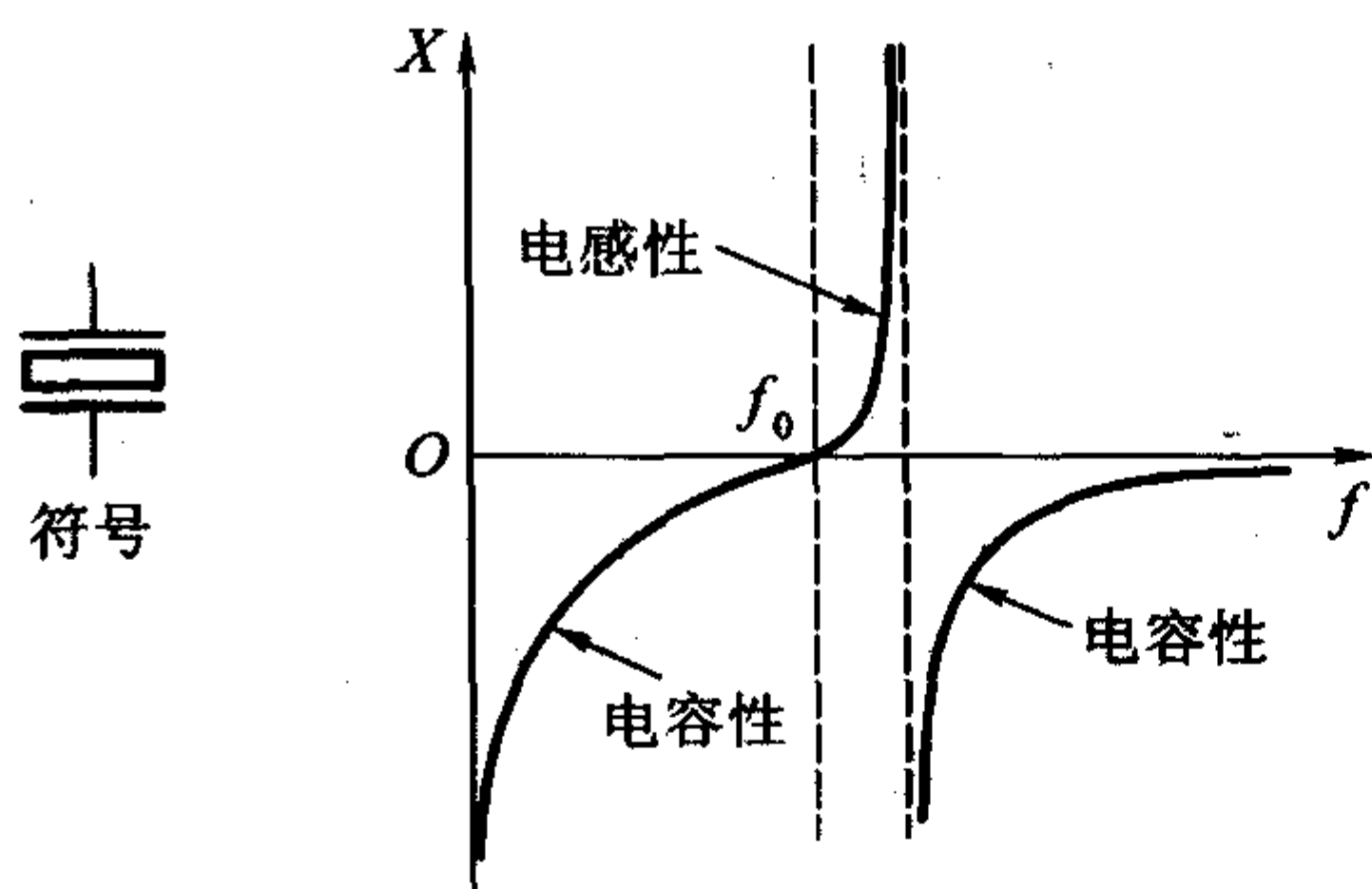


图 10.4.18 石英晶体的电抗频率特性和符号

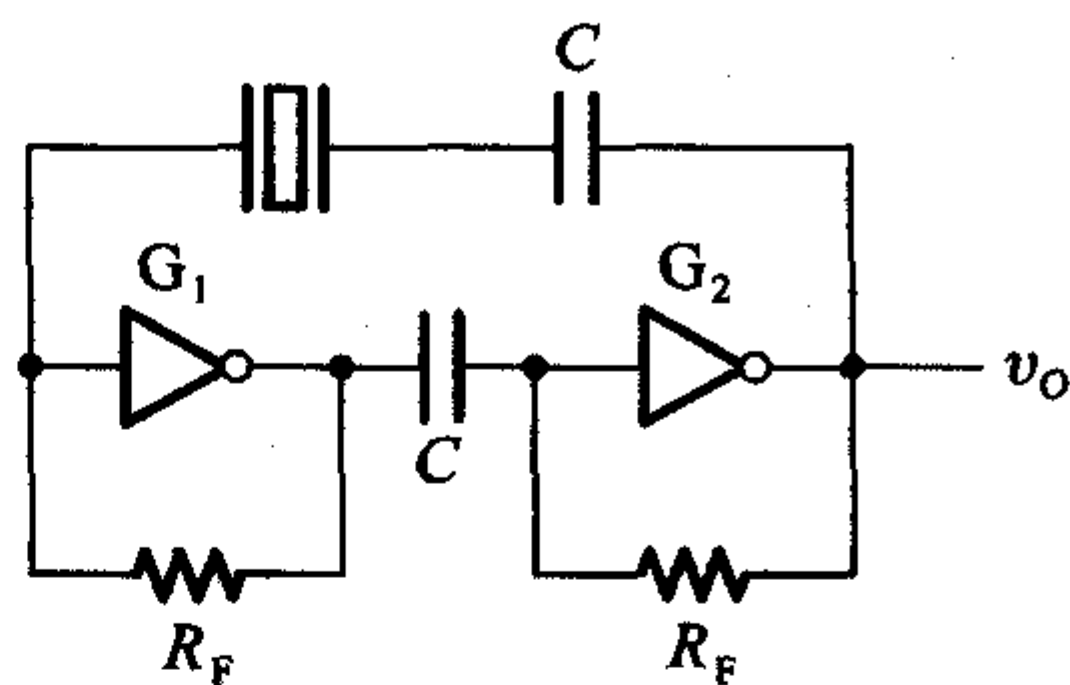


图 10.4.19 石英晶体多谐振荡器

足以满足大多数数字系统对频率稳定度的要求。具有各种谐振频率的石英晶体已被制成标准化和系列化的产品出售。

在图 10.4.19 所示电路中,若取 TTL 电路 7404 用作 G_1 和 G_2 两个反相器, $R_F = 1\text{ k}\Omega$, $C = 0.05\text{ }\mu\text{F}$, 则其工作频率可达几十兆赫。

在非对称式多谐振荡器电路中,也可以接入石英晶体构成石英晶体多谐振荡器,以达到稳定频率的目的。电路的振荡频率同样也等于石英晶体的谐振频率,与外接电阻和电容的参数无关。

复习思考题

R10.4.1 在什么条件下电路中的正反馈会使电路产生振荡? 在什么条件下电路中的负反馈会使电路产生振荡?

R10.4.2 这一节所介绍的振荡器电路当中哪几种是利用正反馈作用产生振荡的? 哪几种是利用延迟负反馈产生振荡的?

R10.4.3 为什么石英晶体能稳定振荡器的振荡频率?

R10.4.4 你能总结出画充、放电等效电路时处理 TTL 和 CMOS 门电路输入端等效电路的原则吗?

10.5 555 定时器及其应用

10.5.1 555 定时器的电路结构与功能

555 定时器是一种多用途的数字 - 模拟混合集成电路,利用它能极方便地

构成施密特触发器、单稳态触发器和多谐振荡器。由于使用灵活、方便,所以 555 定时器在波形的产生与变换、测量与控制、家用电器、电子玩具等许多领域中都得到了应用。

正因为如此,自从 Signetics 公司于 1972 年推出这种产品以后,国际上各主要的电子器件公司也都相继地生产了各自的 555 定时器产品。尽管产品型号繁多,但所有双极型产品型号最后的 3 位数码都是 555,所有 CMOS 产品型号最后的 4 位数码都是 7555。而且,它们的功能和外部引脚的排列完全相同。为了提高集成度,随后又生产了双定时器产品 556(双极型)和 7556(CMOS 型)。

图 10.5.1 是国产双极型定时器 CB555 的电路结构图。它由比较器 C_1 和 C_2 、SR 锁存器和集电极开路的放电三极管 T_D 三部分组成。

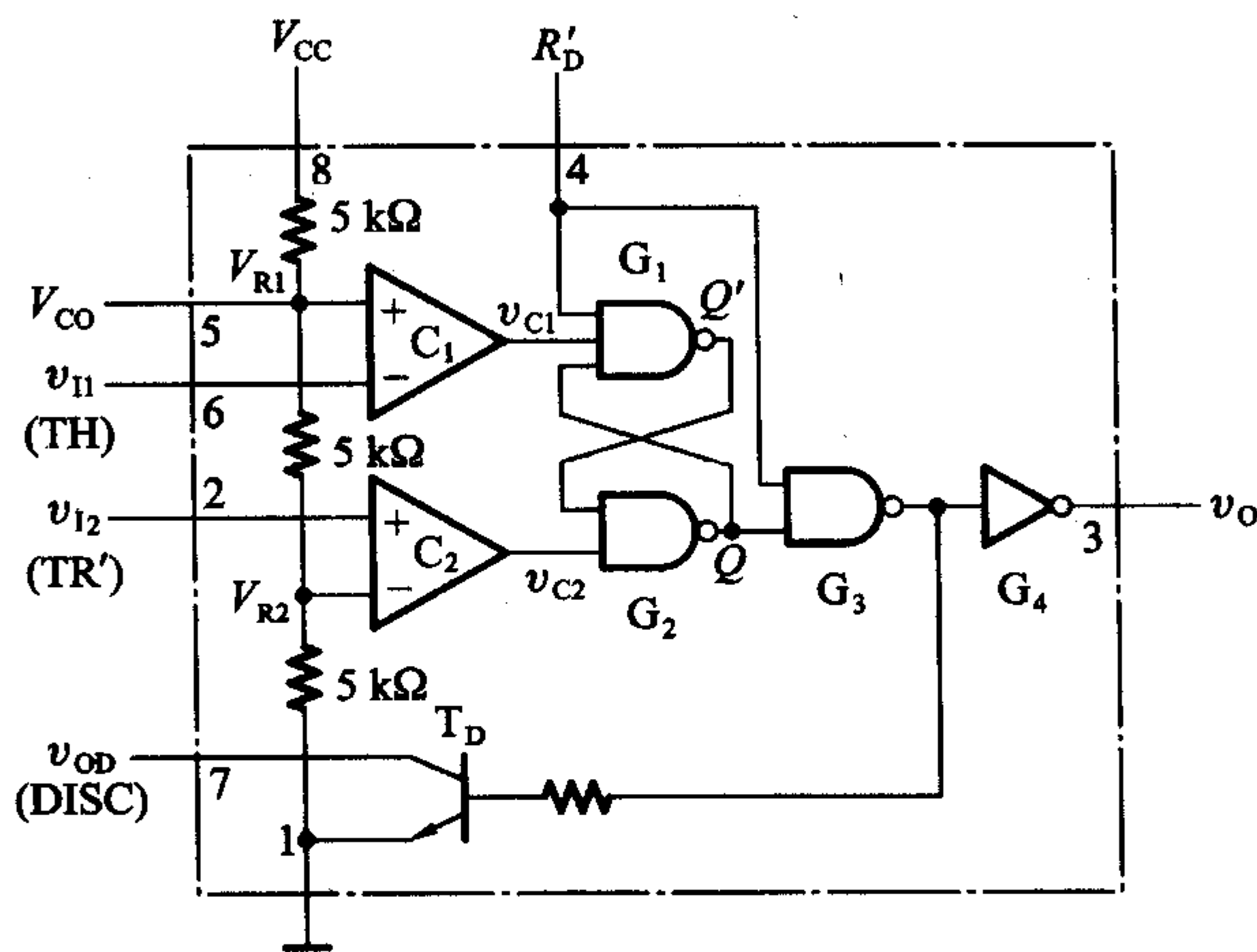


图 10.5.1 CB555 的电路结构图

v_{I1} 是比较器 C_1 的输入端(也称阈值端,用 TH 标注), v_{I2} 是比较器 C_2 的输入端(也称触发端,用 TR' 标注)。 C_1 和 C_2 的参考电压(电压比较的基准) V_{R1} 和 V_{R2} 由 V_{CC} 经三个 $5\text{ k}\Omega$ 电阻分压给出。在控制电压输入端 V_{CO} 悬空时, $V_{R1} = \frac{2}{3}V_{CC}$, $V_{R2} = \frac{1}{3}V_{CC}$ 。如果 V_{CO} 外接固定电压,则 $V_{R1} = V_{CO}$, $V_{R2} = \frac{1}{2}V_{CO}$ 。

R'_D 是置零输入端。只要在 R'_D 端加上低电平,输出端 v_O 便立即被置成低电平,不受其他输入端状态的影响。正常工作时必须使 R_D 处于高电平。图中的数码 1~8 为器件引脚的编号。

由图 10.5.1 可知,当 $v_{I1} > V_{R1}$ 、 $v_{I2} > V_{R2}$ 时,比较器 C_1 的输出 $v_{C1} = 0$ 、比较器 C_2 的输出 $v_{C2} = 1$,SR 锁存器被置 0, T_D 导通,同时 v_O 为低电平。

当 $v_{I1} < V_{R1}$ 、 $v_{I2} > V_{R2}$ 时, $v_{C1} = 1$ 、 $v_{C2} = 1$,锁存器的状态保持不变,因而 T_D 和

输出的状态也维持不变。

当 $v_{I1} < V_{R1}$ 、 $v_{I2} < V_{R2}$ 时, $v_{C1} = 1$ 、 $v_{C2} = 0$, 故锁存器被置 1, v_o 为高电平, 同时 T_D 截止。

当 $v_{I1} > V_{R1}$ 、 $v_{I2} < V_{R2}$ 时, $v_{C1} = 0$ 、 $v_{C2} = 0$, 锁存器处于 $Q = Q' = 1$ 的状态, v_o 处于高电平, 同时 T_D 截止。

这样我们就得到了表 10.5.1 所示的 CB555 的功能表。

表 10.5.1 CB555 的功能表

输 入			输 出	
R'_D	v_{I1}	v_{I2}	v_o	T_D 状态
0	$\times$	$\times$	低	导通
1	$> \frac{2}{3}V_{CC}$	$> \frac{1}{3}V_{CC}$	低	导通
1	$< \frac{2}{3}V_{CC}$	$> \frac{1}{3}V_{CC}$	不变	不变
1	$< \frac{2}{3}V_{CC}$	$< \frac{1}{3}V_{CC}$	高	截止
1	$> \frac{2}{3}V_{CC}$	$< \frac{1}{3}V_{CC}$	高	截止

为了提高电路的带负载能力, 还在输出端设置了缓冲器 G_4 。如果将 v_{OD} 端经过电阻接到电源上, 那么只要这个电阻的阻值足够大, v_o 为高电平时 v_{OD} 也一定为高电平, v_o 为低电平时 v_{OD} 也一定为低电平。555 定时器能在很宽的电源电压范围内工作, 并可承受较大的负载电流。双极型 555 定时器的电源电压范围为 5 ~ 16 V, 最大的负载电流达 200 mA。CMOS 型 7555 定时器的电源电压范围为 3 ~ 18 V, 但最大负载电流在 4 mA 以下。

可以设想, 如果使 v_{C1} 和 v_{C2} 的低电平信号发生在输入电压信号的不同电平, 那么输出与输入之间的关系将为施密特触发特性; 如果在 v_{I2} 加入一个低电平触发信号以后, 经过一定的时间能在 v_{C1} 输入端自动产生一个低电平信号, 就可以得到单稳态触发器; 如果能使 v_{C1} 和 v_{C2} 的低电平信号交替地反复出现, 就可以得到多谐振荡器。

下面将具体说明如何实现以上这些设想。

10.5.2 用 555 定时器接成的施密特触发器

将 555 定时器的 v_{I1} 和 v_{I2} 两个输入端连在一起作为信号输入端, 如图 10.5.2 所示, 即可得到施密特触发器。

由于比较器 C_1 和 C_2 的参考电压不同, 因而 SR 锁存器的置 0 信号 ($v_{C1} = 0$) 和置 1 信号 ($v_{C2} = 0$) 必然发生在输入信号 v_i 的不同电平。因此, 输出电压 v_o 由

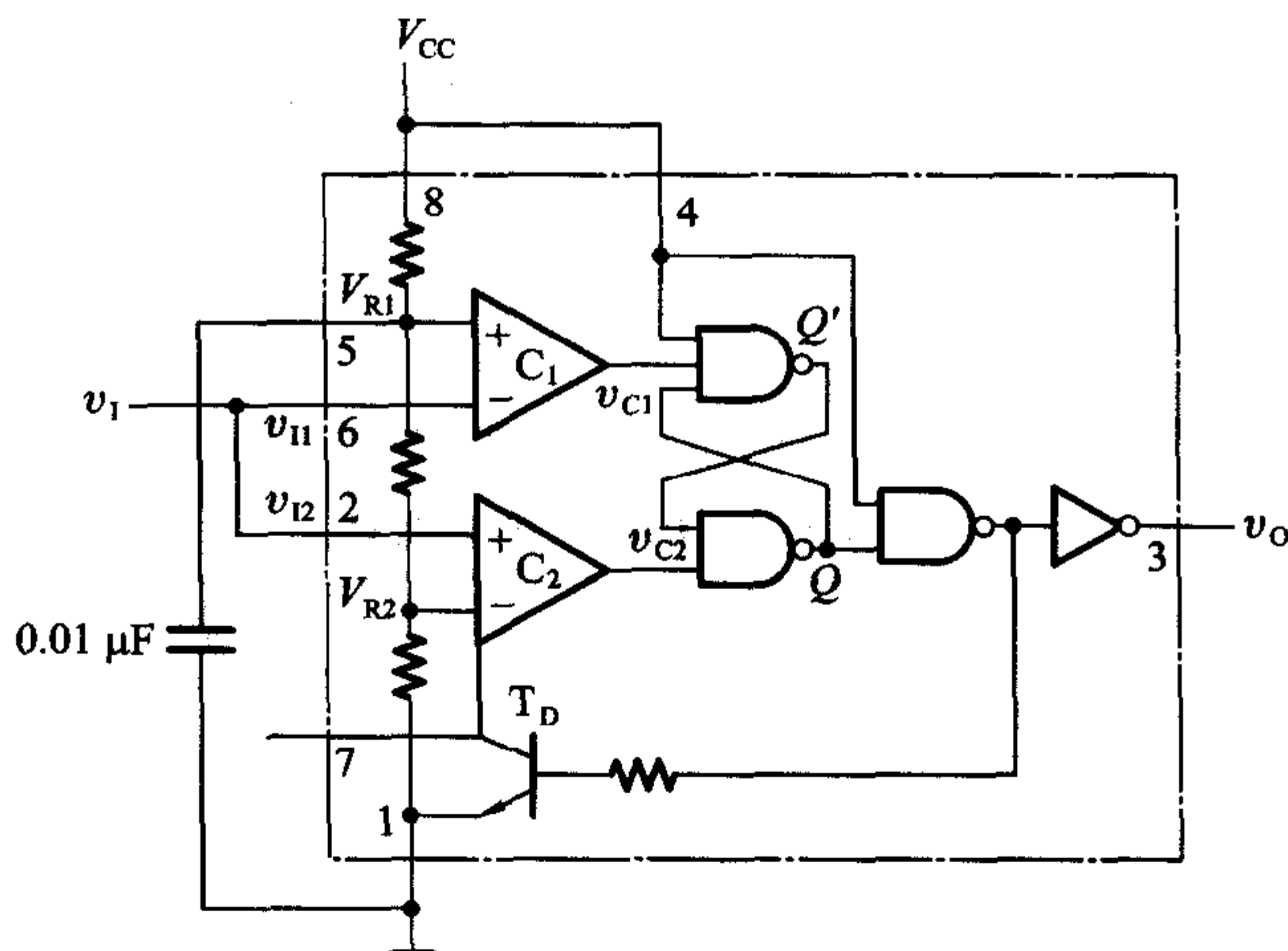


图 10.5.2 用 555 定时器接成的施密特触发器

高电平变为低电平和由低电平变为高电平所对应的 v_I 值也不相同,这样就形成了施密特触发特性。

为提高比较器参考电压 V_{R1} 和 V_{R2} 的稳定性,通常在 V_{C0} 端接有 $0.01 \mu\text{F}$ 左右的滤波电容。

首先我们来分析 v_I 从 0 逐渐升高的过程:

当 $v_I < \frac{1}{3}V_{CC}$ 时, $v_{C1} = 1$ 、 $v_{C2} = 0$, $Q = 1$, 故 $v_o = V_{OH}$;

当 $\frac{1}{3}V_{CC} < v_I < \frac{2}{3}V_{CC}$ 时, $v_{C1} = v_{C2} = 1$, 故 $v_o = V_{OH}$ 保持不变;

当 $v_I > \frac{2}{3}V_{CC}$ 以后, $v_{C1} = 0$ 、 $v_{C2} = 1$, $Q = 0$, 故

$v_o = V_{OL}$ 。因此, $V_{T+} = \frac{2}{3}V_{CC}$ 。

其次,再看 v_I 从高于 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 开始下降的过程:

当 $\frac{1}{3}V_{CC} < v_I < \frac{2}{3}V_{CC}$ 时, $v_{C1} = v_{C2} = 1$, 故 $v_o =$

V_{OL} 不变;

当 $v_I < \frac{1}{3}V_{CC}$ 以后, $v_{C1} = 1$ 、 $v_{C2} = 0$, $Q = 1$, 故

$v_o = V_{OH}$ 。因此, $V_{T-} = \frac{1}{3}V_{CC}$ 。

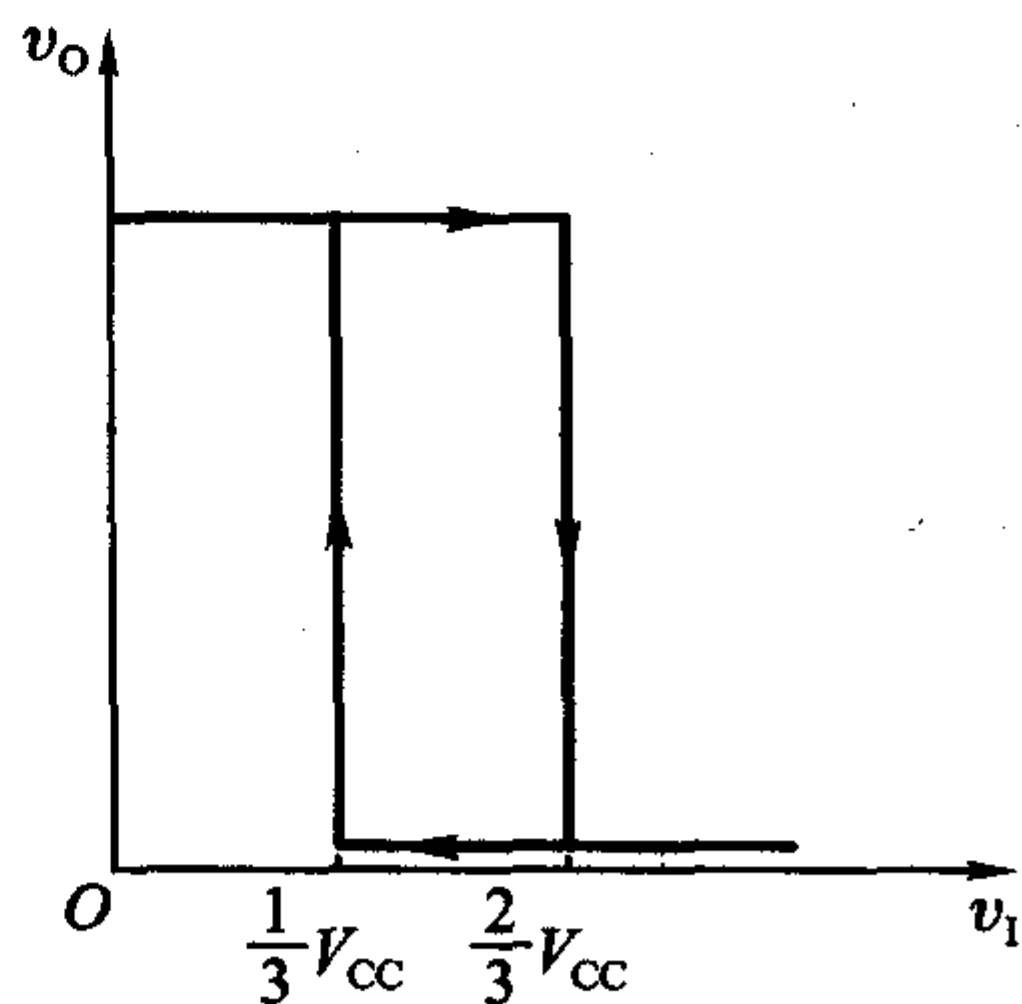


图 10.5.3 图 10.5.2 电路的电压传输特性

由此得到电路的回差电压为

$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = \frac{1}{3} V_{CC}$$

图 10.5.3 是图 10.5.2 电路的电压传输特性,它是一个典型的反相输出施密特触发特性。

如果参考电压由外接的电压 V_{CO} 供给,则不难看出这时 $V_{T+} = V_{CO}$, $V_{T-} = \frac{1}{2} V_{CO}$, $\Delta V_T = \frac{1}{2} V_{CO}$ 。通过改变 V_{CO} 值可以调节回差电压的大小。

10.5.3 用 555 定时器接成的单稳态触发器

若以 555 定时器的 v_{I2} 端作为触发信号的输入端,并将由 T_D 和 R 组成的反相器输出电压 v_{OD} 接至 v_{I1} 端,同时在 v_{I1} 对地接入电容 C ,就构成了如图 10.5.4 所示的单稳态触发器。

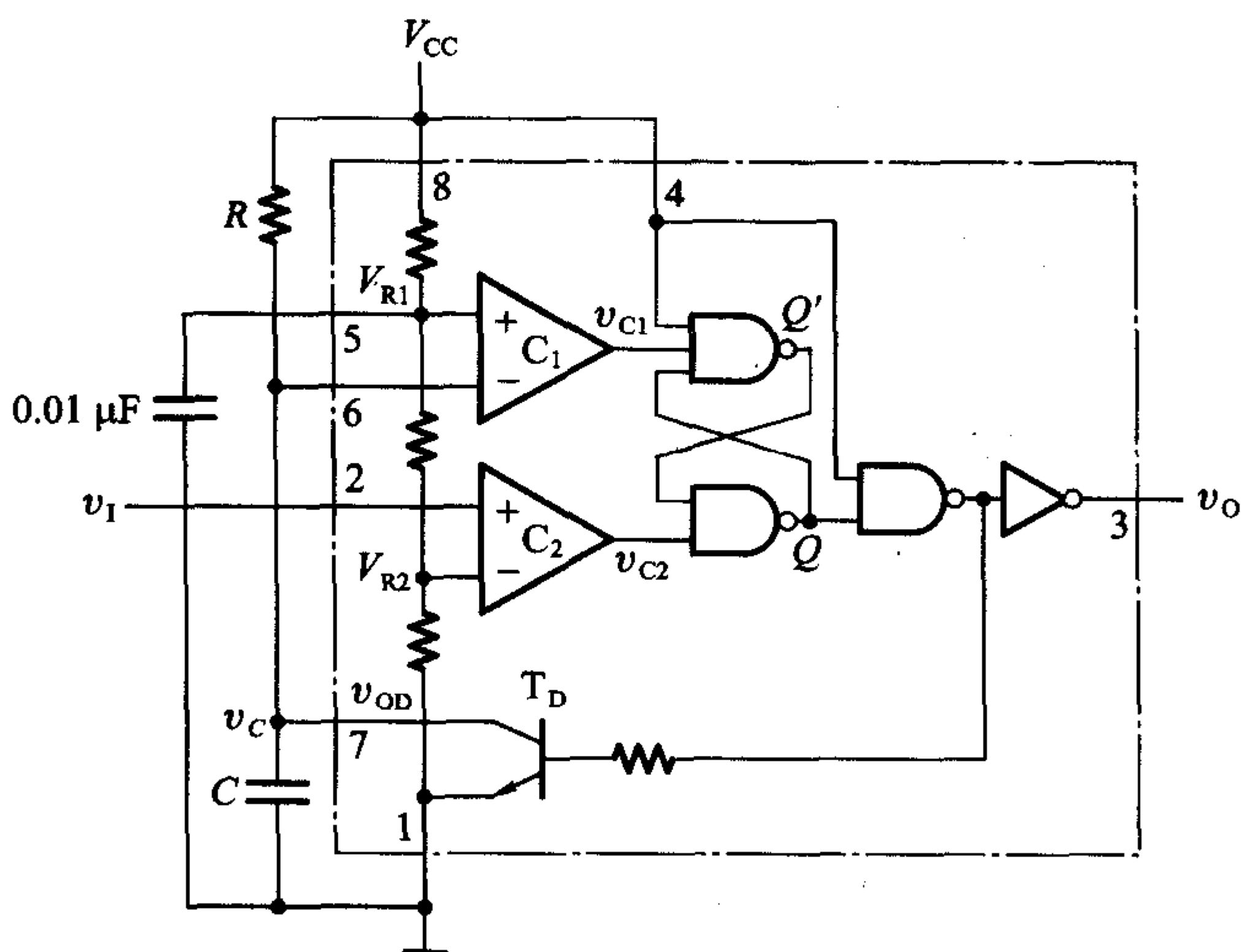


图 10.5.4 用 555 定时器接成的单稳态触发器

如果没有触发信号时 v_1 处于高电平,那么稳态时这个电路一定处于 $v_{C1} = v_{C2} = 1$ 、 $Q = 0$ 、 $v_O = 0$ 的状态。假定接通电源后锁存器停在 $Q = 0$ 的状态,则 T_D 导通 $v_C \approx 0$ 。故 $v_{C1} = v_{C2} = 1$ 、 $Q = 0$ 及 $v_O = 0$ 的状态将稳定地维持不变。

如果接通电源后锁存器停在 $Q = 1$ 的状态了,这时 T_D 一定截止, V_{CC} 便经 R 向 C 充电。当充到 $v_C = \frac{2}{3} V_{CC}$ 时, v_{C1} 变为 0,于是将锁存器置 0。同时, T_D 导通,电容 C 经 T_D 迅速放电,使 $v_C \approx 0$ 。此后由于 $v_{C1} = v_{C2} = 1$,锁存器保持 0 状态不