

内 容 提 要

在脉冲整形电路中,介绍了最常用的两类整形电路——施密特触发器和单稳态触发器电路。在脉冲振荡电路中,介绍了多谐振荡器电路的几种常见形式——对称式和非对称式多谐振荡器、环形振荡器以及用施密特触发器构成的多谐振荡器等。此外,还对几种不同类型的压控振荡器电路作了概要的介绍。在本章的最后,讨论了广为应用的 555 定时器和用它构成施密特触发器、单稳态触发器和多谐振荡器的方法。

6.1 概述

获取矩形脉冲波形的途径不外乎有两种：一种是利用各种形式的多谐振荡器电路直接产生所需要的矩形脉冲，另一种则是通过各种整形电路把已有的周期性变化波形变换为符合要求的矩形脉冲。当然，在采用整形的方法获取矩形脉冲时，是以能够找到频率和幅度都符合要求的一种已有电压信号为前提的。

在同步时序电路中,作为时钟信号的矩形脉冲控制和协调着整个系统的工作。因此,时钟脉冲的特性直接关系到系统能否正常地工作。为了定量描述矩形脉冲的特性,通常给出图 6.1.1 中所标注的几个主要参数。这些参数是:

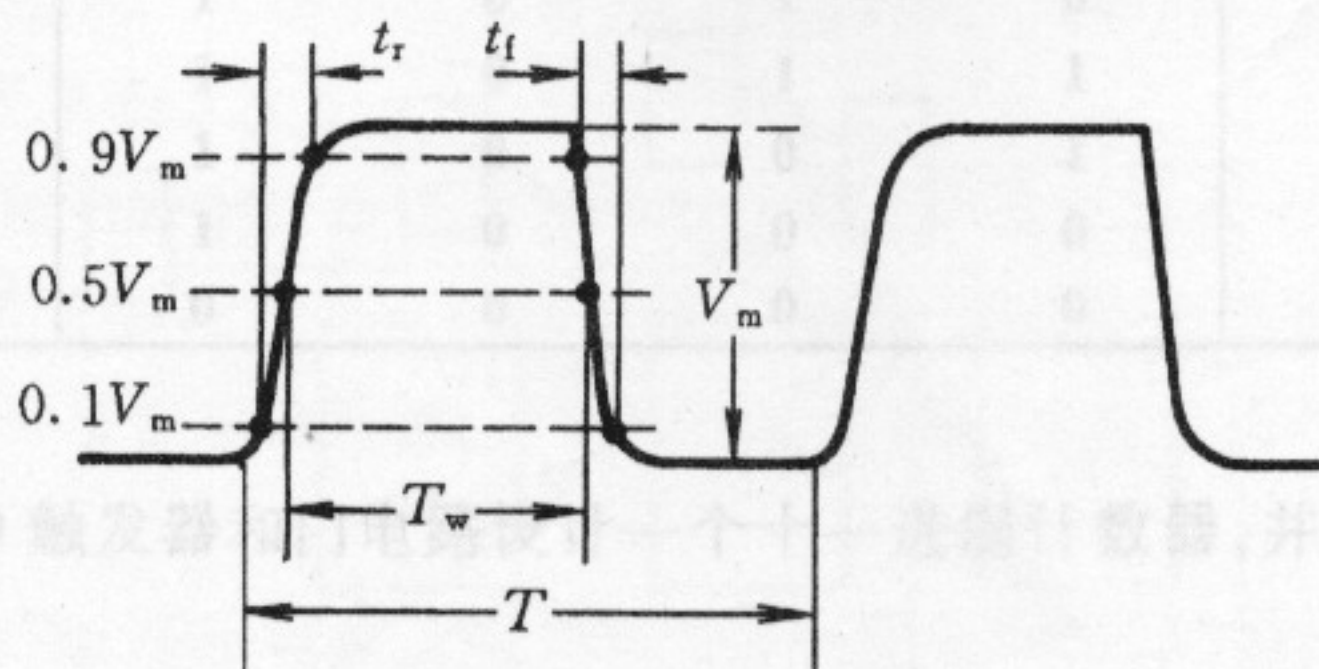


图 6.1.1 描述矩形脉冲特性的主要参数

脉冲周期 T ——周期性重复的脉冲序列中,两个相邻脉冲之间的时间间隔。

有时也使用频率 $f = \frac{1}{T}$ 表示单位时间内脉冲重复的次数。

脉冲幅度 V_m ——脉冲电压的最大变化幅度。

脉冲宽度 t_w ——从脉冲前沿到达 $0.5V_m$ 起,到脉冲后沿到达 $0.5V_m$ 为止的一段时间。

上升时间 t_r ——脉冲上升沿从 $0.1V_m$ 上升到 $0.9V_m$ 所需要的时间。

下降时间 t_f ——脉冲下降沿从 $0.9V_m$ 下降到 $0.1V_m$ 所需要的时间。

占空比 q ——脉冲宽度与脉冲周期的比值,亦即 $q = t_w/T$ 。

此外,在将脉冲整形或产生电路用于具体的数字系统时,有时还可能有一些特殊的要求,例如脉冲周期和幅度的稳定性等等。这时还需要增加一些相应的性能参数来说明。

6.2 施密特触发器

施密特触发器(Schmitt Trigger)是脉冲波形变换中经常使用的一种电路。它在性能上有两个重要的特点:

第一,输入信号从低电平上升的过程中,电路状态转换时对应的输入电平,与输入信号从高电平下降过程中对应的输入转换电平不同。

第二,在电路状态转换时,通过电路内部的正反馈过程使输出电压波形的边沿变得很陡。

利用这两个特点不仅能将边沿变化缓慢的信号波形整形为边沿陡峭的矩形波,而且可以将叠加在矩形脉冲高、低电平上的噪声有效地清除。

6.2.1 用门电路组成的施密特触发器

将两级反相器串接起来,同时通过分压电阻把输出端的电压反馈到输入端,就构成了图 6.2.1(a)所示的施密特触发器电路。

假定反相器 G_1 和 G_2 是 CMOS 电路,它们的阈值电压为 $V_{TH} \approx \frac{1}{2}V_{DD}$,且 $R_1 < R_2$ 。

当 $v_I = 0$ 时,因 G_1 、 G_2 接成了正反馈电路,所以 $v_O = V_{OL} \approx 0$ 。这时 G_1 的输入 $v'_I \approx 0$ 。

当 v_I 从 0 逐渐升高并达到 $v'_I = V_{TH}$ 时,由于 G_1 进入了电压传输特性的转折区(放大区),所以 v'_I 的增加将引发如下的正反馈过程

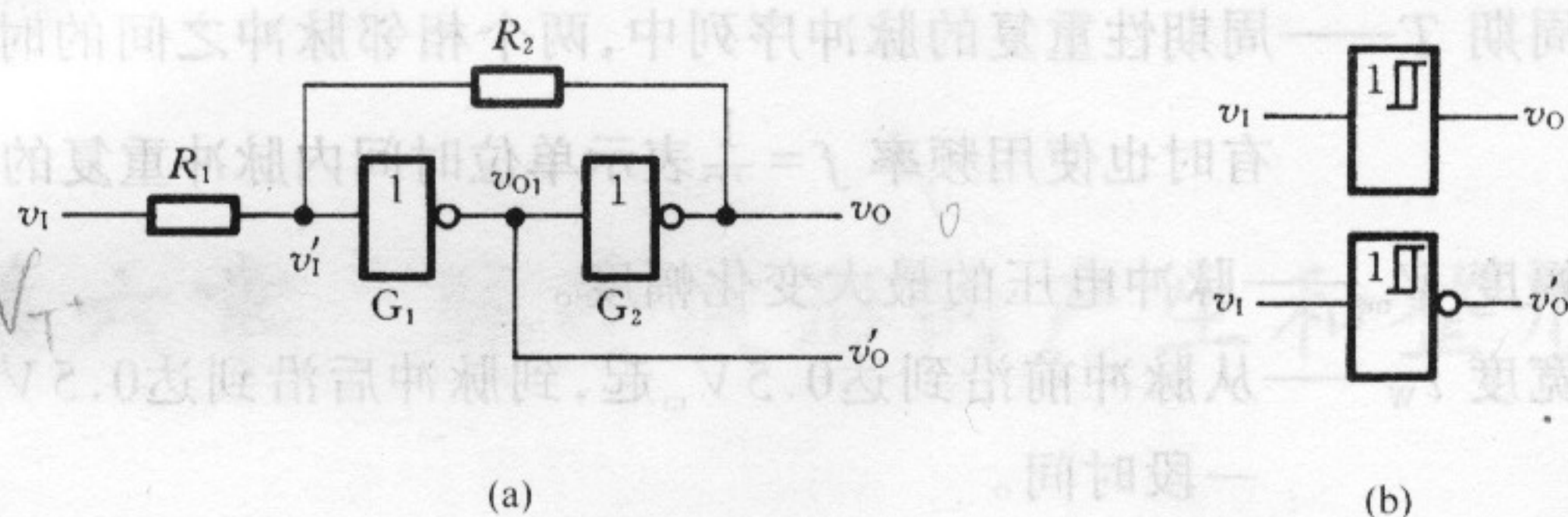
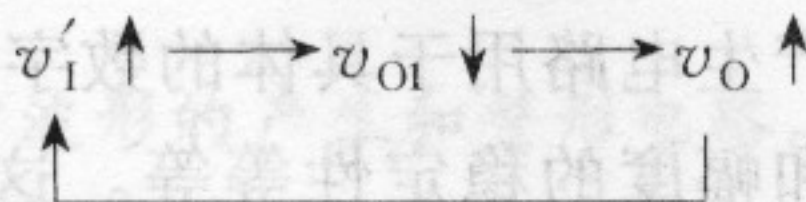


图 6.2.1 用 CMOS 反相器构成的施密特触发器

(a) 电路

(b) 图形符号



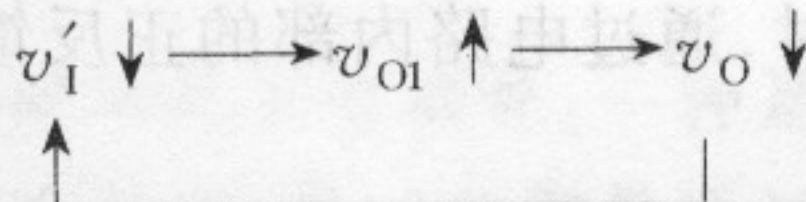
于是电路的状态迅速地转换为 $v_O = V_{OH} \approx V_{DD}$ 。由此便可以求出 v_I 上升过程中电路状态发生转换时对应的输入电平 V_{T+} 。因为这时有

$$v_I' = V_{TH} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{T+}$$

所以
$$V_{T+} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{TH} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{TH} \quad (6.2.1)$$

V_{T+} 称为正向阈值电压。

当 v_I 从高电平 V_{DD} 逐渐下降并达到 $v_I' = V_{TH}$ 时, v_I' 的下降会引发又一个正反馈过程



使电路的状态迅速转换为 $v_O = V_{OL} \approx 0$ 。由此又可以求出 v_I 下降过程中电路状态发生转换时对应的输入电平 V_{T-} 。由于这时有

$$v_I' = V_{TH} \approx V_{DD} - (V_{DD} - V_{T-}) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

所以
$$V_{T-} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{TH} - \frac{R_1}{R_2} V_{DD}$$

将 $V_{DD} = 2V_{TH}$ 代入上式后得到

$$V_{T-} = \left(1 - \frac{R_1}{R_2}\right) V_{TH} \quad (6.2.2)$$

V_{T-} 称为负向阈值电压。

我们将 V_{T+} 与 V_{T-} 之差定义为回差电压 ΔV_T , 即

$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} \quad (6.2.3)$$

根据式(6.2.1)和式(6.2.2)画出的电压传输特性如图 6.2.2(a)所示。因

为 v_O 和 v_I 的高、低电平是同相的,所以也把这种形式的电压传输特性叫做同相输出的施密特触发特性。

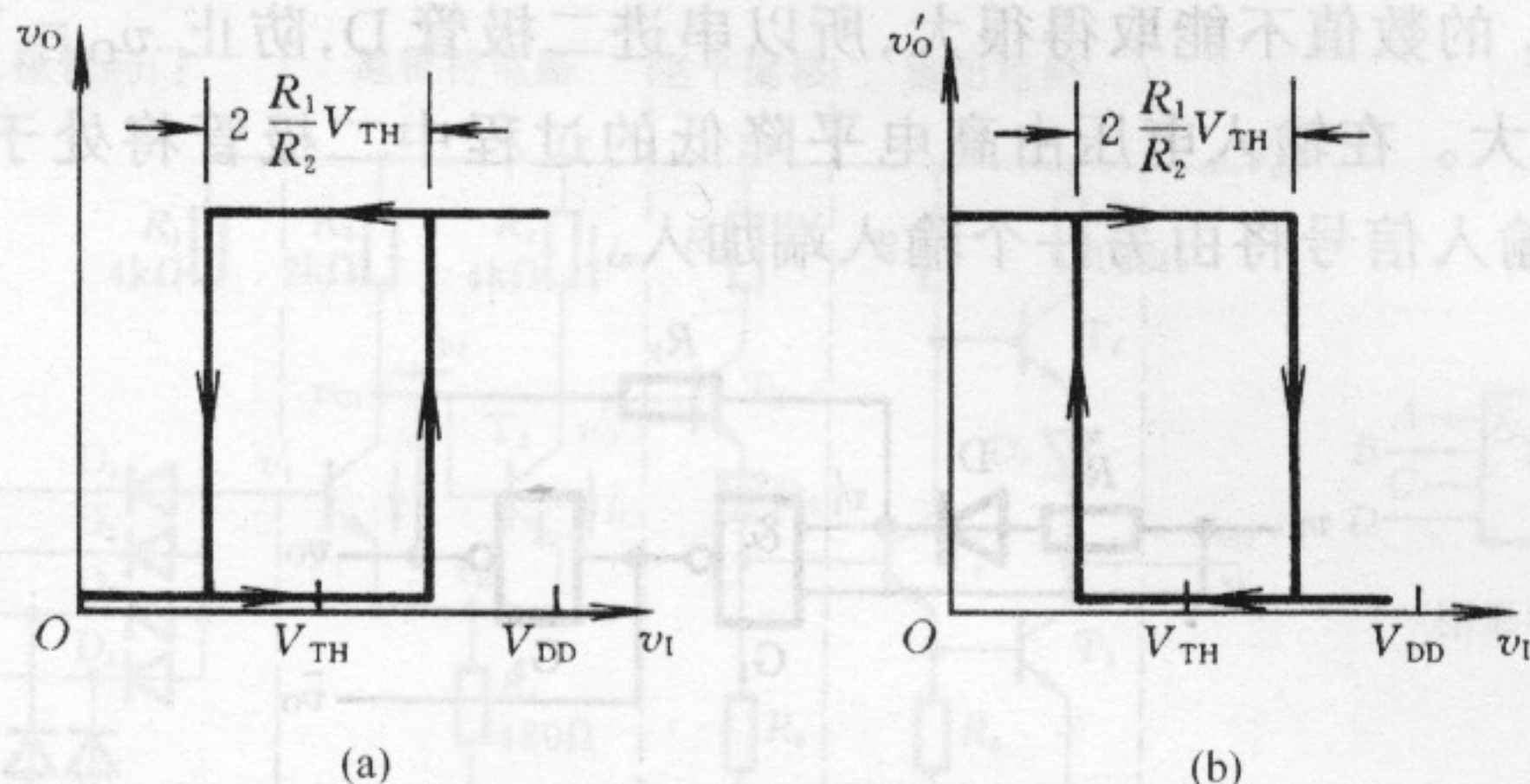


图 6.2.2 图 6.2.1 电路的电压传输特性

(a) 同相输出

(b) 反相输出

如果以图 6.2.1(a) 中的 v'_O 作为输出端,则得到的电压传输特性将如图 6.2.2(b) 所示。由于 v'_O 与 v_I 的高、低电平是反相的,所以把这种形式的电压传输特性叫做反相输出的施密特触发特性。

通过改变 R_1 和 R_2 的比值可以调节 V_{T+} 、 V_{T-} 和回差电压的大小。但 R_1 必须小于 R_2 , 否则电路将进入自锁状态,不能正常工作。

【例 6.2.1】 在图 6.2.1(a) 电路中,如果要求 $V_{T+} = 7.5\text{V}$, $\Delta V_T = 5\text{V}$, 试求 R_1 、 R_2 和 V_{DD} 值。

解: 由式(6.2.1)、(6.2.2)和(6.2.3)得到

$$\begin{cases} V_{T+} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{TH} = 7.5\text{V} \\ \Delta V_T = 2 \frac{R_1}{R_2} V_{TH} = 5\text{V} \end{cases}$$

从以上两式解出 $\frac{R_1}{R_2} = 0.5$, $V_{TH} = 5\text{V}$ 。

因此应取 $V_{DD} = 10\text{V}$ 。

为保证反相器 G_2 输出高电平时的负载电流不超过最大允许值 $I_{OH(\max)}$, 应使

$$\frac{V_{OH} - V_{TH}}{R_2} < I_{OH(\max)} \quad (6.2.4)$$

如果 G_1 、 G_2 选用 CC4069 六反相器,则由手册中查得当 $V_{DD} = 10\text{V}$ 时 $I_{OH(\max)} = 1.3\text{mA}$ 。将 $I_{OH(\max)}$ 及 V_{OH} ($V_{OH} \approx V_{DD}$)、 V_{TH} 值代入式(6.2.4)求得

$$R_2 > \frac{10 - 5}{1.3} = 3.85\text{k}\Omega$$

故可取 $R_2 = 22\text{k}\Omega$, $R_1 = \frac{1}{2}R_2 = 11\text{k}\Omega$ 。

在使用 TTL 门电路组成施密特触发器时,经常采用图 6.2.3 所示的电路。因为 R_1 和 R_2 的数值不能取得很大,所以串进二极管 D,防止 $v_O = V_{OH}$ 时门 G_2 的负载电流过大。在输入电压由高电平降低的过程中二极管将处于截止状态,这时门 G_1 的输入信号将由另一个输入端加入。

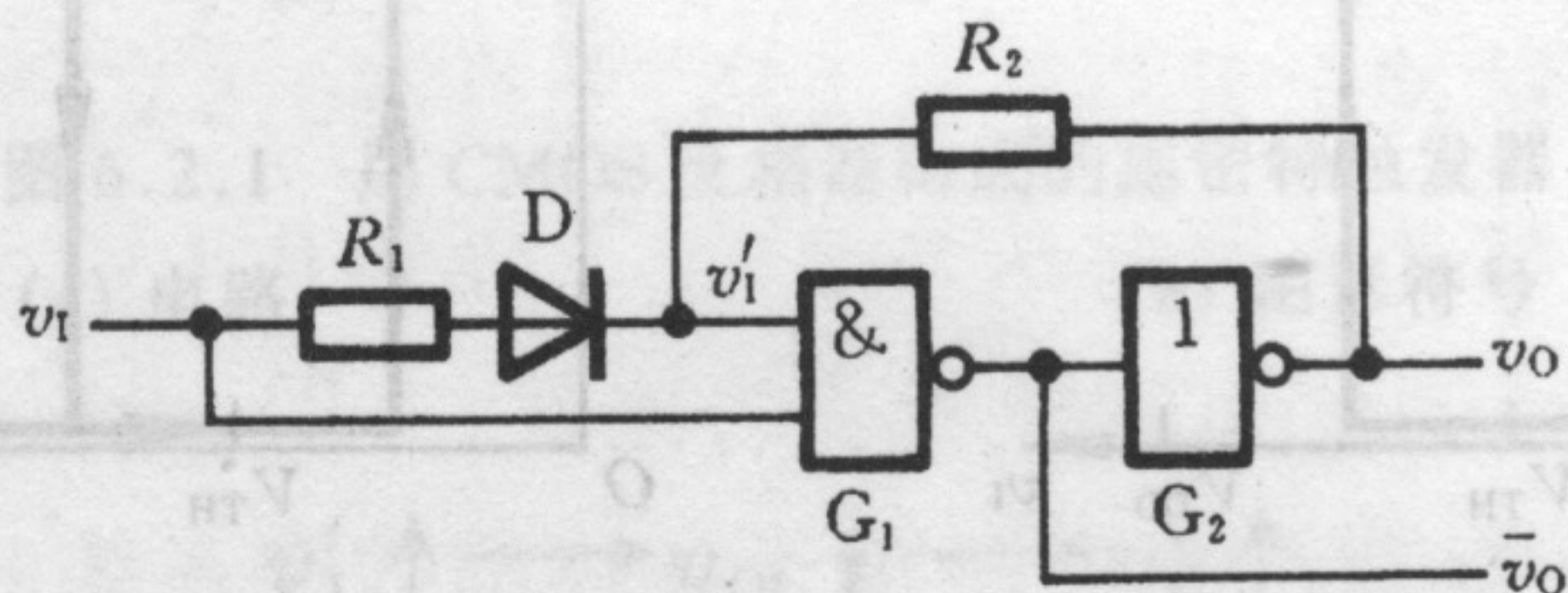


图 6.2.3 用 TTL 门电路接成的施密特触发器

由图可知, $v_I = 0$ 时 G_1 截止、 G_2 导通,故 $v_O = V_{OL}$ 。

假定门电路的阈值电压为 V_{TH} ,输出的低电平 $V_{OL} = 0$ 。当 v_I 从 0 上升至 V_{TH} 时,由于 G_1 的另一个输入端的电平 v'_I 仍低于 V_{TH} ,所以电路状态并不改变。当 v_I 继续升高,并使 $v'_I = V_{TH}$ 时, G_1 开始导通,而且由于 G_1 、 G_2 间存在着正反馈,所以电路迅速转换为 G_1 导通、 G_2 截止的状态,使 $v_O = V_{OH}$ 。可见,此时对应的输入电平就是 V_{T+} 。如果忽略 $v'_I = V_{TH}$ 时 G_1 的输入电流,则可得到

$$v'_I = V_{TH} = (V_{T+} - V_D) \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

故得

$$V_{T+} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{TH} + V_D \quad (6.2.5)$$

其中 V_D 是二极管 D 的导通压降。

当 v_I 由高电平逐渐下降时,只要降至 $v_I = V_{TH}$ 以后,电路状态立刻发生转换,由于有正反馈的作用,电路迅速返回 $v_O = V_{OL}$ 的状态。因此, v_I 下降时的转换电平为 $V_{T-} = V_{TH}$ 。由此便可求出电路的回差电压为

$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} = \frac{R_1}{R_2} V_{TH} + V_D \quad (6.2.6)$$

6.2.2 集成施密特触发器

由于施密特触发器的应用非常广泛,所以无论是在 TTL 电路中还是在 CMOS 电路中,都有单片集成的施密特触发器产品。

图 6.2.4 是 TTL 电路集成施密特触发器 7413 的电路图。^① 因为在电路的输入部分附加了与的逻辑功能,同时在输出端附加了反相器,所以也把这个电路叫做施密特触发的与非门。在集成电路手册中把它归入与非门一类中。

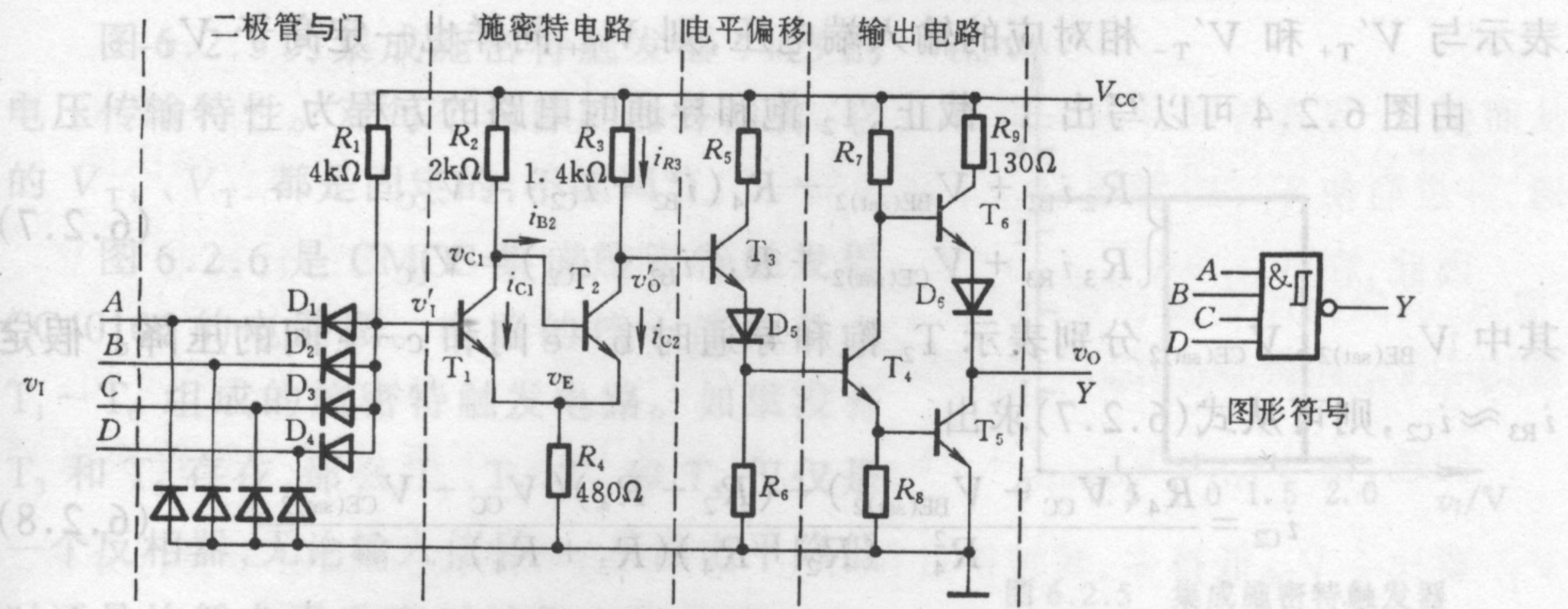


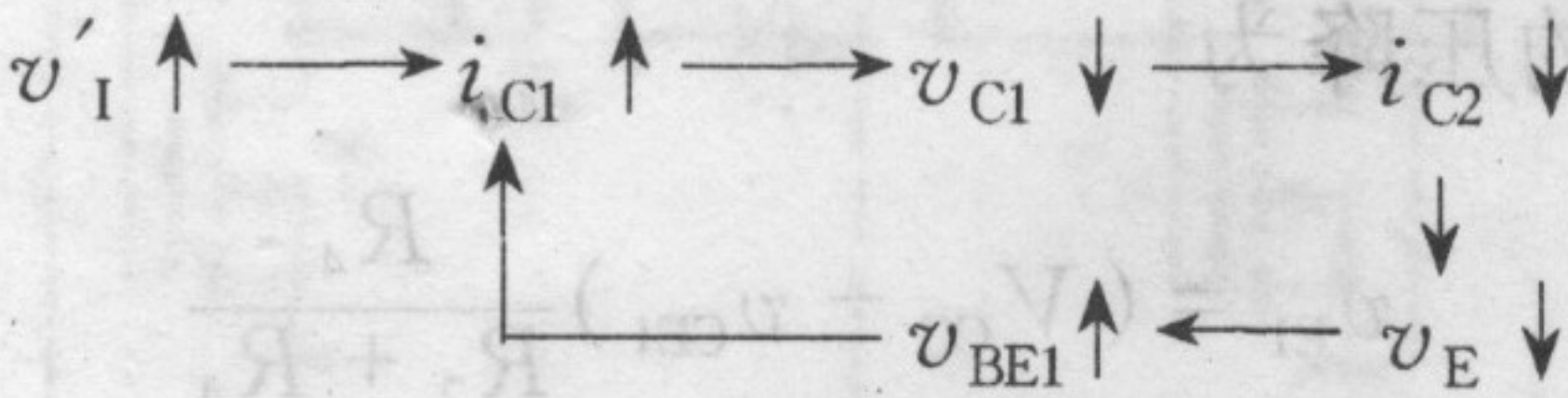
图 6.2.4 带与非功能的 TTL 集成施密特触发器

这个电路包含二极管与门、施密特电路、电平偏移电路和输出电路 4 个部分。其中的核心部分是由 T_1 、 T_2 、 R_2 、 R_3 和 R_4 组成的施密特电路。

施密特电路是通过公共发射极电阻耦合的两级正反馈放大器。假定三极管发射结的导通压降和二极管的正向导通压降均为 $0.7V$,那么当输入端的电压使得

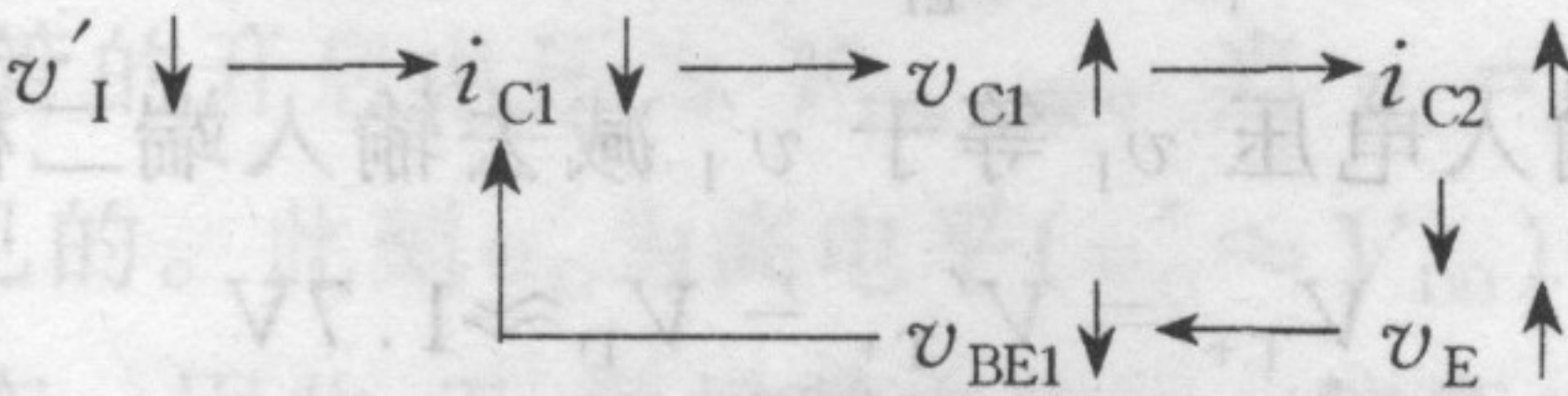
$$v'_I - v_E = v_{BE1} < 0.7V$$

则 T_1 将截止而 T_2 饱和导通。若 v'_I 逐渐升高并使 $v_{BE1} > 0.7V$ 时, T_1 进入导通状态,并有如下的正反馈过程发生



从而使电路迅速转为 T_1 饱和导通、 T_2 截止的状态。

若 v'_I 从高电平逐渐下降,并且降到 v_{BE1} 只有 $0.7V$ 左右时, i_{C1} 开始减小,于是又引发了另一个正反馈过程



使电路迅速返回 T_1 截止、 T_2 饱和导通的状态。

可见,无论 T_2 由导通变为截止还是由截止变为导通,都伴随有正反馈过程发生,使输出端电压 v'_O 的上升沿和下降沿都很陡。

① 严格地讲这是一个 DTL 电路,即输入端为二极管结构而输出端是三极管结构。

同时,由于 $R_2 > R_3$, 所以 T_1 饱和导通时的 v_E 值必然低于 T_2 饱和导通时的 v_E 值。因此, T_1 由截止变为导通时的输入电压 V'_{T+} 高于 T_1 由导通变为截止时的输入电压 V'_{T-} , 这样就得到了施密特触发特性。若以 V_{T+} 和 V_{T-} 分别表示与 V'_{T+} 和 V'_{T-} 相对应的输入端电压, 则 V_{T+} 同样也一定高于 V_{T-} 。

由图 6.2.4 可以写出 T_1 截止、 T_2 饱和导通时电路的方程为

$$\begin{cases} R_2 i_{B2} + V_{BE(sat)2} + R_4 (i_{B2} + i_{C2}) = V_{CC} \\ R_3 i_{R3} + V_{CE(sat)2} + R_4 (i_{B2} + i_{C2}) = V_{CC} \end{cases} \quad (6.2.7)$$

其中 $V_{BE(sat)2}$ 、 $V_{CE(sat)2}$ 分别表示 T_2 饱和导通时 b-e 间和 c-e 间的压降。假定 $i_{R3} \approx i_{C2}$, 则可从式(6.2.7)求出

$$i_{C2} = \frac{R_4 (V_{CC} - V_{BE(sat)2}) - (R_2 + R_4)(V_{CC} - V_{CE(sat)2})}{R_4^2 - (R_2 + R_4)(R_3 + R_4)} \quad (6.2.8)$$

$$i_{B2} = \frac{R_4 (V_{CC} - V_{CE(sat)2}) - (R_2 + R_4)(V_{CC} - V_{BE(sat)2})}{R_4^2 - (R_2 + R_4)(R_3 + R_4)} \quad (6.2.9)$$

将图 6.2.4 中给定的参数代入式(6.2.8)和式(6.2.9), 并取 $V_{BE(sat)} = 0.8V$, $V_{CE(sat)} = 0.2V$, 于是得到

$$i_{C2} \approx 2.2mA$$

$$i_{B2} \approx 1.3mA$$

$$v_{E2} = R_4 (i_{B2} + i_{C2}) \approx 1.7V$$

$$V'_{T+} = v_{E2} + 0.7V \approx 2.4V$$

另一方面, 当 v'_I 从高电平下降至仅比 R_4 上的压升高 $0.7V$ 以后, T_1 开始脱离饱和, v_{CE1} 开始上升。至 v_{CE1} 大于 $0.7V$ 以后, T_2 开始导通并引起正反馈过程, 因此转换时 R_4 上的压降为

$$v_{E1} = (V_{CC} - v_{CE1}) \frac{R_4}{R_2 + R_4} \quad (6.2.10)$$

将 $v_{CE1} = 0.7V$ 、 $R_2 = 2k\Omega$ 、 $R_4 = 0.48k\Omega$ 代入上式计算后得到

$$v_{E1} \approx 0.8V$$

$$V'_{T-} = v_{E1} + 0.7V \approx 1.5V$$

因为整个电路的输入电压 v_I 等于 v'_I 减去输入端二极管的压降 V_D , 故得

$$V_{T+} = V'_{T+} - V_D \approx 1.7V$$

$$V_{T-} = V'_{T-} - V_D \approx 0.8V$$

$$\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-} \approx 0.9V$$

为了降低输出电阻以提高电路的驱动能力, 在整个电路的输出部分设置了倒相级和推拉式输出级电路。

由于 T_2 导通时施密特电路输出的低电平较高(约为 $1.9V$), 若直接将 v'_O

与 T_4 的基极相连,将无法使 T_4 截止,所以必须在 v'_O 与 T_4 的基极之间串进电平偏移电路。这样就使得 $v'_O \approx 1.9V$ 时电平偏移电路的输出仅为 $0.5V$ 左右,保证 T_4 能可靠地截止。

图 6.2.5 为集成施密特触发器 7413 的电压传输特性。对每个具体的器件而言,它的 V_{T+} 、 V_{T-} 都是固定的,不能调节。

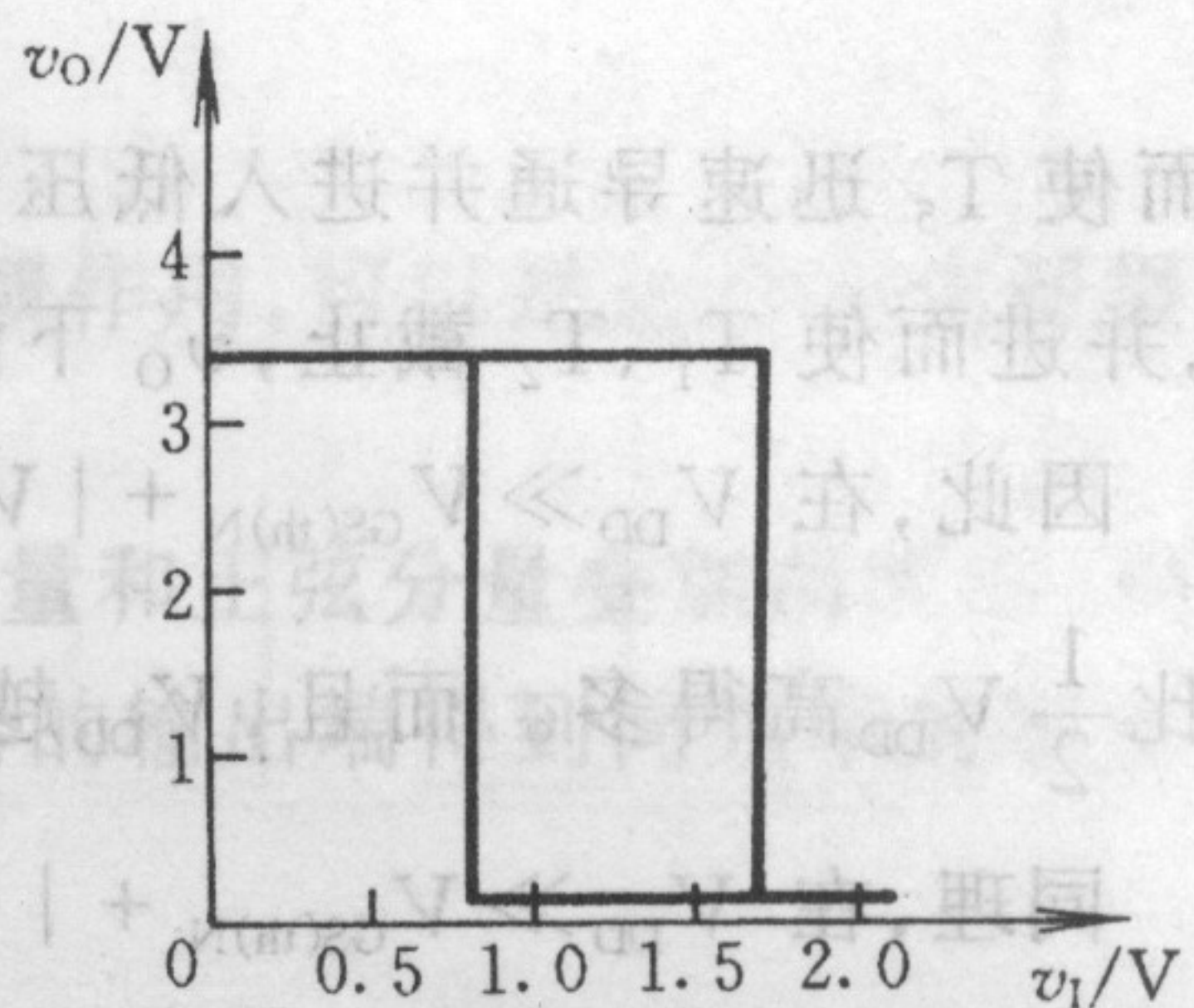


图 6.2.5 集成施密特触发器 7413 的电压传输特性

图 6.2.6 是 CMOS 集成施密特触发器 CC40106 的电路图。电路的核心部分是由 $T_1 \sim T_6$ 组成的施密特触发电路。如果没有 T_3 和 T_6 存在,那么 T_1 、 T_2 、 T_4 和 T_5 仅仅是一个反相器,无论输入信号 v_i 从高电平降低时还是从低电平升高时转换电平均在 $v_i = \frac{1}{2}V_{DD}$ 附近。

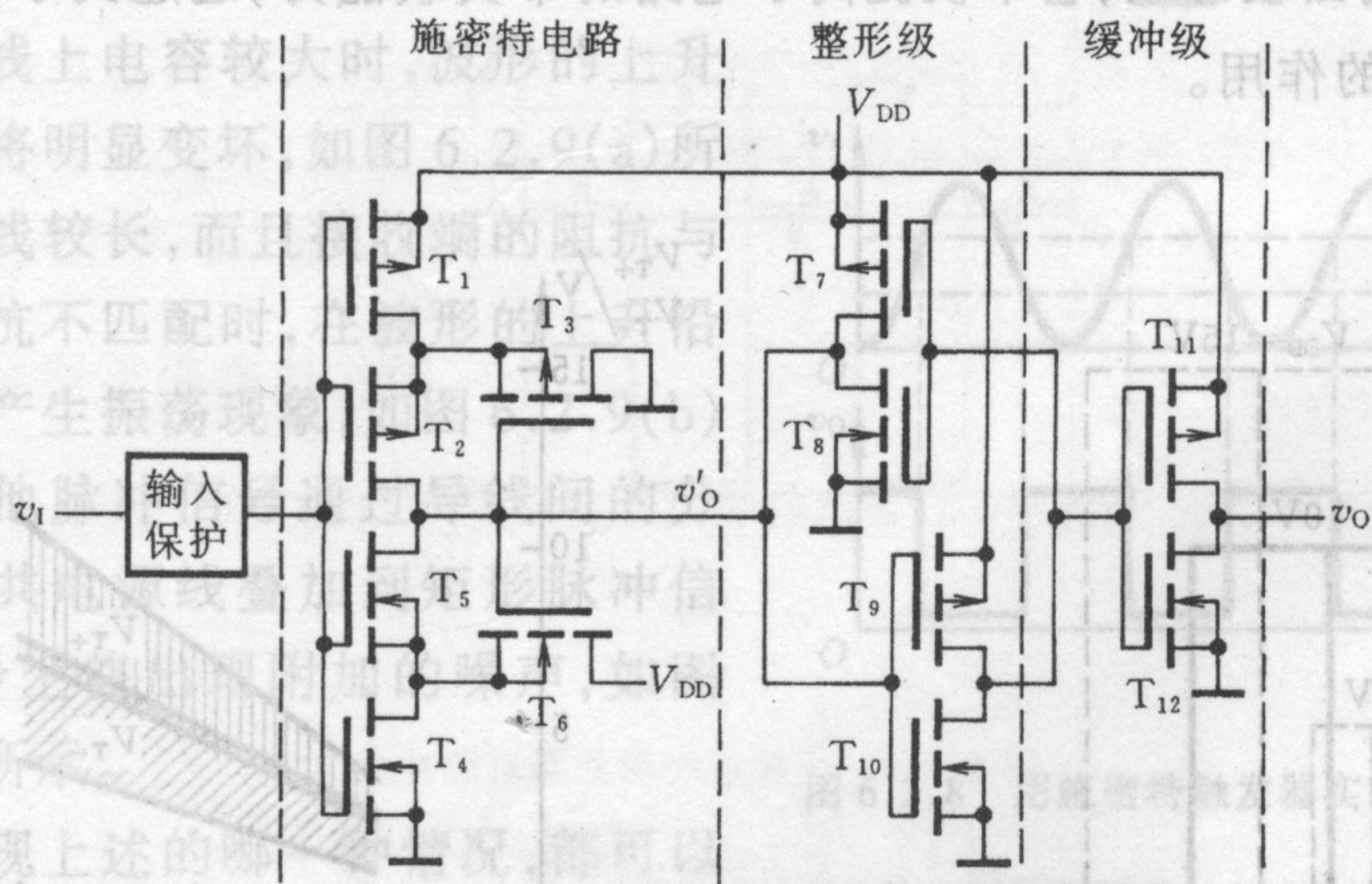
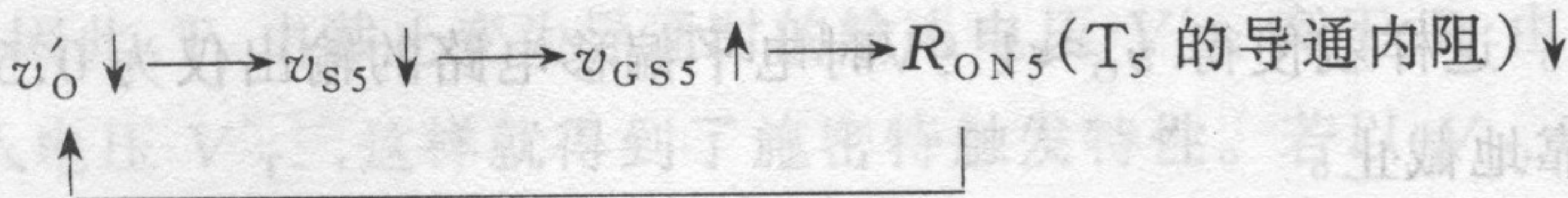


图 6.2.6 CMOS 集成施密特触发器 CC40106

接入 T_3 和 T_6 以后的情况就不同了。设 P 沟道 MOS 管的开启电压为 $V_{GS(th)P}$, N 沟道 MOS 管的开启电压为 $V_{GS(th)N}$ 。当 $v_i = 0$ 时 T_1 、 T_2 导通而 T_4 、 T_5 截止,这是显而易见的。此刻 v'_O 为高电平 ($v'_O \approx V_{DD}$),它使 T_3 截止、 T_6 导通并工作在源极输出状态。因此, T_5 源极的电位 v_{S5} 较高, $v_{S5} \approx V_{DD} - V_{GS(th)N}$ 。

在 v_i 逐渐升高的过程中,当 $v_i > V_{GS(th)N}$ 以后, T_4 导通。但由于 v_{S5} 很高,即使 $v_i > \frac{1}{2}V_{DD}$, T_5 仍不会导通。当 v_i 继续升高,直到 T_1 、 T_2 的栅源电压 $|v_{GS1}|$ 、 $|v_{GS2}|$ 减小到 T_1 、 T_2 趋于截止时, T_1 和 T_2 的内阻开始急剧增大,从而使 v'_O 和 v_{S5} 开始下降,最终达到 $v_i - v_{S5} \geq V_{GS(th)N}$,于是 T_5 开始导通并引起如下

的正反馈过程



从而使 T_5 迅速导通并进入低压降的电阻区。与此同时,随着 v'_O 的下降 T_3 导通,并进而使 T_1 、 T_2 截止, v'_O 下降为低电平。

因此,在 $V_{DD} \gg V_{GS(th)N} + |V_{GS(th)P}|$ 的条件下, v_I 上升过程的转换电平 V_{T+} 要比 $\frac{1}{2} V_{DD}$ 高得多。而且, V_{DD} 越高 V_{T+} 也随之升高。

同理,在 $V_{DD} \gg V_{GS(th)N} + |V_{GS(th)P}|$ 的条件下, v_I 下降过程中的转换电平 V_{T-} 要比 $\frac{1}{2} V_{DD}$ 低得多,其转换过程与 v_I 上升时的情况类似,读者可自行分析。

$T_7 \sim T_{10}$ 组成的整形电路是两个首尾相连的反相器。在 v'_O 上升和下降的过程中,通过两级反相器的正反馈作用,使输出电压波形进一步得到改善。 T_{11} 和 T_{12} 组成输出缓冲级,它不仅提高了电路的带负载能力,还起到了将内部电路与负载隔离的作用。

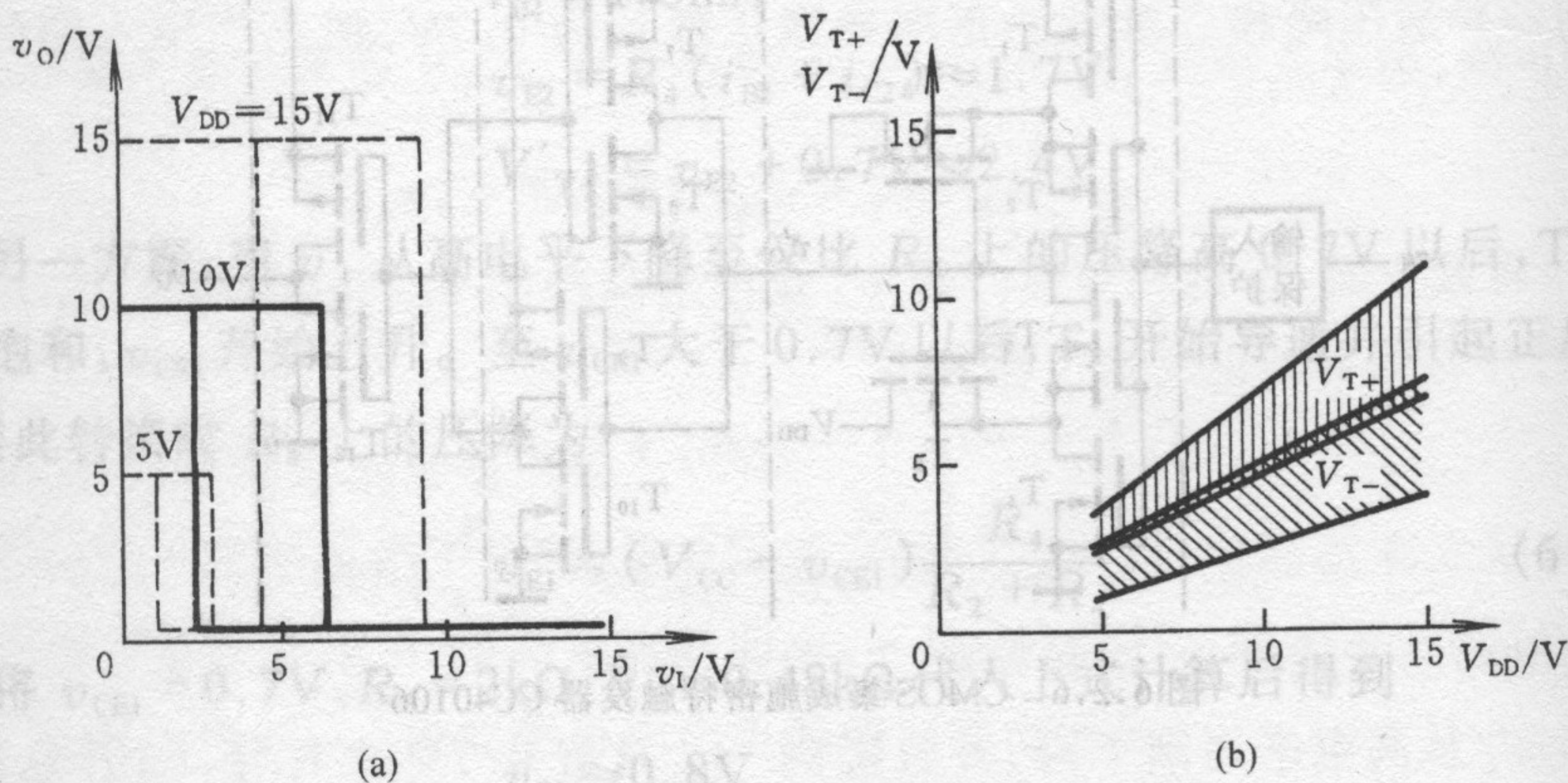


图 6.2.7 集成施密特触发器 CC40106 的特性

(a) 电压传输特性 (b) V_{DD} 对 V_{T+} 、 V_{T-} 的影响

图 6.2.7 给出了 CC40106 的电压传输特性以及 V_{DD} 对 V_{T+} 和 V_{T-} 影响的关系曲线。由于集成电路内部器件参数差异较大,所以 V_{T+} 、 V_{T-} 的数值有较大的分散性。图 6.2.7(b) 中的曲线说明, V_{T+} 、 V_{T-} 不仅受 V_{DD} 的影响,而且在 V_{DD} 确定时 V_{T+} 、 V_{T-} 值对不同器件可能不完全一样。

6.2.3 施密特触发器的应用

一、用于波形变换

利用施密特触发器状态转换过程中的正反馈作用,可以把边沿变化缓慢的周期性信号变换为边沿很陡的矩形脉冲信号。

在图 6.2.8 的例子中,输入信号是由直流分量和正弦分量叠加而成的,只要输入信号的幅度大于 V_{T+} ,即可在施密特触发器的输出端得到同频率的矩形脉冲信号。

二、用于脉冲整形

在数字系统中,矩形脉冲经传输后往往发生波形畸变,图 6.2.9 中给出了几种常见的情况。

当传输线上电容较大时,波形的上升沿和下降沿将明显变坏,如图 6.2.9(a)所示。当传输线较长,而且接收端的阻抗与传输线的阻抗不匹配时,在波形的上升沿和下降沿将产生振荡现象,如图 6.2.9(b)所示。当其他脉冲信号通过导线间的分布电容或公共电源线叠加到矩形脉冲信号上时,信号上将出现附加的噪声,如图 6.2.9(c)中所示。

无论出现上述的哪一种情况,都可以通过用施密特触发器整形而获得比较理想的矩形脉冲波形。由图 6.2.9 可见,只要施密特触发器的 V_{T+} 和 V_{T-} 设置得合适,均能收到满意的整形效果。

三、用于脉冲鉴幅

由图 6.2.10 可见,若将一系列幅度各异的脉冲信号加到施密特触发器的输入端时,只有那些幅度大于 V_{T+} 的脉冲才会在输出端产生输出信号。因此,施密特触发器能将幅度大于 V_{T+} 的脉冲选出,具有脉冲鉴幅的能力。

此外,利用施密特触发器的滞回特性还能构成多谐振荡器,具体内容将在本章 6.4 节中介绍。

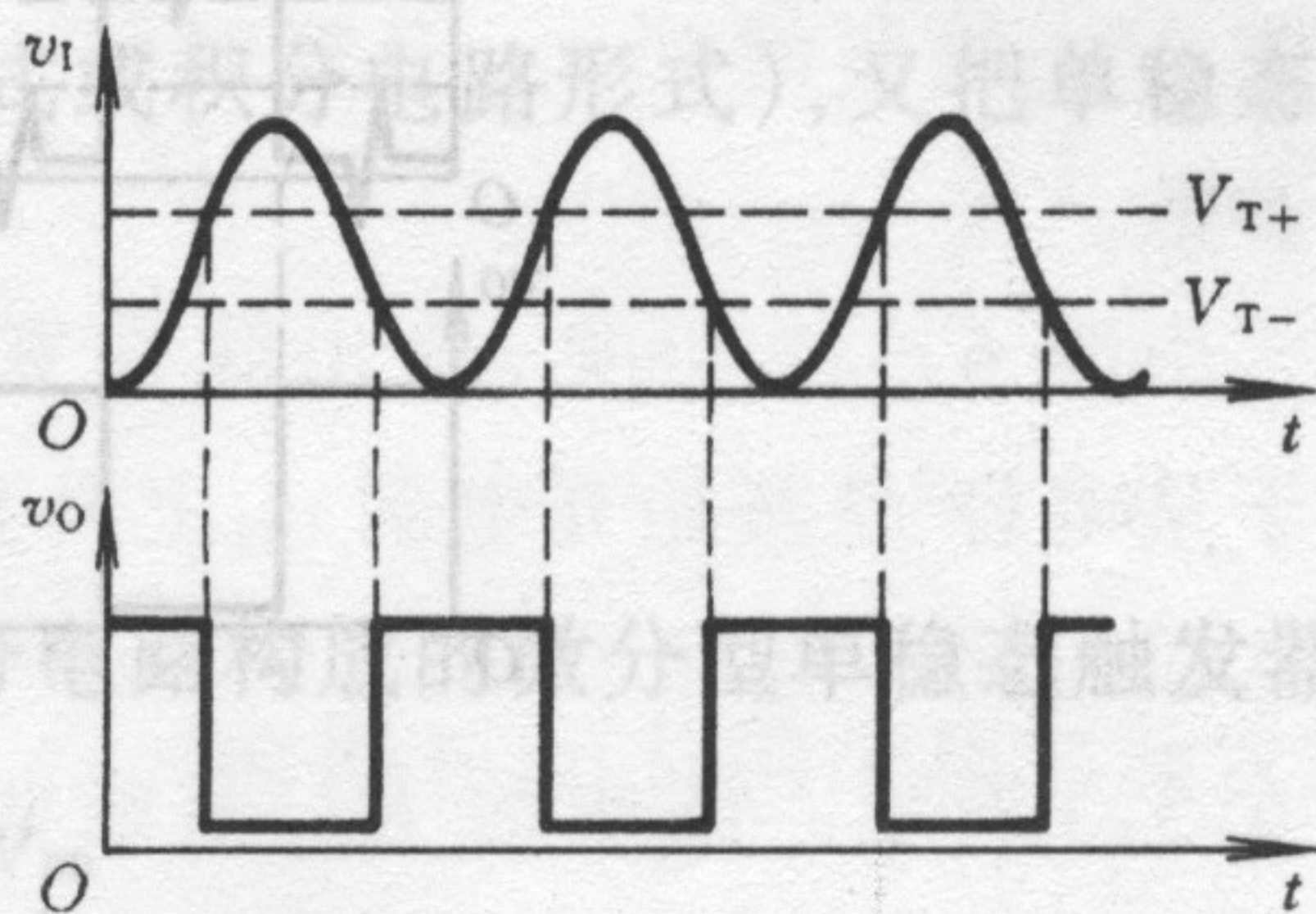
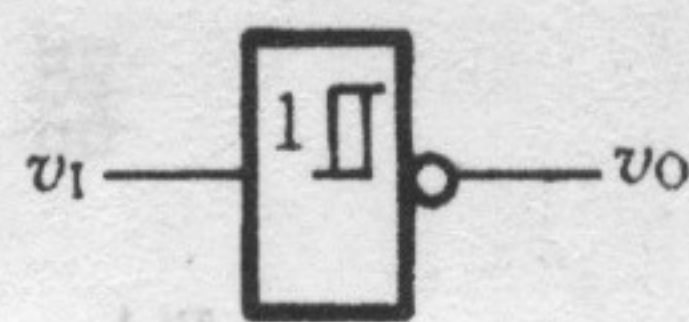


图 6.2.8 用施密特触发器实现波形变换

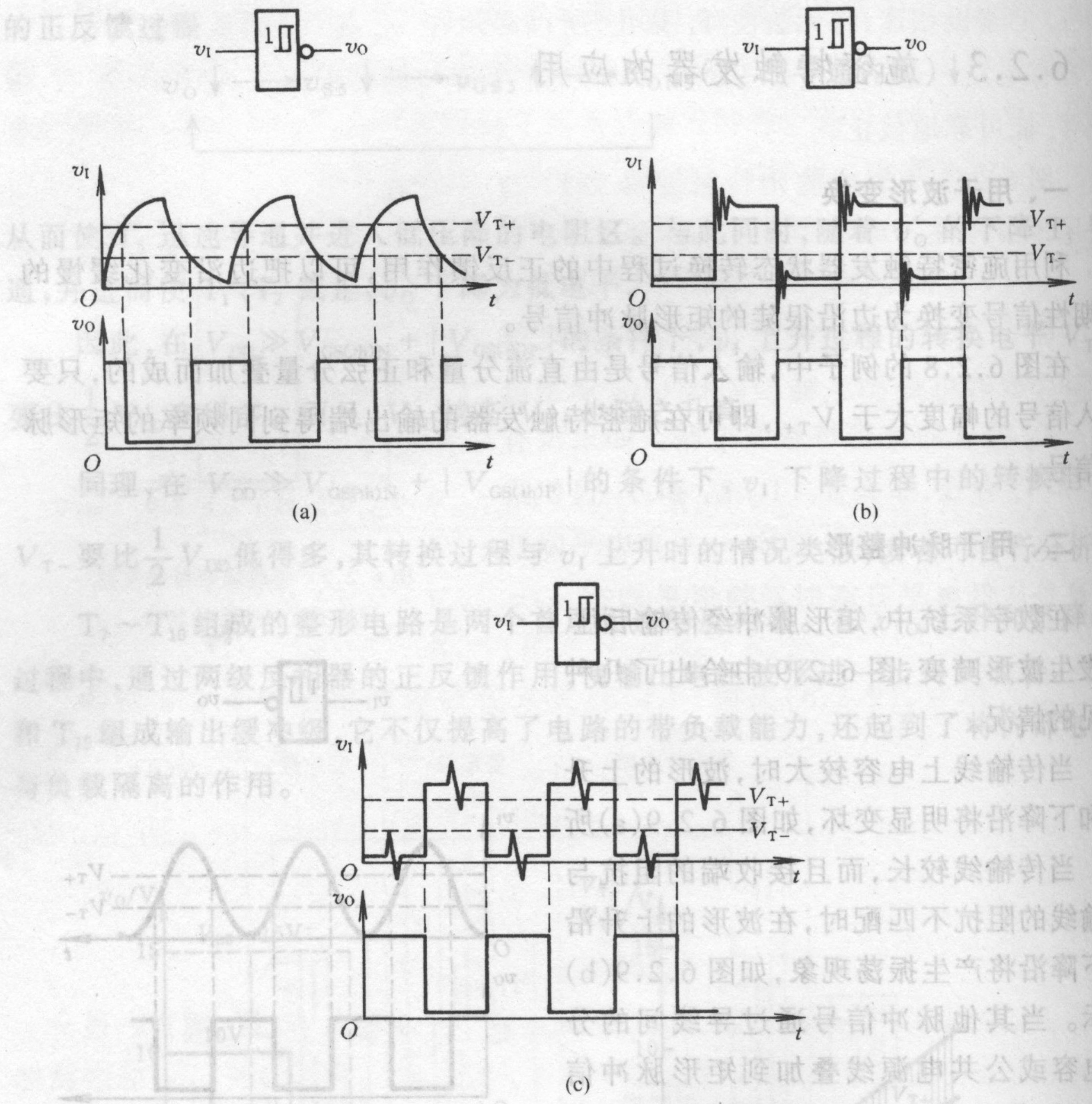


图 6.2.9 用施密特触发器对脉冲整形

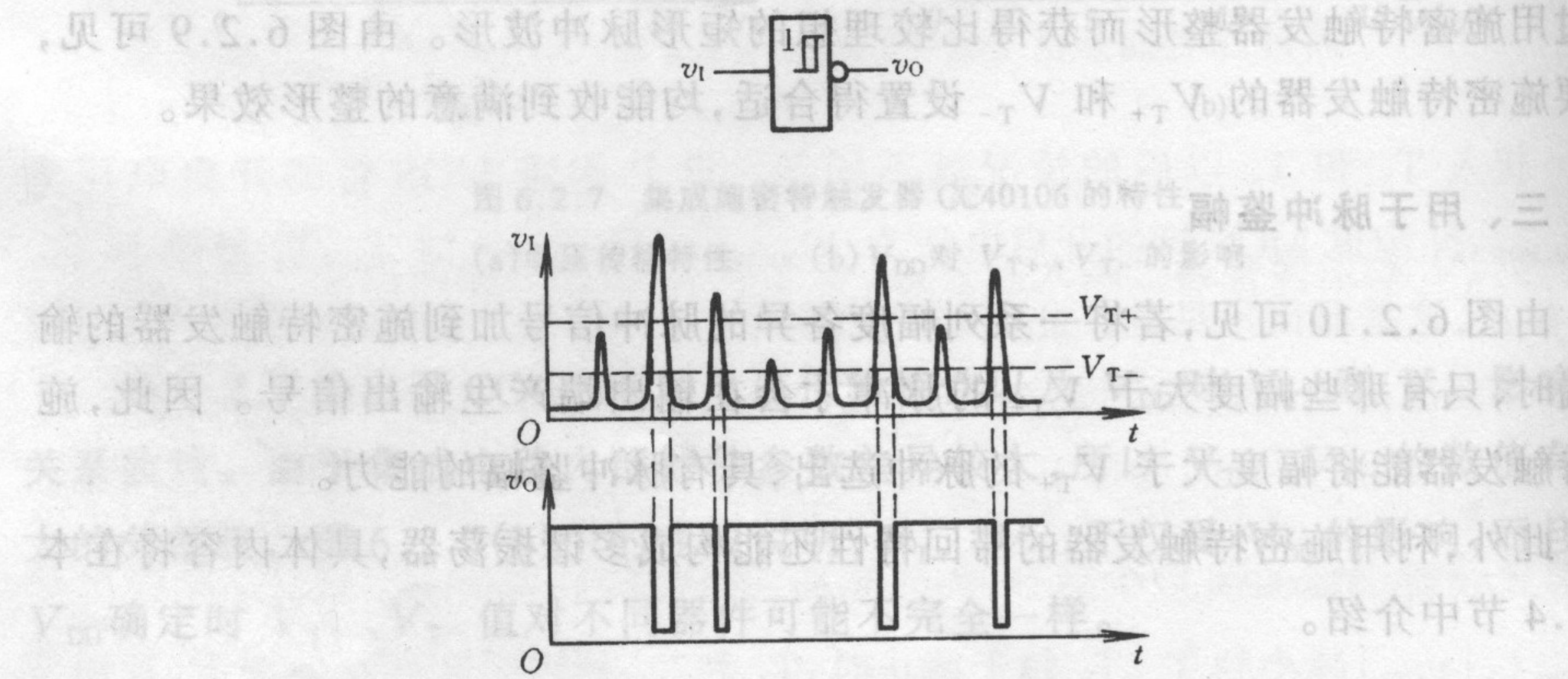


图 6.2.10 用施密特触发器鉴别脉冲幅度

6.3 单稳态触发器

单稳态触发器的工作特性具有如下的显著特点:

第一,它有稳态和暂稳态两个不同的工作状态;

第二,在外界触发脉冲作用下,能从稳态翻转到暂稳态,在暂稳态维持一段时间以后,再自动返回稳态;

第三,暂稳态维持时间的长短取决于电路本身的参数,与触发脉冲的宽度和幅度无关。

由于具备这些特点,单稳态触发器被广泛应用于脉冲整形、延时(产生滞后于触发脉冲的输出脉冲)以及定时(产生固定时间宽度的脉冲信号)等。

6.3.1 用门电路组成的单稳态触发器

单稳态触发器的暂稳态通常都是靠 RC 电路的充、放电过程来维持的。根据 RC 电路的不同接法(即接成微分电路形式或积分电路形式),又把单稳态触发器分为微分型和积分型两种。

一、微分型单稳态触发器

图 6.3.1 是用 CMOS 门电路和 RC 微分电路构成的微分型单稳态触发器。

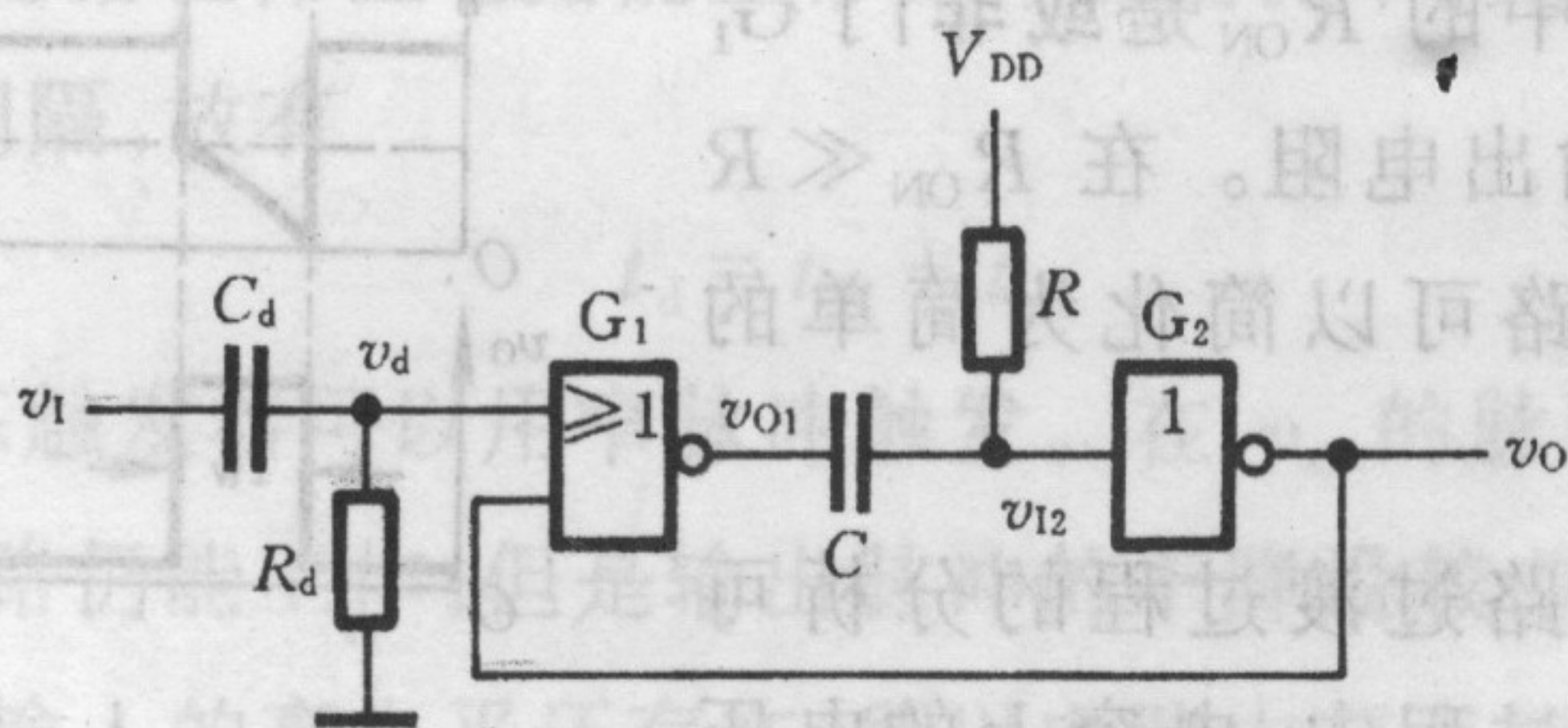
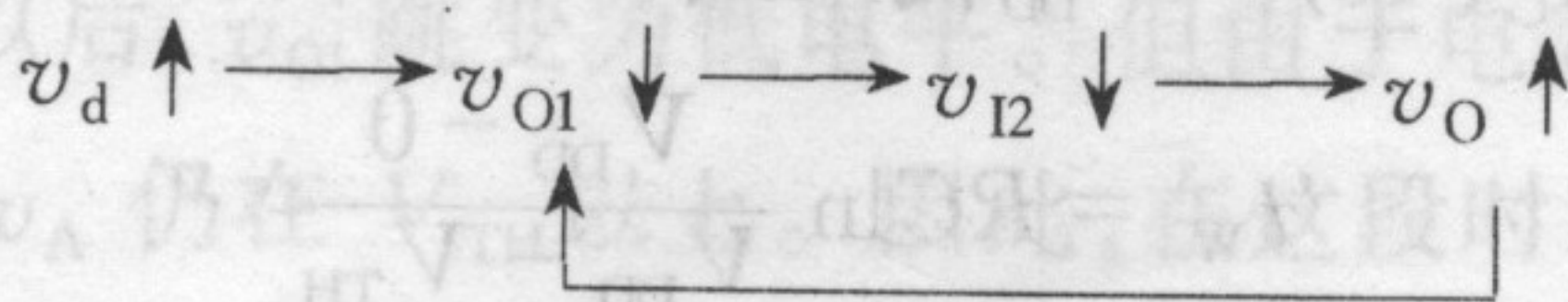


图 6.3.1 微分型单稳态触发器

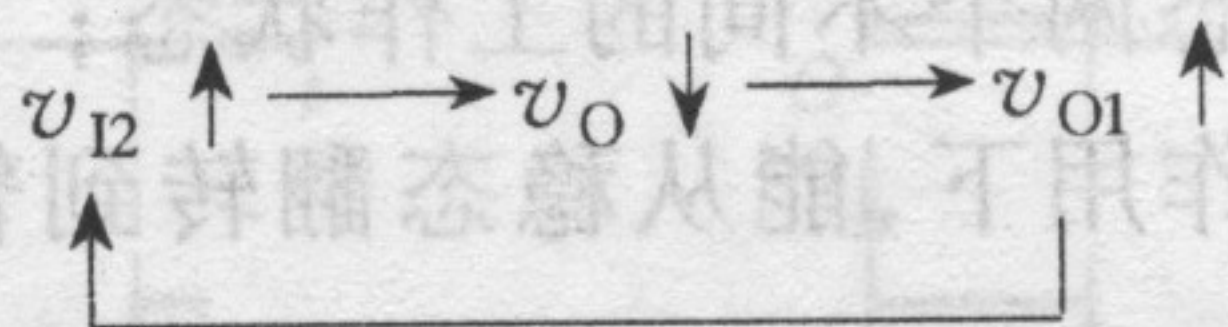
对于 CMOS 门电路,可以近似地认为 $V_{OH} \approx V_{DD}$ 、 $V_{OL} \approx 0$,而且通常 $V_{TH} \approx \frac{1}{2} V_{DD}$ 。在稳态下 $v_i = 0$ 、 $v_{I2} = V_{DD}$,故 $v_o = 0$ 、 $v_{O1} = V_{DD}$,电容 C 上没有电压。

当触发脉冲 v_i 加到输入端时,在 R_d 和 C_d 组成的微分电路输出端得到很窄的正、负脉冲 v_d 。当 v_d 上升到 V_{TH} 以后,将引发如下的正反馈过程



使 v_{O1} 迅速跳变为低电平。由于电容上的电压不可能发生突跳,所以 v_{I2} 也同时跳变至低电平,并使 v_O 跳变为高电平,电路进入暂稳态。这时即使 v_d 回到低电平, v_O 的高电平仍将维持。

与此同时,电容 C 开始充电。随着充电过程的进行 v_{I2} 逐渐升高,当升至 $v_{I2} = V_{TH}$ 时,又引发另外一个正反馈过程



如果这时触发脉冲已消失(v_d 已回到低电平),则 v_{O1} 、 v_{I2} 迅速跳变为高电平,并使输出返回 $v_O = 0$ 的状态。同时,电容 C 通过电阻 R 和门 G_2 的输入保护电路向 V_{DD} 放电,直至电容上的电压为 0,电路恢复到稳定状态。

根据以上的分析,即可画出电路中各点的电压波形,如图 6.3.2 所示。

为了定量地描述单稳态触发器的性能,经常使用输出脉冲宽度 t_w 、输出脉冲幅度 V_m 、恢复时间 t_{re} 、分辨时间 t_d 等几个参数。

由图 6.3.2 可见,输出脉冲宽度 t_w 等于从电容 C 开始充电到 v_{I2} 上升至 V_{TH} 的这段时间。电容 C 充电的等效电路如图 6.3.3 所示。图中的 R_{ON} 是或非门 G_1 输出低电平时的输出电阻。在 $R_{ON} \ll R$ 的情况下,等效电路可以简化为简单的 RC 串联电路。

根据对 RC 电路过渡过程的分析可知,在电容充、放电过程中,电容上的电压 v_C 从充、放电开始到变化至某一数值 V_{TH} 所经过的时间可以用下式计算

$$t = RC \ln \frac{v_C(\infty) - v_C(0)}{v_C(\infty) - V_{TH}} \quad (6.3.1)$$

其中 $v_C(0)$ 是电容电压的起始值, $v_C(\infty)$ 是电容电压充、放电的终了值。

由图 6.3.2 的波形图可见,图 6.3.1 电路中电容电压从 0 充至 V_{TH} 的时间即 t_w 。将 $v_C(0) = 0$ 、 $v_C(\infty) = V_{DD}$ 代入式(6.3.1)得到

$$t_w = RC \ln \frac{V_{DD} - 0}{V_{DD} - V_{TH}}$$

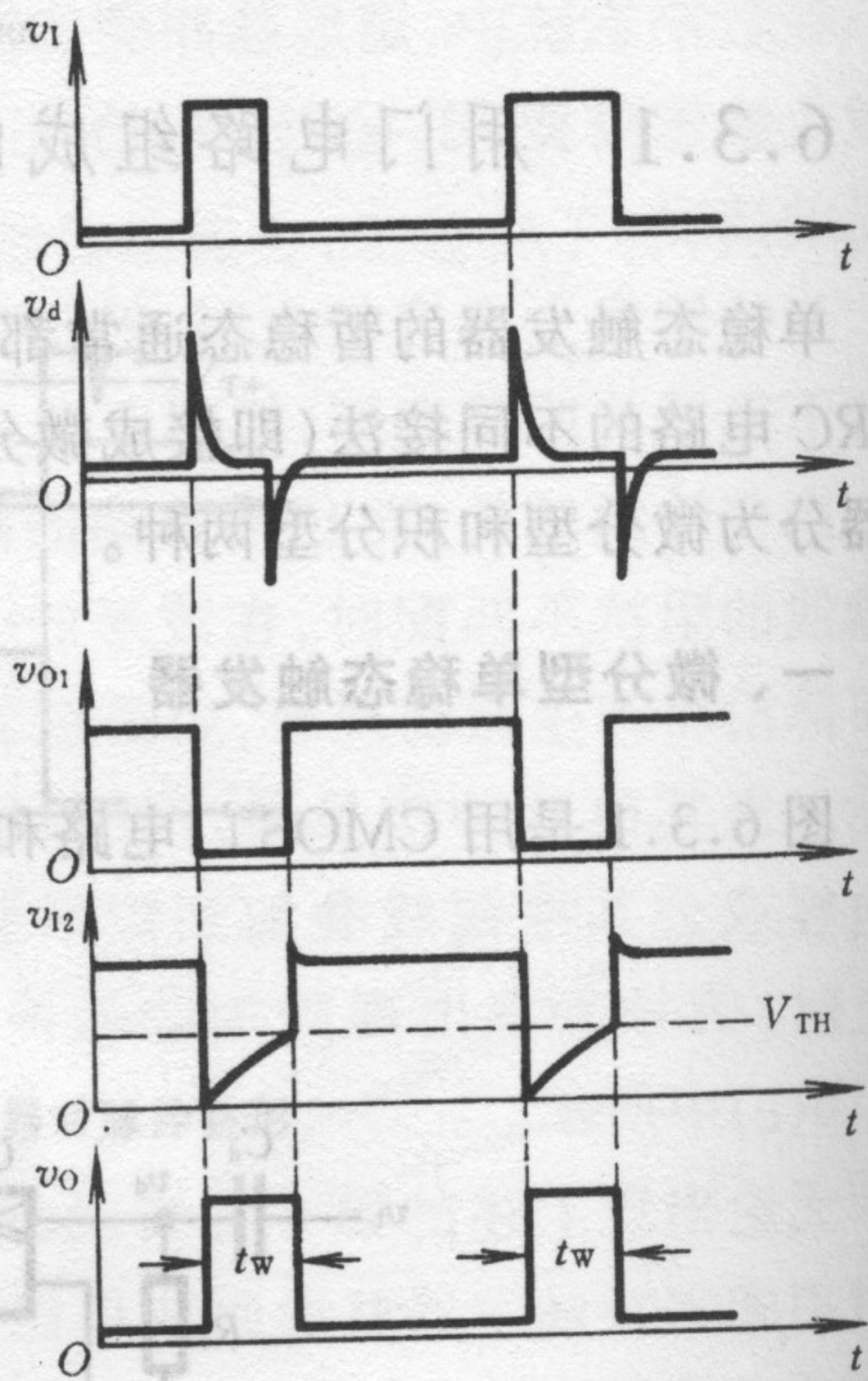
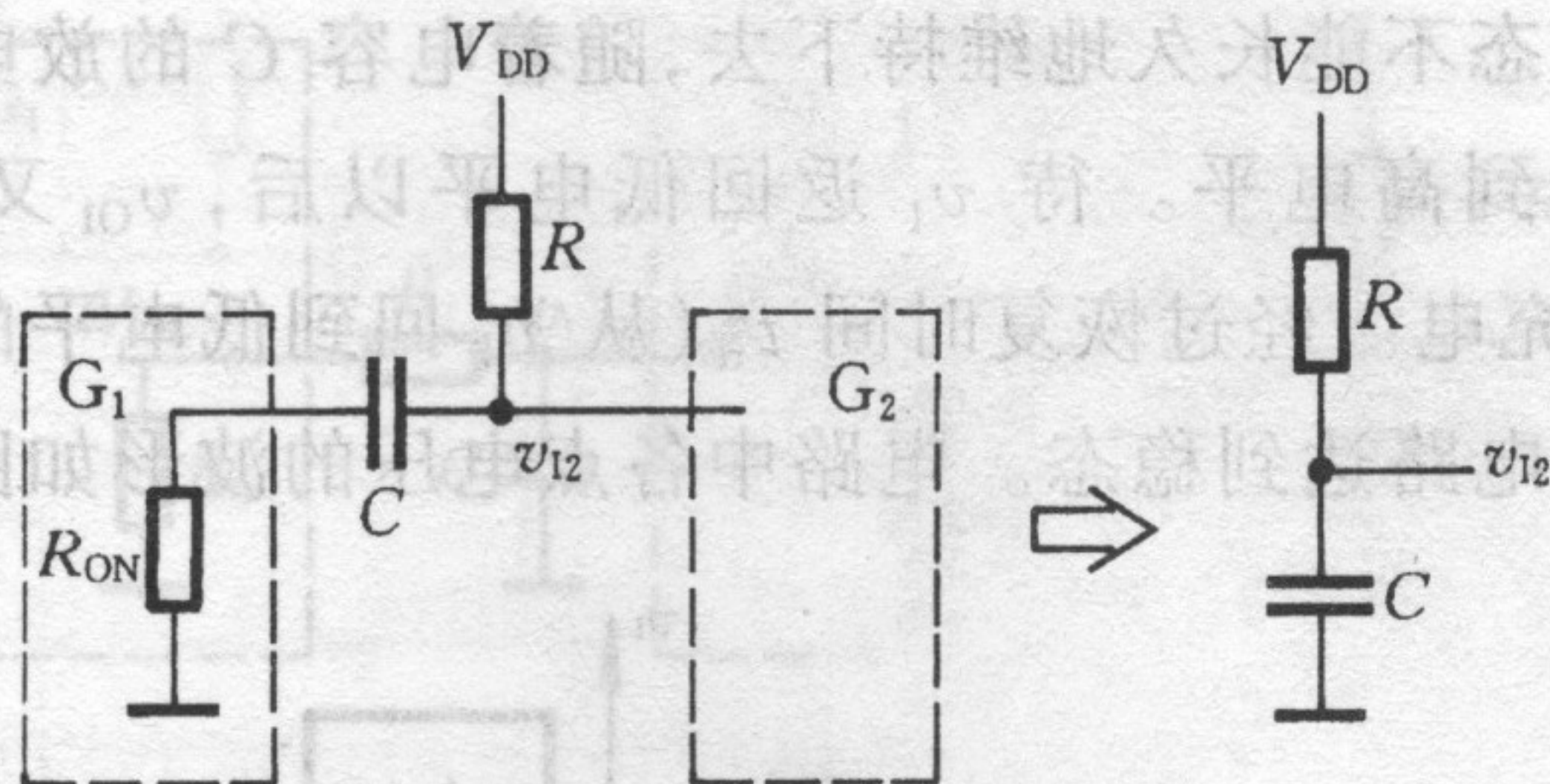


图 6.3.2 图 6.3.1 电路的电压波形图

$$\tau = RC \ln 2 = 0.69 RC \quad (6.3.2)$$

图 6.3.3 图 6.3.1 电路中电容 C 充电的等效电路

输出脉冲的幅度为

$$V_m = V_{OH} - V_{OL} \approx V_{DD} \quad (6.3.3)$$

在 v_O 返回低电平以后,还要等到电容 C 放电完毕电路才恢复为起始的稳态。一般认为经过 3~5 倍于电路时间常数的时间以后, RC 电路已基本达到稳态。图 6.3.1 电路中电容 C 放电的等效电路如图 6.3.4 所示。图中的 D_1 是反相器 G_2 输入保护电路中的二极管。如果 D_1 的正向导通电阻比 R 和门 G_1 的输出电阻 R_{ON} 小得多,则恢复时间为

$$t_{re} \approx (3 \sim 5) R_{ON} C \quad (6.3.4)$$

分辨时间 t_d 是指在保证电路能正常工作的前提下,允许两个相邻触发脉冲之间的最小时间间隔,故有

$$t_d = t_w + t_{re} \quad (6.3.5)$$

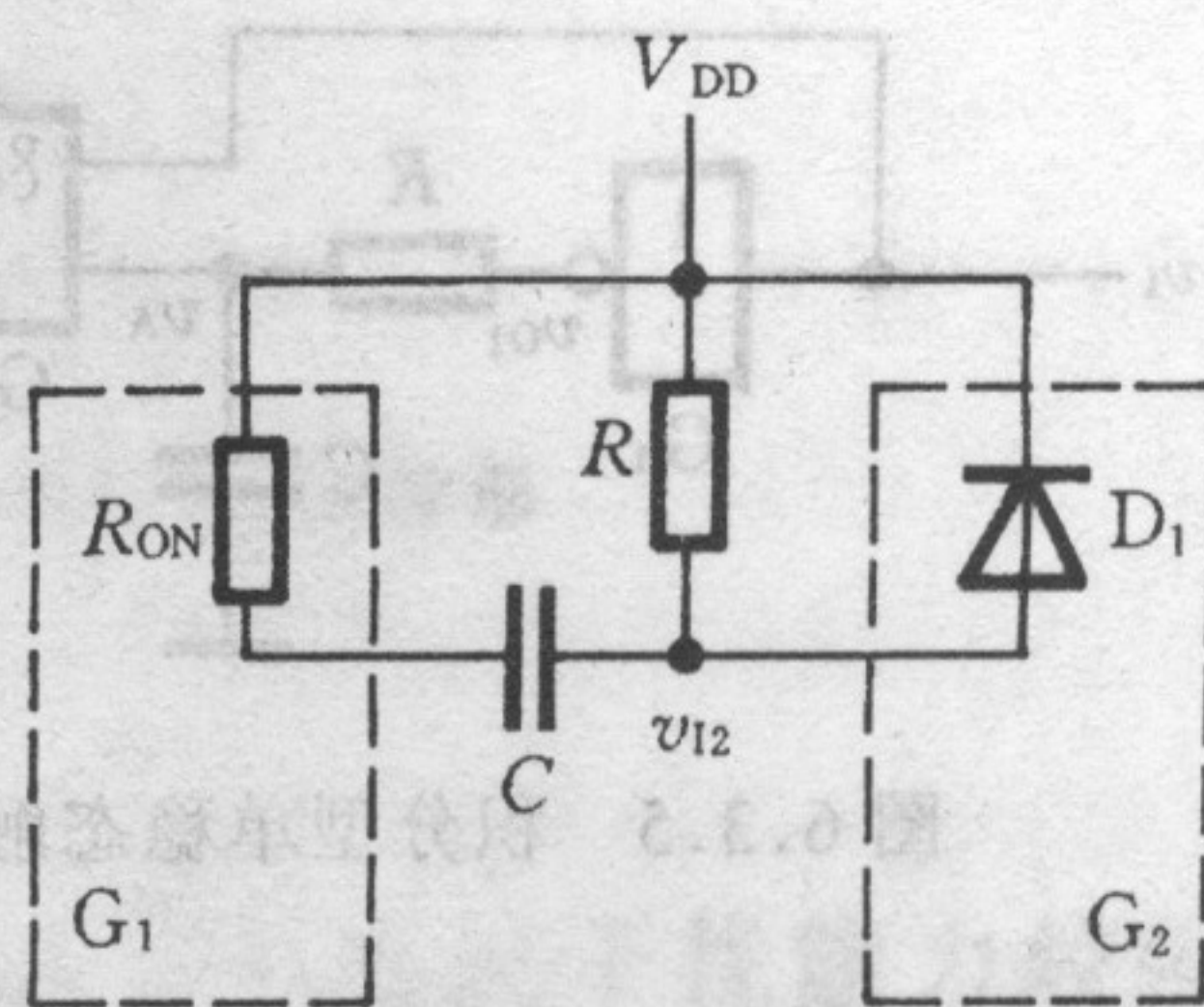
微分型单稳态触发器可以用窄脉冲触发。在 v_d 的脉冲宽度大于输出脉冲宽度的情况下,电路仍能工作,但是输出脉冲的下降沿较差。因为在 v_O 返回低电平的过程中 v_d 输入的高电平还存在,所以电路内部不能形成正反馈。

二、积分型单稳态触发器

图 6.3.5 是用 TTL 与非门和反相器以及 RC 积分电路组成的积分型单稳态触发器。为了保证 v_{O1} 为低电平时 v_A 在 V_{TH} 以下, R 的阻值不能取得很大。这个电路用正脉冲触发。

稳态下由于 $v_I = 0$, 所以 $v_O = V_{OH}$, $v_A = v_{O1} = V_{OH}$ 。

当输入正脉冲以后, v_{O1} 跳变为低电平。但由于电容 C 上的电压不能突变,所以在一段时间里 v_A 仍在 V_{TH} 以上。因此,在这段时间里 G_2 的两个输入端电

图 6.3.4 图 6.3.1 电路中电容 C 放电的等效电路

压同时高于 V_{TH} , 使 $v_O = V_{OL}$, 电路进入暂稳态。同时, 电容 C 开始放电。

然而这种暂稳态不能长久地维持下去, 随着电容 C 的放电 v_A 不断降低, 至 $v_A = V_{TH}$ 后, v_O 回到高电平。待 v_I 返回低电平以后, v_{O1} 又重新变成高电平 V_{OH} , 并向电容 C 充电。经过恢复时间 t_{re} (从 v_I 回到低电平的时刻算起) 以后, v_A 恢复为高电平, 电路达到稳态。电路中各点电压的波形如图 6.3.6 所示。

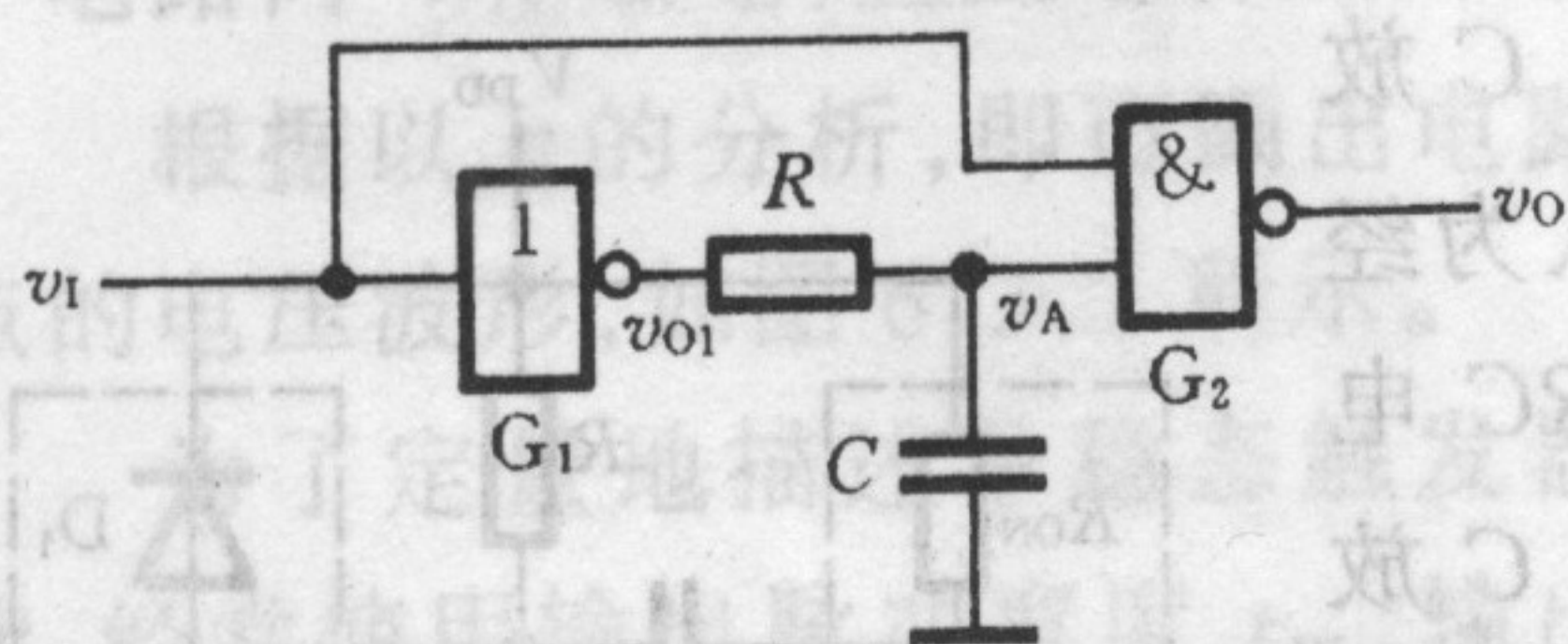


图 6.3.5 积分型单稳态触发器

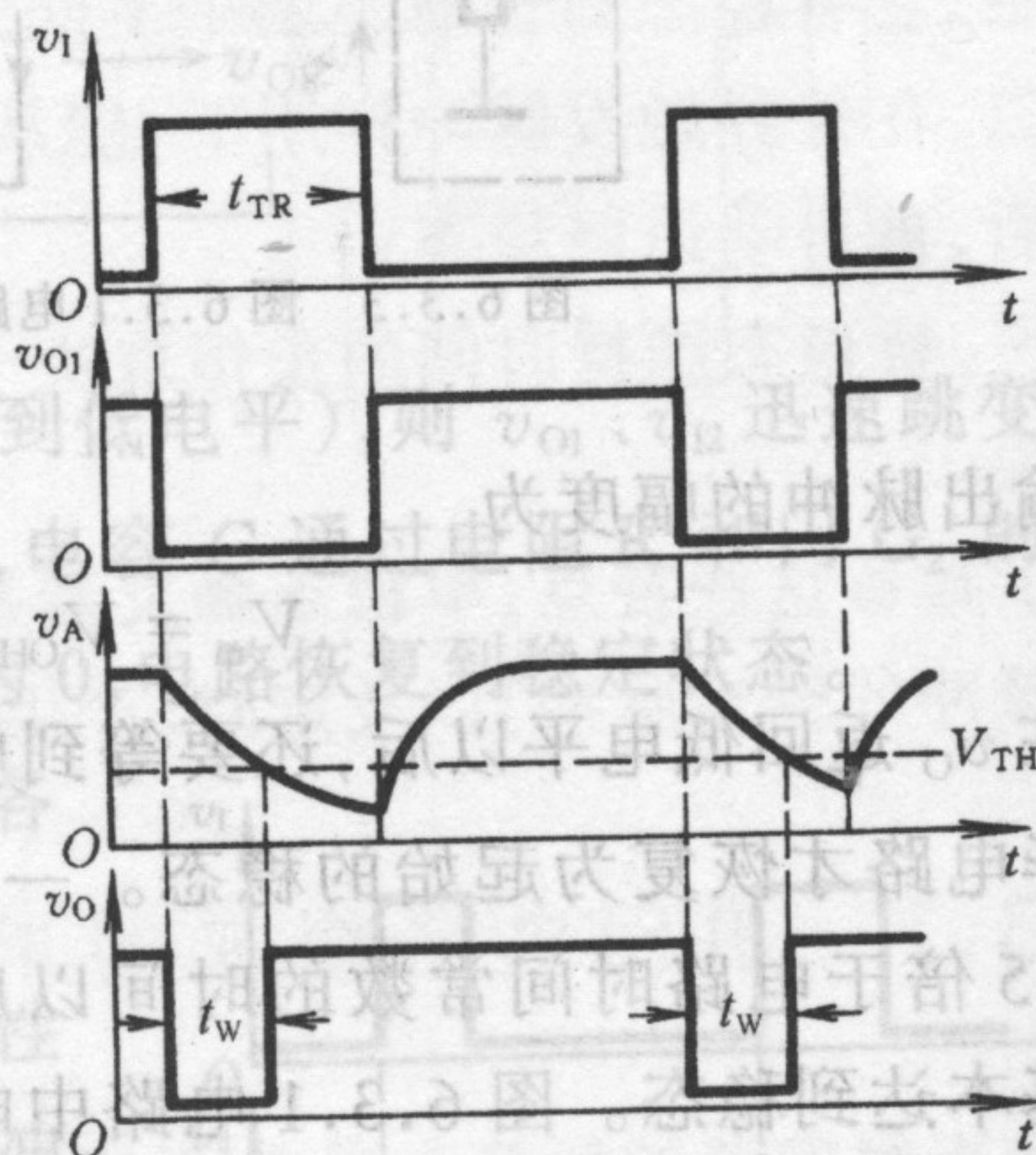


图 6.3.6 图 6.3.5 电路的电压波形图

由图可知, 输出脉冲的宽度等于从电容 C 开始放电的一刻到 v_A 下降至 V_{TH} 的时间。为了计算 t_w , 需要画出电容 C 放电的等效电路, 如图 6.3.7(a) 所示。鉴于 v_A 高于 V_{TH} 期间 G_2 的输入电流非常小, 可以忽略不计, 因而电容 C 放电的等效电路可以简化为 $(R + R_o)$ 与 C 串联。这里的 R_o 是 G_1 输出为低电平时的输出电阻。

将图 6.3.7(b) 曲线给出的 $v_C(0) = V_{OH}$ 、 $v_C(\infty) = V_{OL}$ 代入式 (6.3.1) 即可得到

$$t_w = (R + R_o) C \ln \frac{V_{OL} - V_{OH}}{V_{OL} - V_{TH}} \quad (6.3.6)$$

输出脉冲的幅度为

$$V_m = V_{OH} - V_{OL} \quad (6.3.7)$$

恢复时间等于 v_{O1} 跳变为高电平后电容 C 充电至 V_{OH} 所经过的时间。若取充电时间常数的 3~5 倍时间为恢复时间, 则得

$$t_{re} \approx (3 \sim 5)(R + R'_o) C \quad (6.3.8)$$

其中 R'_o 是 G_1 输出高电平时的输出电阻。这里为简化计算而没有计入 G_2 输入电路对电容充电过程的影响, 所以算出的恢复时间是偏于安全的。

这个电路的分辨时间应为触发脉冲的宽度 t_{TR} 和恢复时间之和, 即

$$t_d = t_{TR} + t_{re} \quad (6.3.9)$$

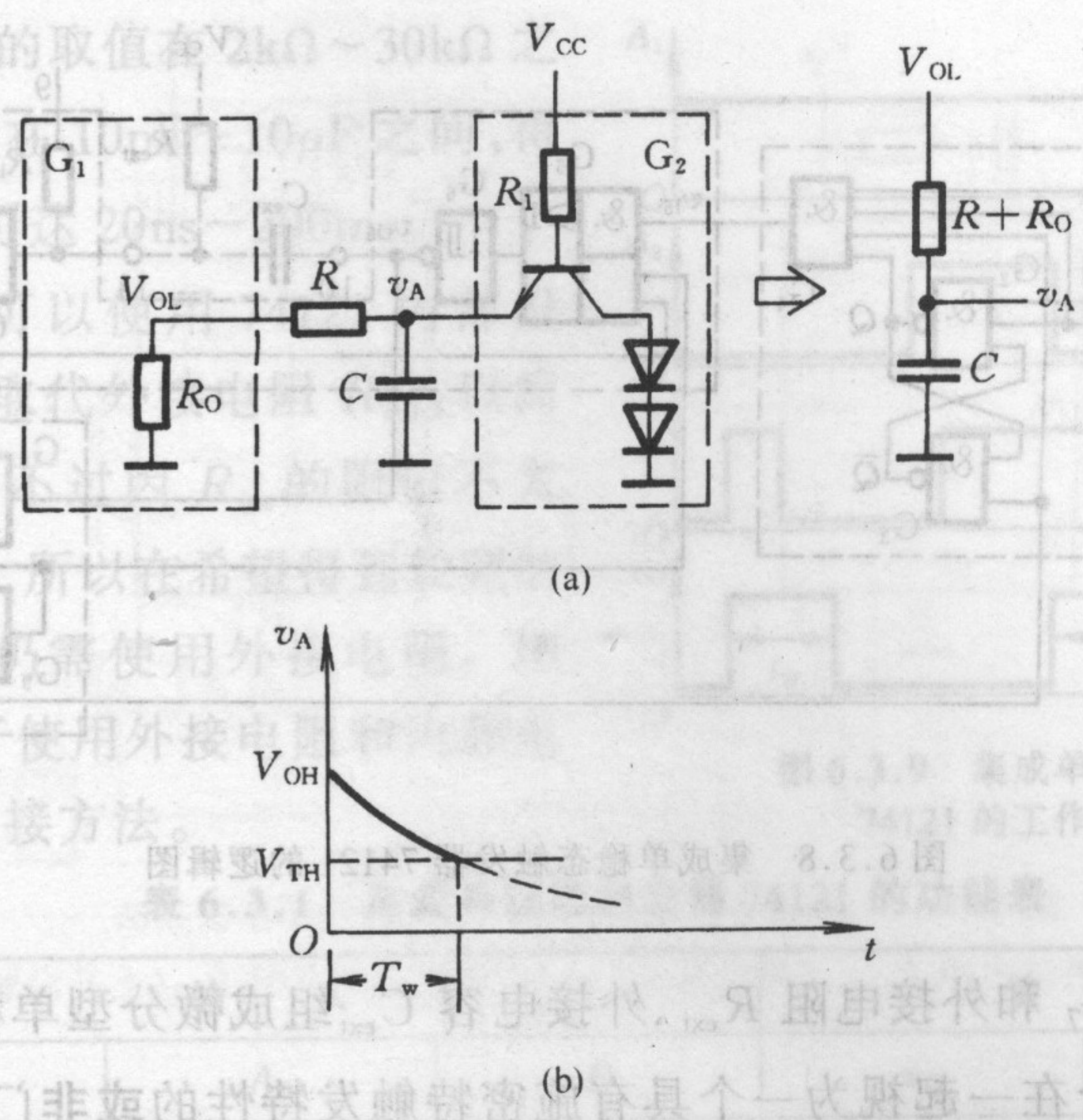


图 6.3.7 图 6.3.5 电路中电容 C 的放电回路和 v_A 的波形
(a) 放电回路 (b) v_A 的波形

与微分型单稳态触发器相比,积分型单稳态触发器具有抗干扰能力较强的优点。因为数字电路中的噪声多为尖峰脉冲的形式(即幅度较大而宽度极窄的脉冲),而积分型单稳态触发器在这种噪声作用下不会输出足够宽度的脉冲。

积分型单稳态触发器的缺点是输出波形的边沿比较差,这是由于电路的状态转换过程中没有正反馈作用的缘故。此外,这种积分型单稳态触发器必须在触发脉冲的宽度大于输出脉冲宽度时方能正常工作。

6.3.2 集成单稳态触发器

鉴于单稳态触发器的应用十分普遍,在 TTL 电路和 CMOS 电路的产品中,都生产了单片集成的单稳态触发器器件。

使用这些器件时只需要很少的外接元件和连线,而且由于器件内部电路一般还附加了上升沿与下降沿触发的控制和置零等功能,使用极为方便。此外,由于将元、器件集成于同一芯片上,并且在电路上采取了温漂补偿措施,所以电路的温度稳定性比较好。

一、TTL 集成单稳态触发器

图 6.3.8 是 TTL 集成单稳态触发器 74121 简化的原理性逻辑图。它是在普通微分型单稳态触发器的基础上附加以输入控制电路和输出缓冲电路而形成的。

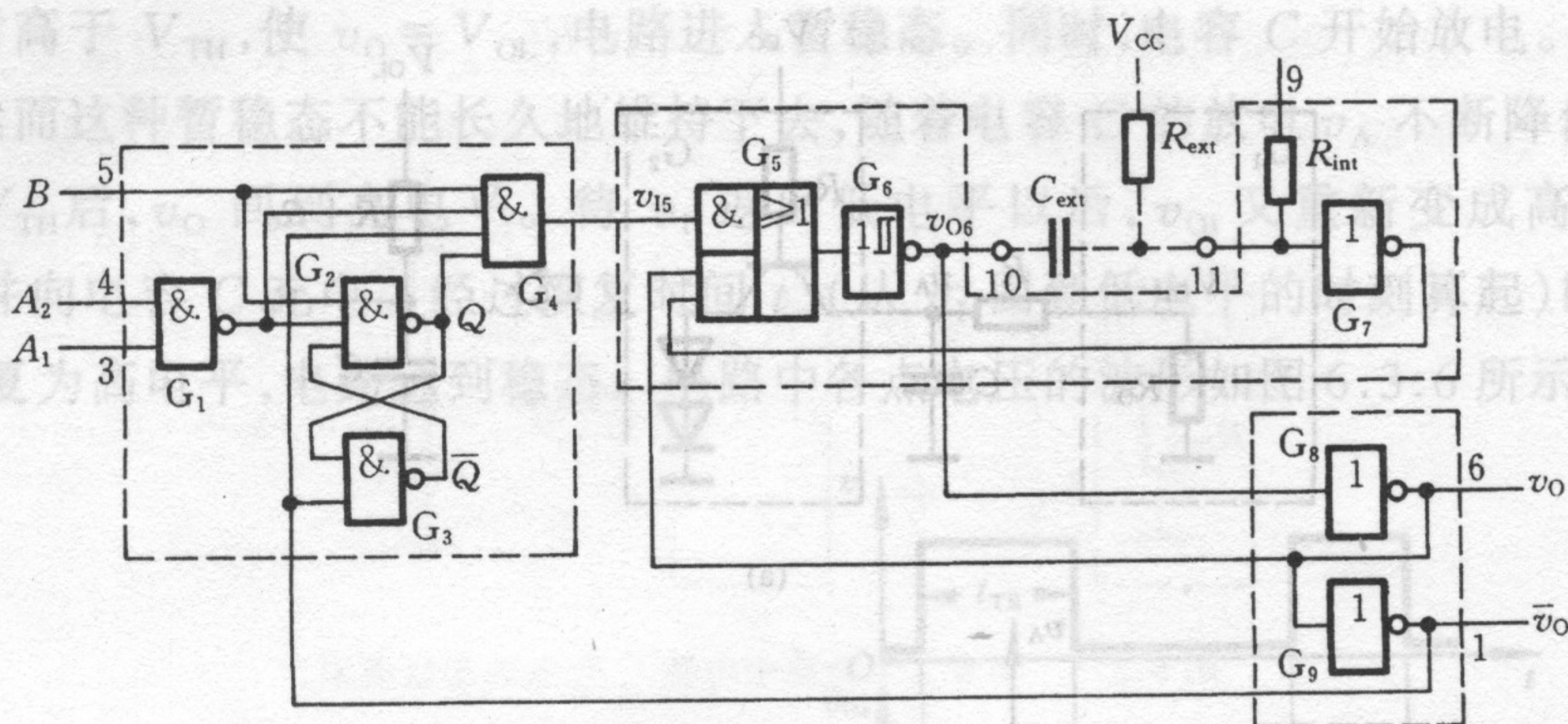


图 6.3.8 集成单稳态触发器 74121 的逻辑图

门 G_5 、 G_6 、 G_7 和外接电阻 R_{ext} 、外接电容 C_{ext} 组成微分型单稳态触发器。如果把 G_5 和 G_6 合在一起视为一个具有施密特触发特性的或非门,则这个电路与图 6.3.1 所讨论过的微分型单稳态触发器基本相同。它用门 G_4 给出的正脉冲触发,输出脉冲的宽度由 R_{ext} 和 C_{ext} 的大小决定。

门 $G_1 \sim G_4$ 组成的输入控制电路用于实现上升沿触发或下降触发的控制。需要用上升沿触发时,触发脉冲由 B 端输入,同时 A_1 或 A_2 当中至少要有一个接至低电平。当触发脉冲的上升沿到达时,因为门 G_4 的其他三个输入端均处于高电平,所以 v_{15} 也随之跳变为高电平,并触发单稳态电路使之进入暂稳态,输出端跳变为 $v_o = 1$ 、 $\bar{v}_o = 0$ 。与此同时, $\bar{v}_o$ 的低电平立即将门 G_2 和 G_3 组成的触发器置零,使 v_{15} 返回低电平。可见, v_{15} 的高电平持续时间极短,与触发脉冲的宽度无关。这就可以保证在触发脉冲宽度大于输出脉冲宽度时输出脉冲的下降沿仍然很陡。因此,74121 具有边沿触发的性质。

在需要用下降沿触发时,触发脉冲则应由 A_1 或 A_2 输入(另一个应接高电平),同时将 B 端接高电平。触发后电路的工作过程和上升沿触发时相同。

表 6.3.1 是 74121 的功能表,图 6.3.9 是 74121 在触发脉冲作用下的波形图。

输出缓冲电路由反相器 G_8 和 G_9 组成,用于提高电路的带负载能力。

根据门 G_6 输出端的电路结构和门 G_7 输入端的电路结构可以求出计算输出脉冲宽度的公式^①

$$\begin{aligned} t_w &\approx R_{\text{ext}} C_{\text{ext}} \ln 2 \\ &= 0.69 R_{\text{ext}} C_{\text{ext}} \end{aligned} \quad (6.3.10)$$

① 参见参考资料[6]第 316 页。

通常 R_{ext} 的取值在 $2\text{k}\Omega \sim 30\text{k}\Omega$ 之间, C_{ext} 的取值在 $10\text{pF} \sim 10\mu\text{F}$ 之间, 得到的 t_w 范围可达 $20\text{ns} \sim 200\text{ms}$ 。

另外, 还可以使用 74121 内部设置的电阻 R_{int} 取代外接电阻 R_{ext} , 以简化外部接线。不过因 R_{int} 的阻值不太大(约为 $2\text{k}\Omega$), 所以在希望得到较宽的输出脉冲时, 仍需使用外接电阻。图 6.3.10 示出了使用外接电阻和内部电阻时电路的连接方法。

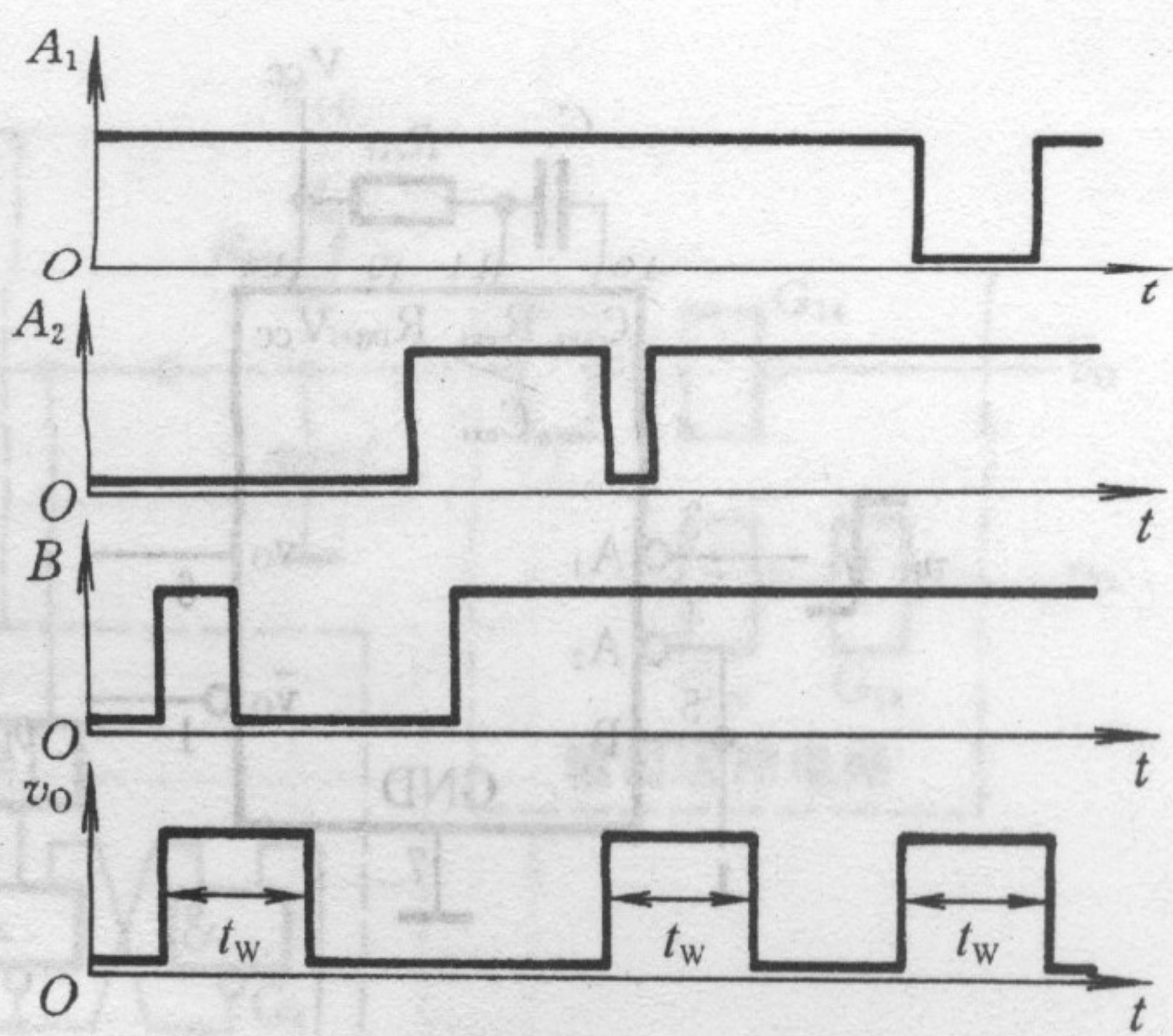


图 6.3.9 集成单稳态触发器 74121 的工作波形图

表 6.3.1 集成单稳态触发器 74121 的功能表

输 入			输 出	
A_1	A_2	B	v_O	$\bar{v}_O$
0	×	1	0	1
×	0	1	0	1
×	×	0	0	1
1	1	×	0	1
1	$\downarrow$	1		
$\downarrow$	1	1		
$\downarrow$	$\downarrow$	1		
0	×	$\uparrow$		
×	0	$\uparrow$		

目前使用的集成单稳态触发器有不可重复触发型和可重复触发型两种。不可重复触发的单稳态触发器一旦被触发进入暂稳态以后, 再加入触发脉冲不会影响电路的工作过程, 必须在暂稳态结束以后, 它才能接受下一个触发脉冲而转入暂稳态, 如图 6.3.11(a) 所示。而可重复触发的单稳态触发器就不同了。在电路被触发而进入暂稳态以后, 如果再次加入触发脉冲, 电路将重新被触发, 使输出脉冲再继续维持一个 t_w 宽度, 如图 6.3.11(b) 所示。

74121、74221、74LS221 都是不可重复触发的单稳态触发器。属于可重复触发的触发器有 74122、74LS122、74123、74LS123 等。

有些集成单稳态触发器上还设置有复位端(例如 74221、74122、74123 等)。

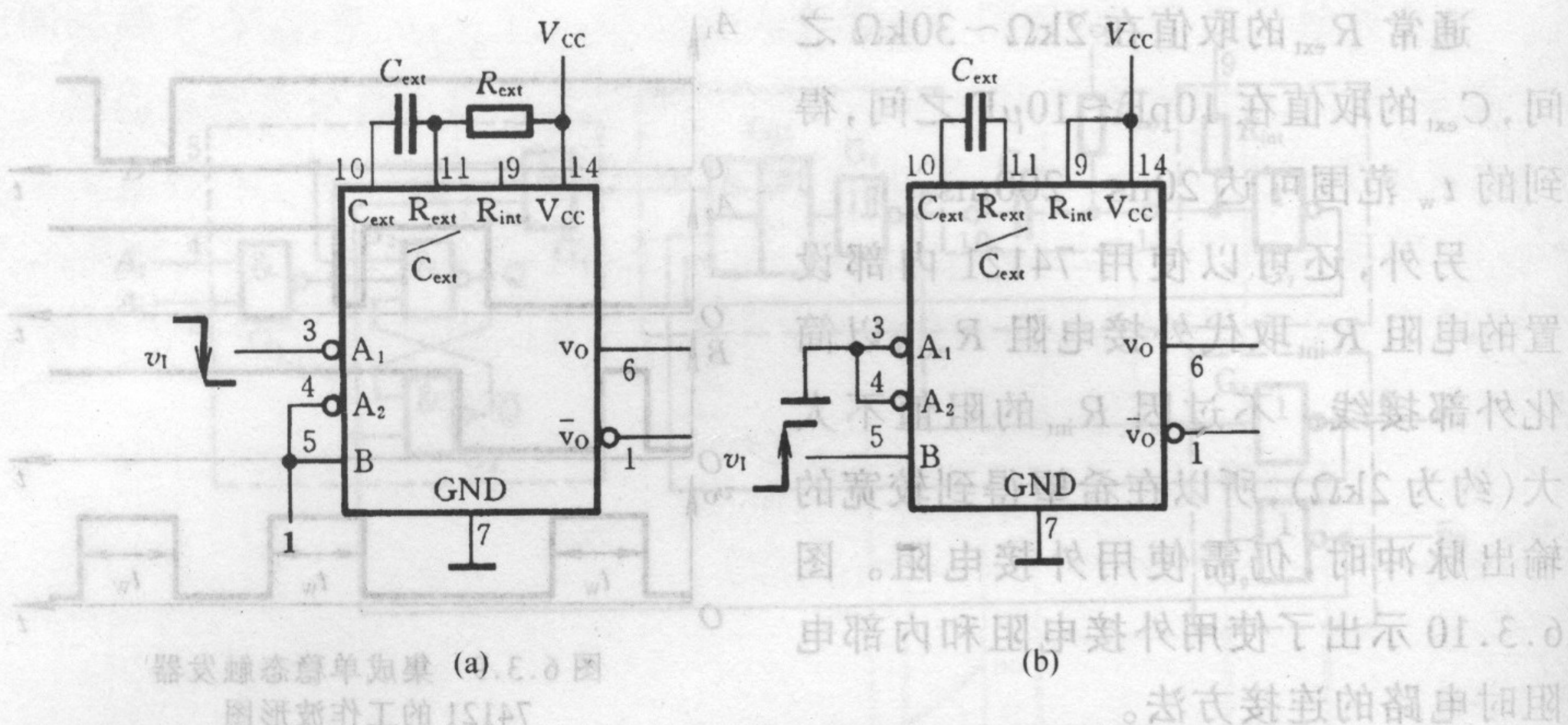


图 6.3.10 集成单稳态触发器 74121 的外部连接方法

(a) 使用外接电阻 R_{ext} (下降沿触发) (b) 使用内部电阻 R_{int} (上升沿触发)

通过在复位端加入低电平信号能立即终止暂稳态过程,使输出端返回低电平。

* 二、CMOS 集成单稳态触发器

现以 CC14528 为例介绍一下 CMOS 单稳态触发器的工作原理。

图 6.3.12 是 CC14528 的逻辑图。由图可见,除去外接电阻 R_{ext} 和外接电容 C_{ext} 以外,CC14528 本身包含三个组成部分:门 G_{10} 、 G_{11} 、 G_{12} 和 T_1 (P 沟道)、 T_2 (N 沟道)组成的三态门;门 $G_1 \sim G_9$ 组成的输入控制电路;门 $G_{13} \sim G_{16}$ 组成的输出缓冲电路。 A 为下降沿触发输入端, B 为上升沿触发输入端, $\bar{R}$ 为置零输入端, v_o 和 $\bar{v}_o$ 是两个互补输出端。

电路的核心部分是由积分电路(R_{ext} 和 C_{ext})、三态门和三态门的控制电路构成的积分型单稳态触发器。

在没有触发信号时($A=1$ 、 $B=0$)电路处于稳态,门 G_4 的输出 v_{O4} 肯定停在高电平。倘若接通电源后 G_3 和 G_4 组成的触发器停在了 v_{O4} 等于低电平的状态,由于电容上的电压 v_C 开始接通电源瞬间也是低电平,所以门 G_9 输出低电平并使 G_7 输出为高电平、 G_8 输出为低电平。于是 v_{O4} 被置成高电平。如果接通电源后 v_{O4} 已为高电平,则由门 G_6 和 G_7 组成

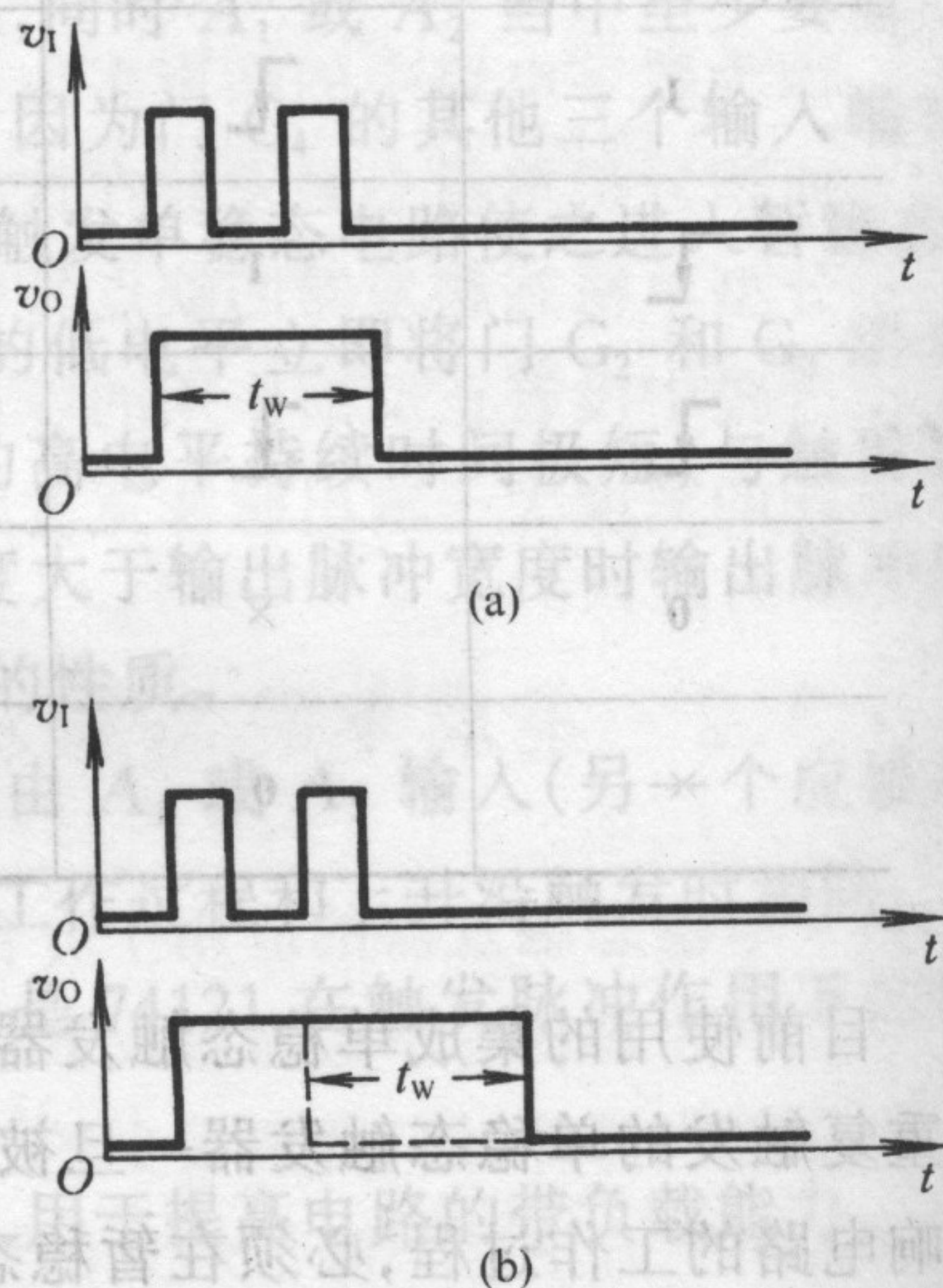


图 6.3.11 不可重复触发型与可重复触发型单稳态触发器的工作波形

(a) 不可重复触发型 (b) 可重复触发型

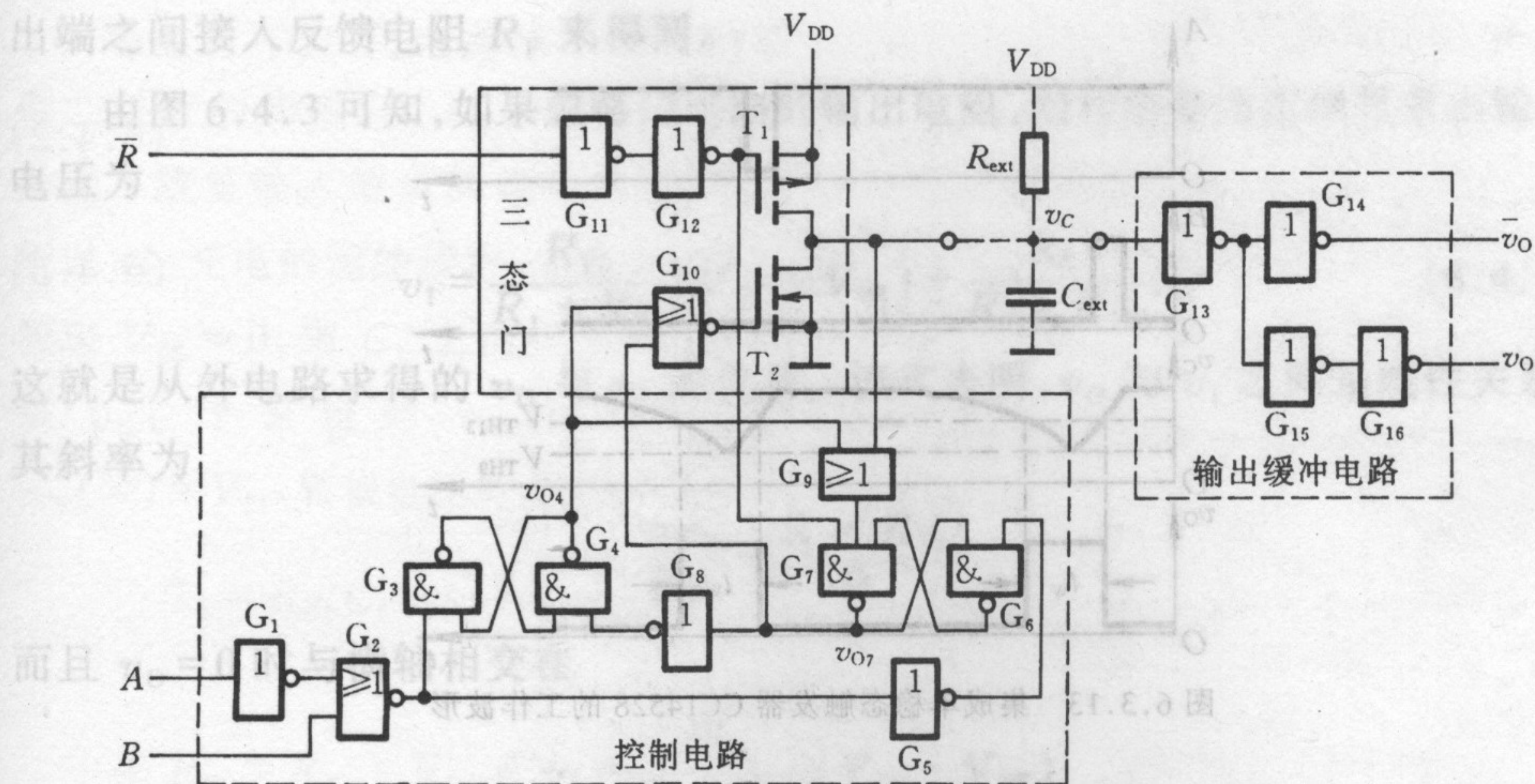


图 6.3.12 集成单稳态触发器 CC14528 的逻辑图

的触发器一定处于 v_{O7} 为低电平的状态,故 G_8 的输出为高电平, v_{O4} 的高电平状态将保持不变。

由于这时 G_{10} 输出为低电平而 G_{12} 输出为高电平,因而 T_1 和 T_2 同时截止, C_{ext} 通过 R_{ext} 被充电,最终稳定在 $v_C = V_{DD}$,所以输出 $v_O = 0$ 、 $\bar{v}_O = 1$ 。

在采用上升沿触发时,从 B 端加入正的触发脉冲(A 保持为高电平), G_3 和 G_4 组成的触发器立即被置成 $v_{O4} = 0$ 的状态,从而使 G_{10} 的输出变为高电平, T_2 导通, C_{ext} 开始放电。当 v_C 下降到 G_{13} 的转换电平 V_{TH13} 时,输出状态改变,成为 $v_O = 1$ 、 $\bar{v}_O = 0$,电路进入暂稳态。

但这种状态不会一直持续下去,当 v_C 进一步下降,降至 G_9 的阈值电压 V_{TH9} 时, G_9 的输出变成低电平,并通过 G_7 、 G_8 将 v_{O4} 置成高电平,于是 T_2 截止, C_{ext} 又重新开始充电。当 v_C 充电到 V_{TH13} 时,输出端返回 $v_O = 0$ 、 $\bar{v}_O = 1$ 的状态。 C_{ext} 继续充电至 V_{DD} 以后,电路又恢复为稳态。

图 6.3.13 中给出了 v_C 和 v_O 在触发脉冲作用下的工作波形。由图可见,输出脉冲宽度 t_w 等于 v_C 从 V_{TH13} 下降到 V_{TH9} 的放电时间与 v_C 再从 V_{TH9} 充电到 V_{TH13} 的充电时间之和。为了获得较宽的输出脉冲,一般都将 V_{TH13} 设计得较高而将 V_{TH9} 设计得较低。

在要求用下降沿触发时,应从 A 端输入负的触发脉冲,同时令 B 端保持在低电平。

利用 $\bar{R}$ 端置零时,应在 $\bar{R}$ 端加入低电平信号,这时 T_1 导通、 T_2 截止, C_{ext} 通过 T_1 迅速充电到 V_{DD} ,使 $v_O = 0$ 。

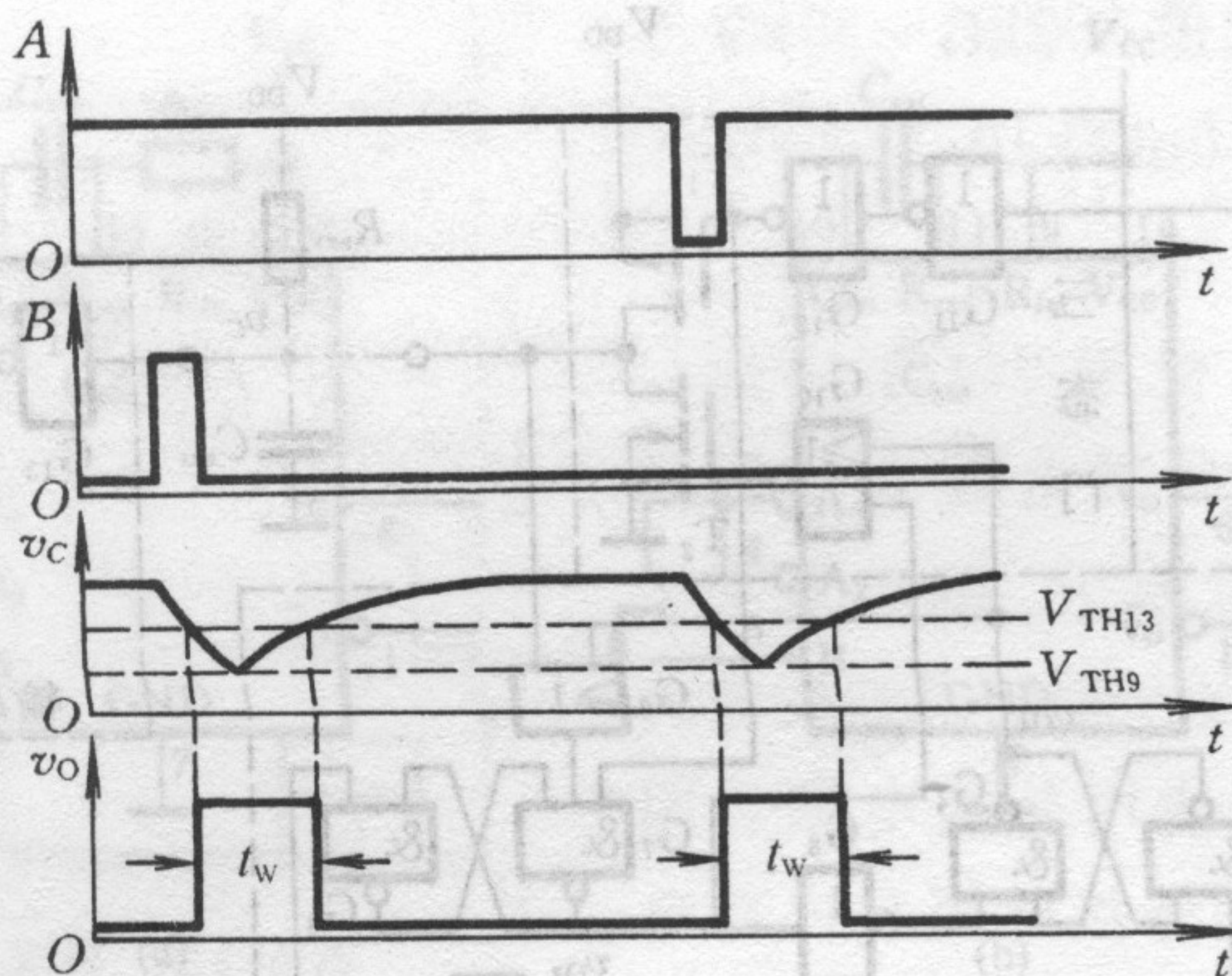


图 6.3.13 集成单稳态触发器 CC14528 的工作波形

6.4 多谐振荡器

多谐振荡器是一种自激振荡器,在接通电源以后,不需要外加触发信号,便能自动地产生矩形脉冲。由于矩形波中含有丰富的高次谐波分量,所以习惯上又把矩形波振荡器叫做多谐振荡器。

6.4.1 对称式多谐振荡器

图 6.4.1 所示电路是对称式多谐振荡器的典型电路,它是由两个反相器 G_1 、 G_2 经耦合电容 C_1 、 C_2 连接起来的正反馈振荡回路。

为了产生自激振荡,电路不能有稳定状态。也就是说,在静态下(电路没有振荡时)它的状态必须是不稳定的。由图 6.4.2 反相器的电压传输特性上可以看出,如果能设法使 G_1 、 G_2 工作在电压传输

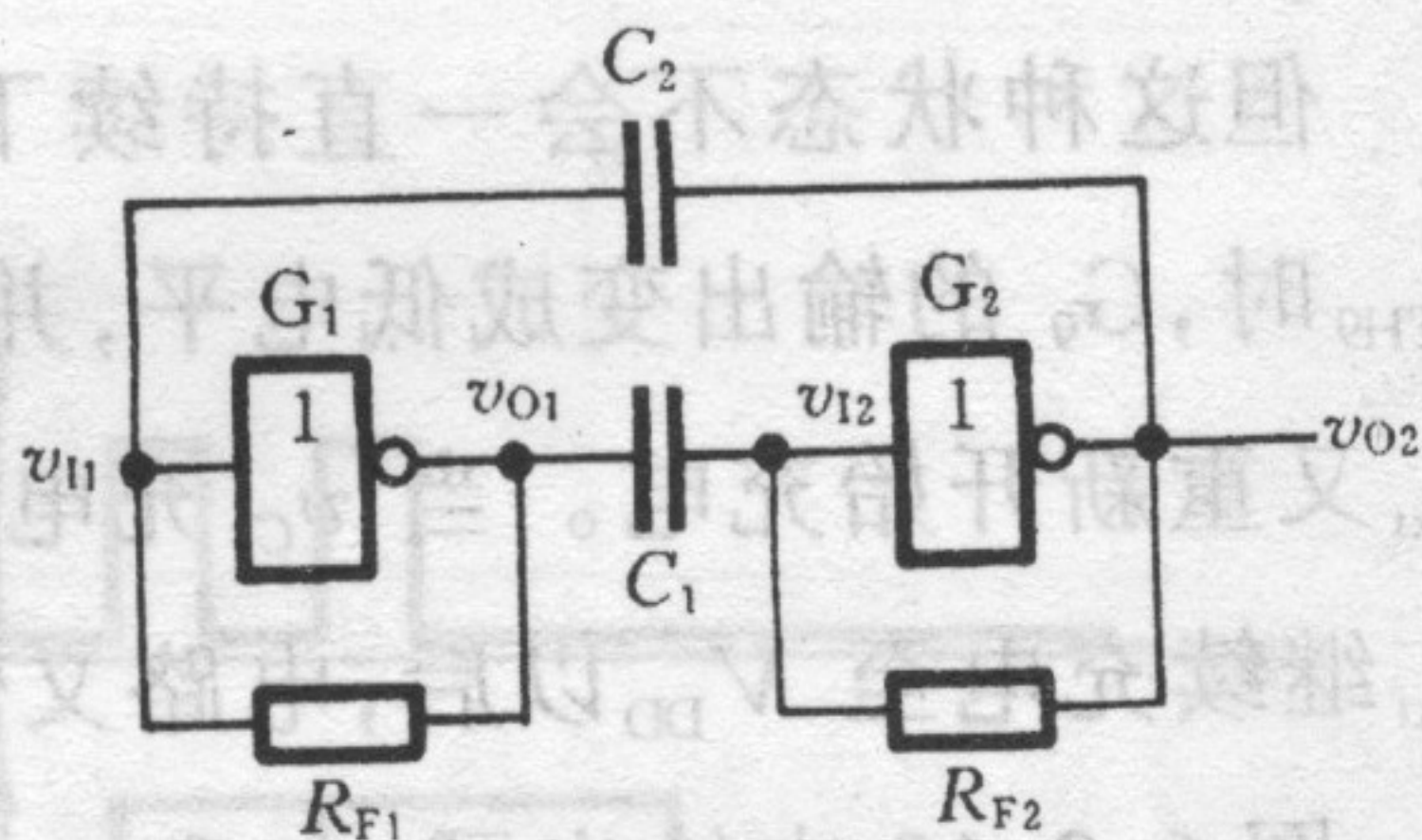


图 6.4.1 对称式多谐振荡器电路

特性的转折区或线性区,则它们将工作在放大状态,即电压放大倍数 $A_v = \frac{|\Delta v_o|}{|\Delta v_i|} > 1$ 。这时只要 G_1 或 G_2 的输入电压有极微小的扰动,就会被正反馈回路放大而引起振荡,因此图 6.4.1 电路的静态将是不稳定的。

为了使反相器静态时工作在放大状态,必须给它们设置适当的偏置电压,它的数值应介于高、低电平之间。这个偏置电压可以通过在反相器的输入端与输

出端之间接入反馈电阻 R_F 来得到。

由图 6.4.3 可知,如果忽略门电路的输出电阻,则利用叠加定理可求出输入电压为

$$v_i = \frac{R_{F1}}{R_1 + R_{F1}}(V_{CC} - V_{BE}) + \frac{R_1}{R_1 + R_{F1}}v_o \tag{6.4.1}$$

这就是从外电路求得的 v_o 与 v_i 的关系。该式表明, v_o 与 v_i 之间是线性关系,其斜率为

$$\frac{\Delta v_o}{\Delta v_i} = \frac{R_1 + R_{F1}}{R_1}$$

而且 $v_o = 0$ 时与横轴相交在

$$v_i = \frac{R_{F1}}{R_1 + R_{F1}}(V_{CC} - V_{BE})$$

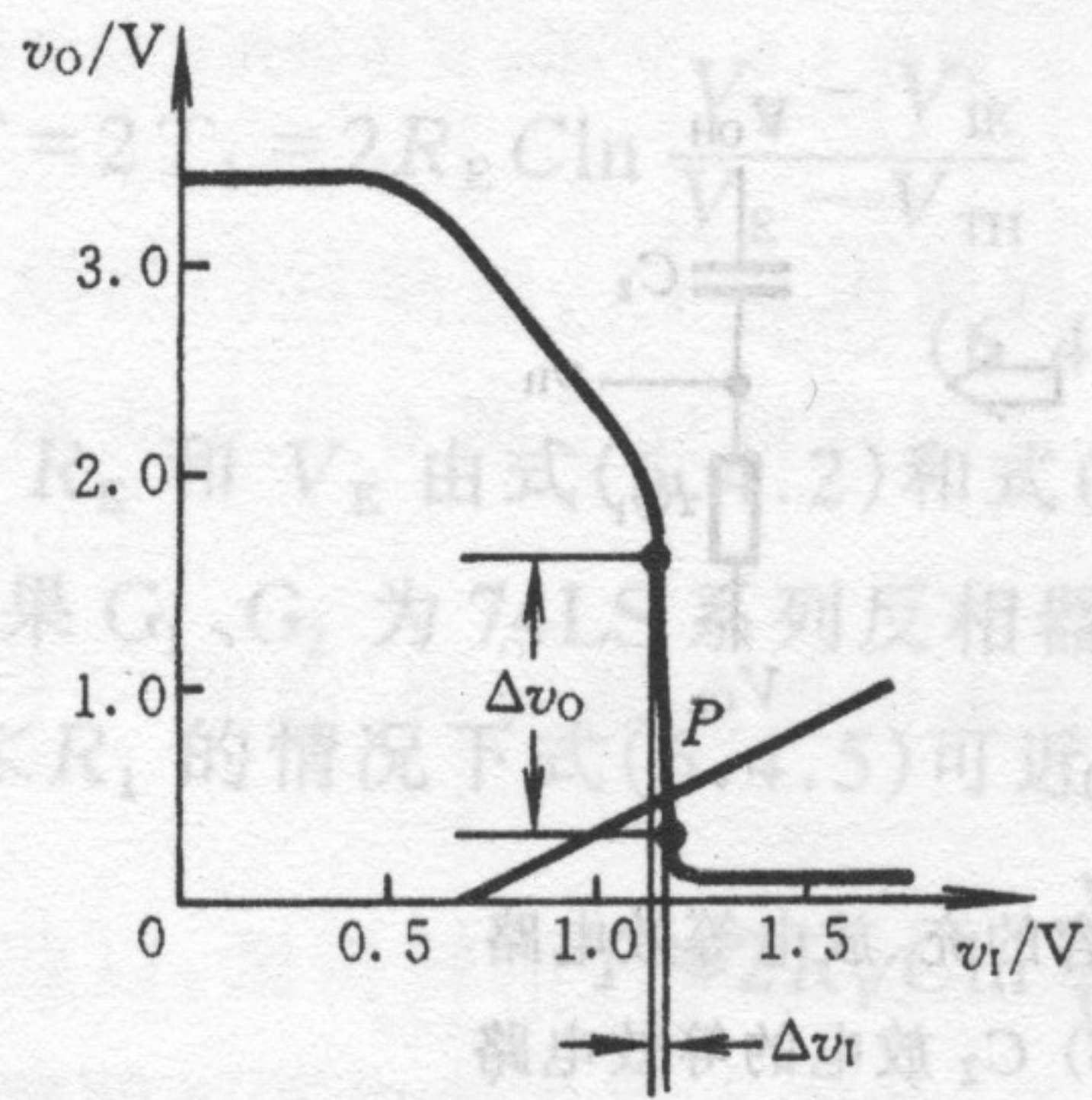


图 6.4.2 TTL 反相器(7404)的电压传输特性

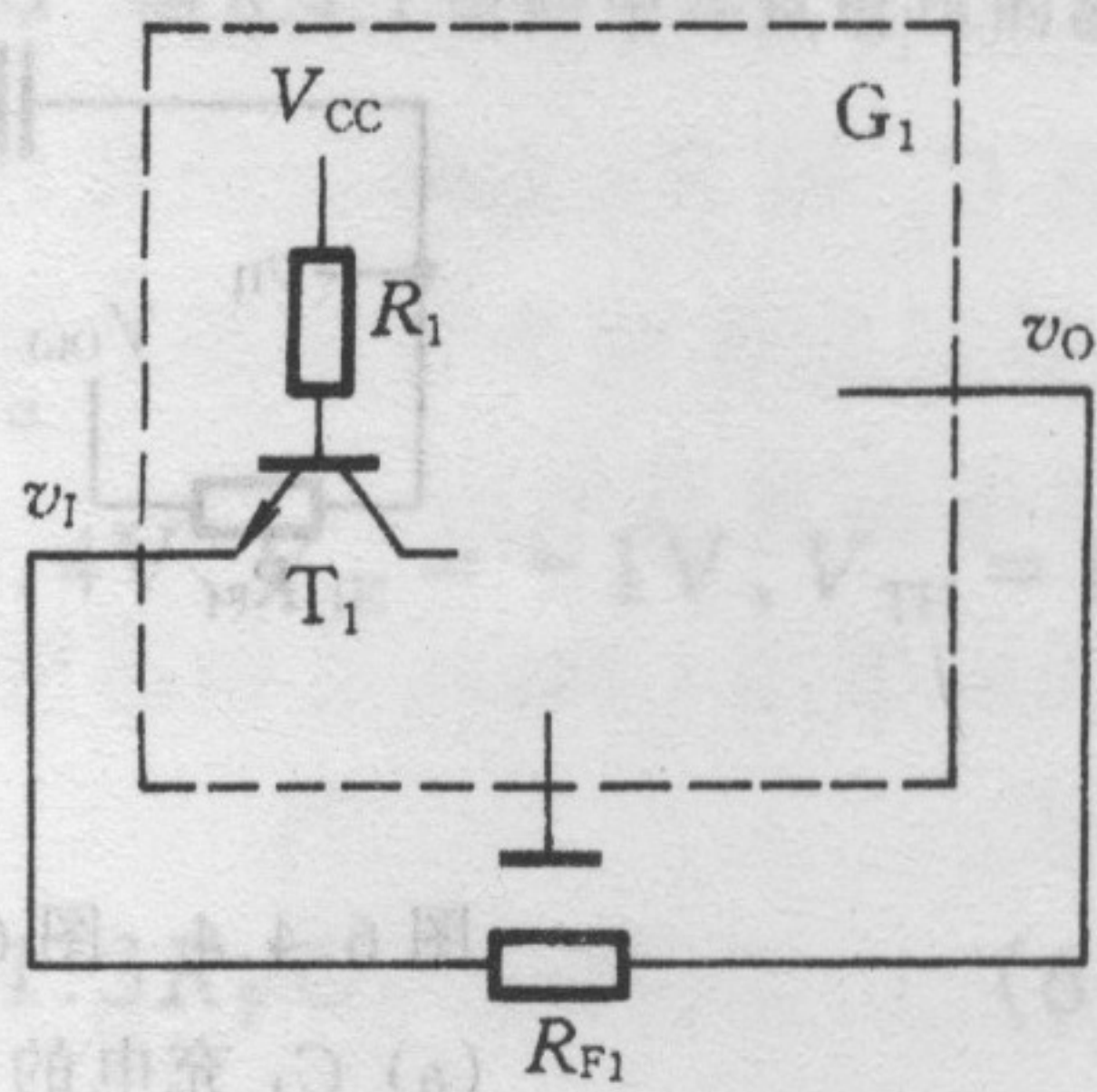
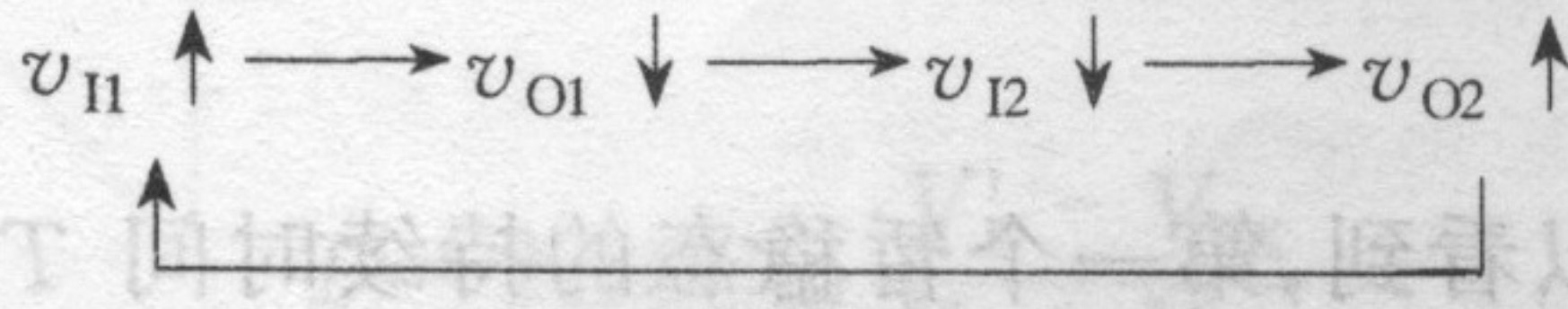


图 6.4.3 计算 TTL 反相器静态工作点的等效电路

的地方。这条直线与电压传输特性的交点就是反相器的静态工作点。只要恰当地选取 R_{F1} 值,定能使静态工作点 P 位于电压传输特性的转折区,如图 6.4.2 中所示。计算结果表明,对于 74 系列的门电路而言, R_{F1} 的阻值应取在 $0.5k\Omega \sim 1.9k\Omega$ 之间。

下面具体分析一下图 6.4.1 电路接通电源后的工作情况。

假定由于某种原因(例如电源波动或外界干扰)使 v_{i1} 有微小的正跳变,则必然会引起如下的正反馈过程

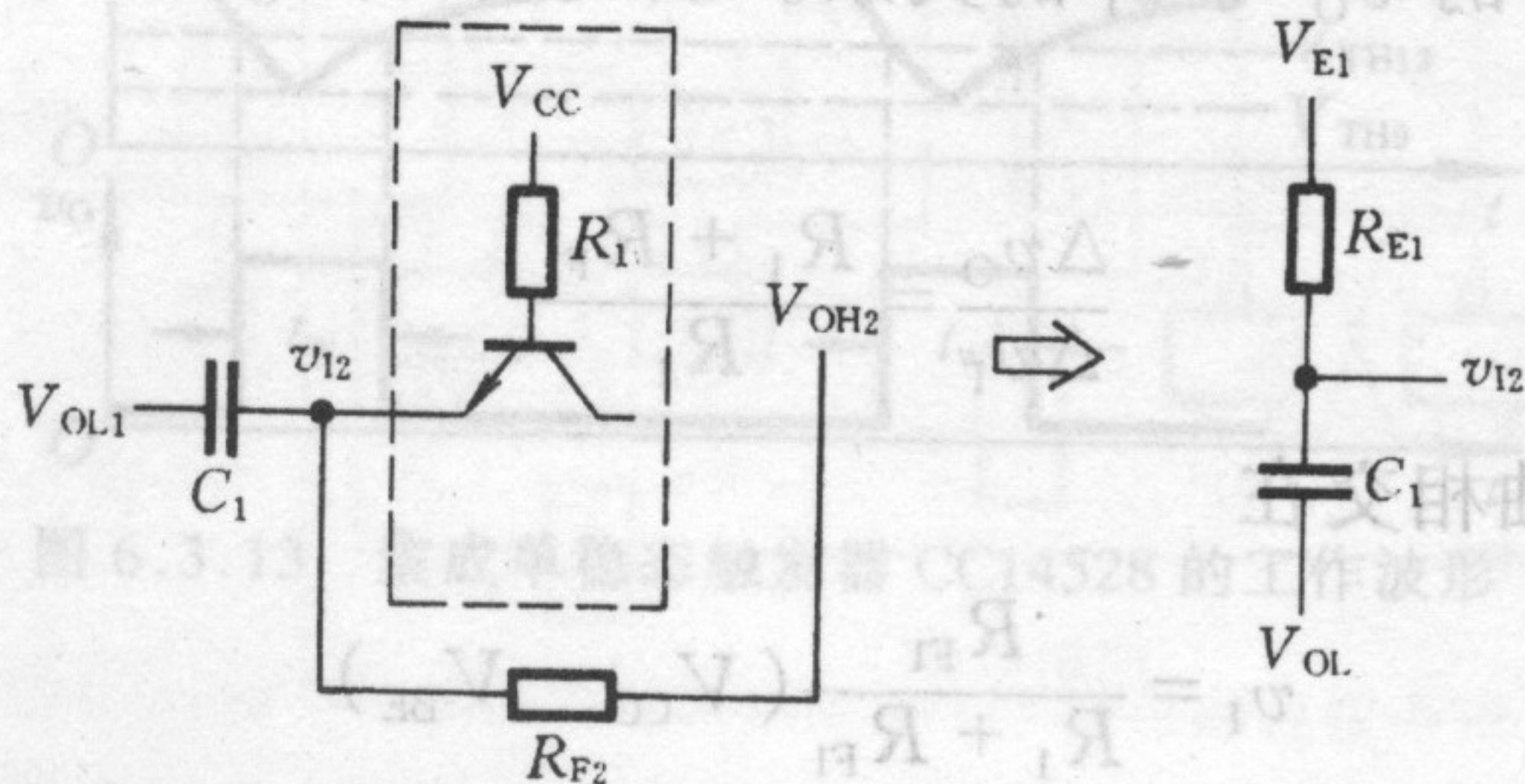


使 v_{o1} 迅速跳变为低电平、 v_{o2} 迅速跳变为高电平,电路进入第一个暂稳态。同时电容 C_1 开始充电而 C_2 开始放电。图 6.4.4 中画出了 C_1 充电和 C_2 放电的等效电路。图(a)中的 R_{E1} 和 V_{E1} 是根据戴维南定理求得的等效电阻和等效电

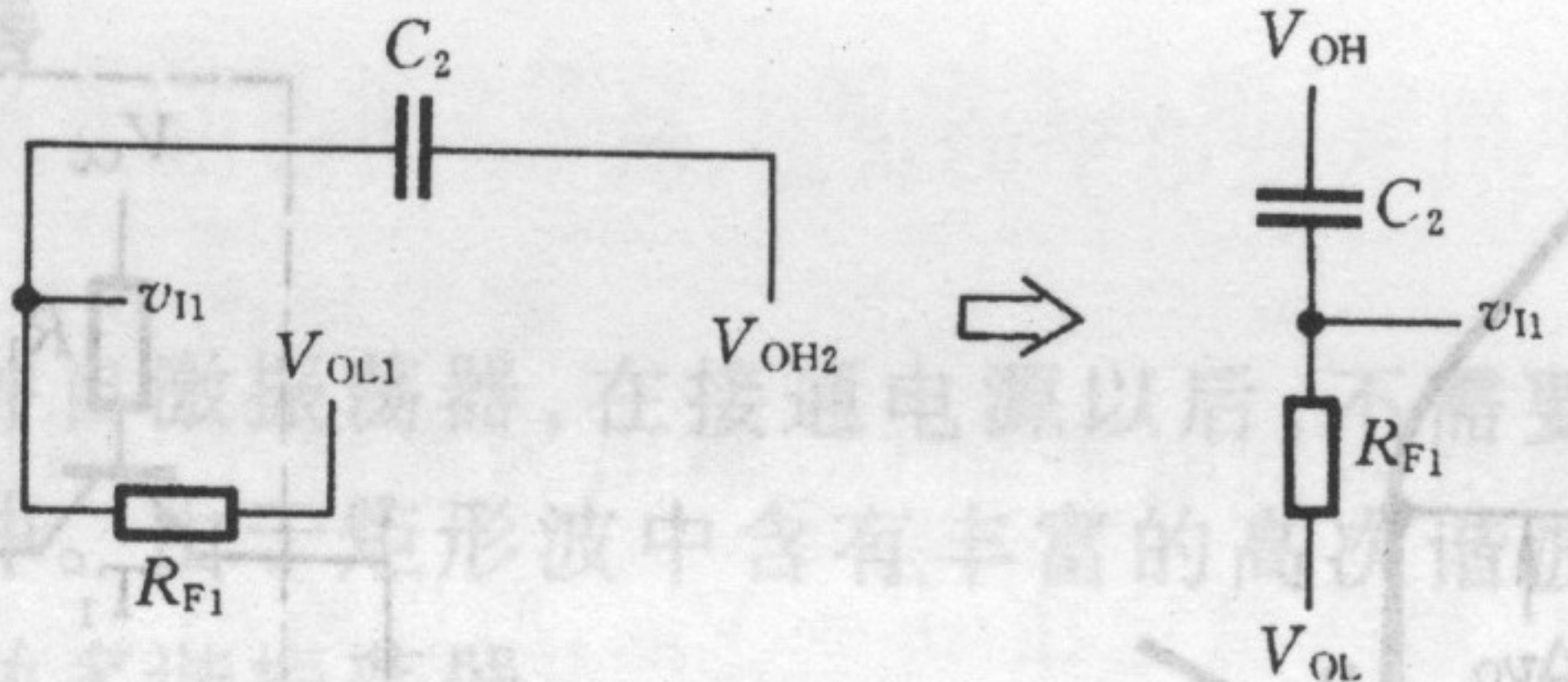
压源,它们分别为

$$R_{E1} = \frac{R_1 R_{F2}}{R_1 + R_{F2}} \quad (6.4.2)$$

$$V_{E1} = V_{OH} + \frac{R_{F2}}{R_1 + R_{F2}} (V_{CC} - V_{OH} - V_{BE}) \quad (6.4.3)$$



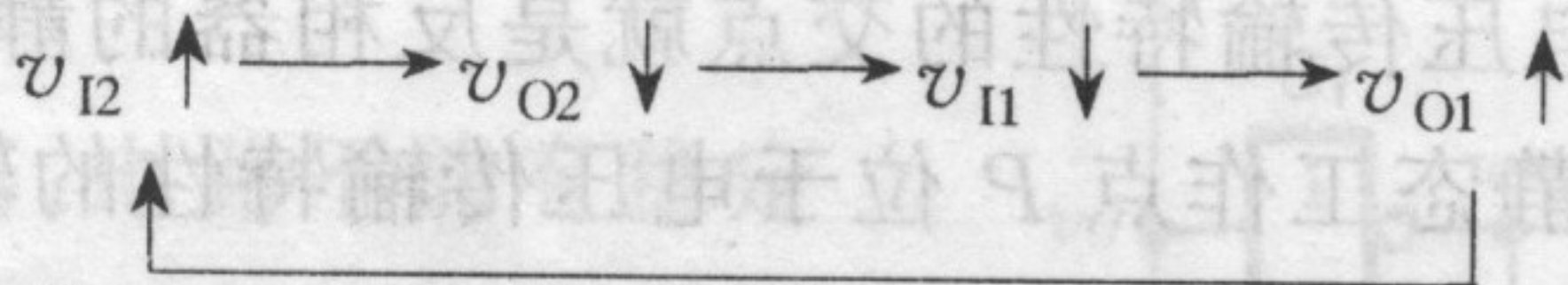
(a)



(b)

图 6.4.4 图 6.4.1 电路中电容的充、放电等效电路
(a) C_1 充电的等效电路 (b) C_2 放电的等效电路

因为 C_1 同时经 R_1 和 R_{F2} 两条支路充电,所以充电速度较快, v_{12} 首先上升到 G_2 的阈值电压 V_{TH} ,并引起如下的正反馈过程



从而使 v_{O2} 迅速跳变至低电平而 v_{O1} 迅速跳变至高电平,电路进入第二个暂稳态。同时, C_2 开始充电而 C_1 开始放电。由于电路的对称性,这一过程和上面所述 C_1 充电、 C_2 放电的过程完全对应,当 v_{11} 上升到 V_{TH} 时电路又将迅速地返回 v_{O1} 为低电平而 v_{O2} 为高电平的第一个暂稳态。因此,电路便不停地在两个暂稳态之间往复振荡,在输出端产生矩形输出脉冲。电路中各点电压的波形如图 6.4.5 所示。

从上面的分析可以看到,第一个暂稳态的持续时间 T_1 等于 v_{12} 从 C_1 开始充电到上升至 V_{TH} 的时间。由于电路的对称性,总的振荡周期必然等于 T_1 的两倍。只要找出 C_1 充电的起始值、终了值和转换值,就可以代入式(6.3.1)求出 T_1 值了。

考虑到 TTL 门电路输入端反向钳位二极管的影响, 在 v_{I2} 产生负跳变时只能下跳至输入端负的钳位电压 V_{IK} , 所以 C_1 充电的起始值为 $v_{I2}(0) = V_{IK}$ 。假定 $V_{OL} \approx 0$, 则 C_1 上的电压 v_{C1} 也就是 v_{I2} 。于是得到 $v_{C1}(0) = V_{IK}$, $v_{C1}(\infty) = V_{E1}$, 转换电压即 V_{TH} , 故得到

$$T_1 = R_{E1} C_1 \ln \frac{V_{E1} - V_{IK}}{V_{E1} - V_{TH}} \quad (6.4.4)$$

在 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$ 、 $C_1 = C_2 = C$ 的条件下, 图 6.3.1 电路的振荡周期为

$$T = 2T_1 = 2R_E C \ln \frac{V_E - V_{IK}}{V_E - V_{TH}} \quad (6.4.5)$$

式中的 R_E 和 V_E 由式(6.4.2)和式(6.4.3)给出。

如果 G_1 、 G_2 为 74LS 系列反相器, 取 $V_{OH} = 3.4V$ 、 $V_{IK} = -1V$ 、 $V_{TH} = 1.1V$, 在 $R_F \ll R_1$ 的情况下式(6.4.5)可近似地简化为

$$T \approx 2R_F C \ln \frac{V_{OH} - V_{IK}}{V_{OH} - V_{TH}} \approx 1.3R_F C \quad (6.4.6)$$

以供近似估算振荡周期时使用。

【例 6.4.1】 在图 6.4.1 所示的对称式多谐振荡器电路中, 已知 $R_{F1} = R_{F2} = 1k\Omega$, $C_1 = C_2 = 0.1\mu F$ 。 G_1 和 G_2 为 74LS04 中的两个反相器, 它们的 $V_{OH} = 3.4V$, $V_{IK} = -1V$, $V_{TH} = 1.1V$, $R_1 = 20k\Omega$ 。取 $V_{CC} = 5V$ 。试计算电路的振荡频率。

解: 由式(6.4.2)和式(6.4.3)求出 R_E 、 V_E 值分别为

$$R_E = \frac{R_1 R_F}{R_1 + R_F} = 0.95k\Omega$$

$$V_E = V_{OH} + \frac{R_F}{R_1 + R_F} (V_{CC} - V_{OH} - V_{BE}) = 3.44V$$

将 $R_E = 0.95k\Omega$ 、 $V_E = 3.44V$ 、 $C = 0.1\mu F$ 、 $V_{IK} = -1V$ 、 $V_{TH} = 1.1V$ 代入式(6.4.5)得到

$$\begin{aligned} T &= 2R_E C \ln \frac{V_E - V_{IK}}{V_E - V_{TH}} \\ &= \left(2 \times 0.95 \times 10^{-4} \ln \frac{3.44 + 1}{3.44 - 1.1} \right) s \\ &= 1.22 \times 10^{-4} s \end{aligned}$$

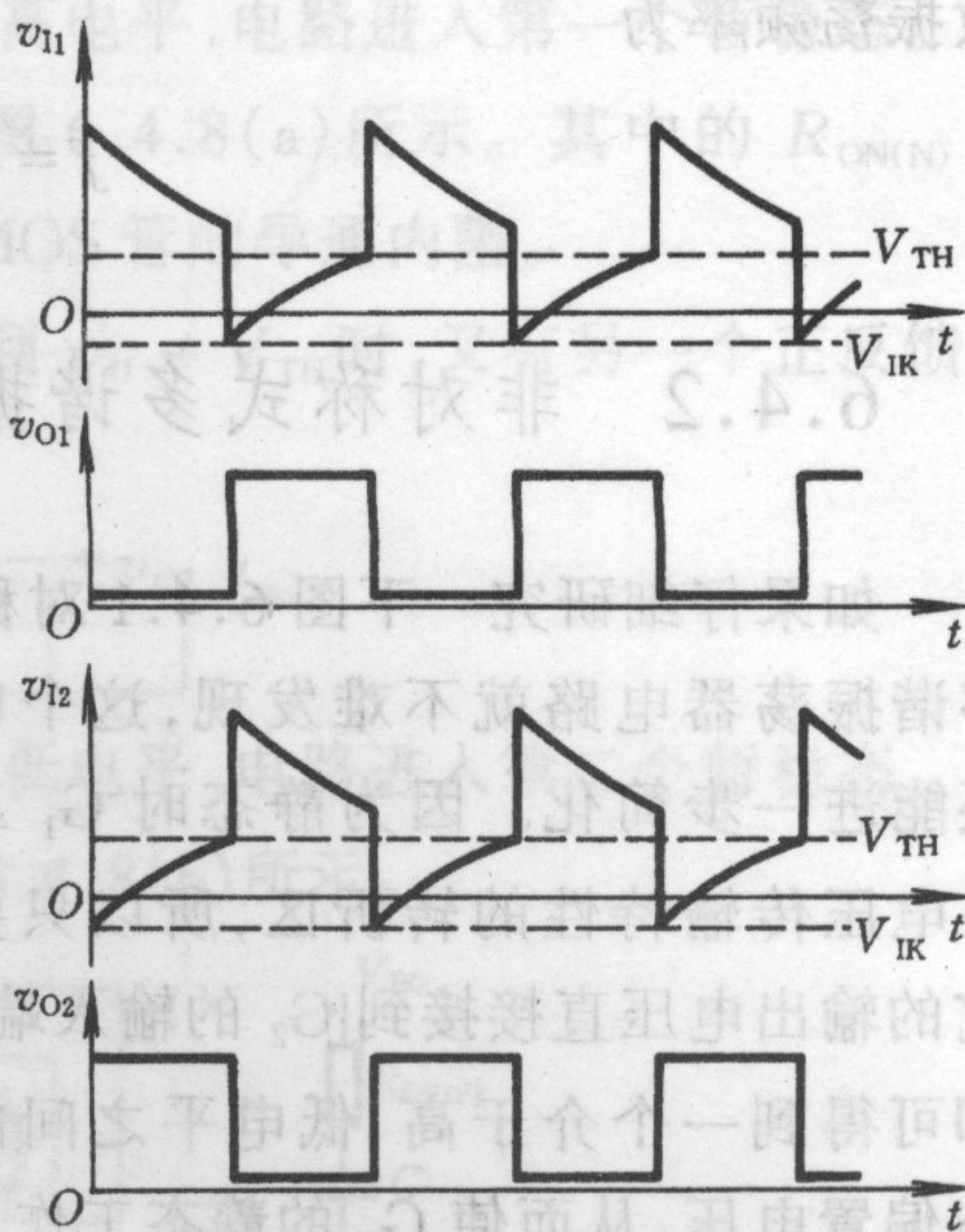


图 6.4.5 图 6.4.1 电路中各点电压的波形

故振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = 8.2\text{kHz}$$

6.4.2 非对称式多谐振荡器

如果仔细研究一下图 6.4.1 对称式多谐振荡器电路就不难发现,这个电路还能进一步简化。因为静态时 G_1 工作在电压传输特性的转折区,所以只要把它的输出电压直接接到 G_2 的输入端, G_2 即可得到一个介于高、低电平之间的静态偏置电压,从而使 G_2 的静态工作点也处于电压传输特性的转折区上。因此,可以把 C_1 和 R_{F2} 去掉。只要在反馈环路中保留电容 C_2 , 电路就仍然没有稳定状态,而只能在两个暂稳态之间往复振荡。这样就得到了图 6.4.6 所示的非对称式多谐振荡器电路。

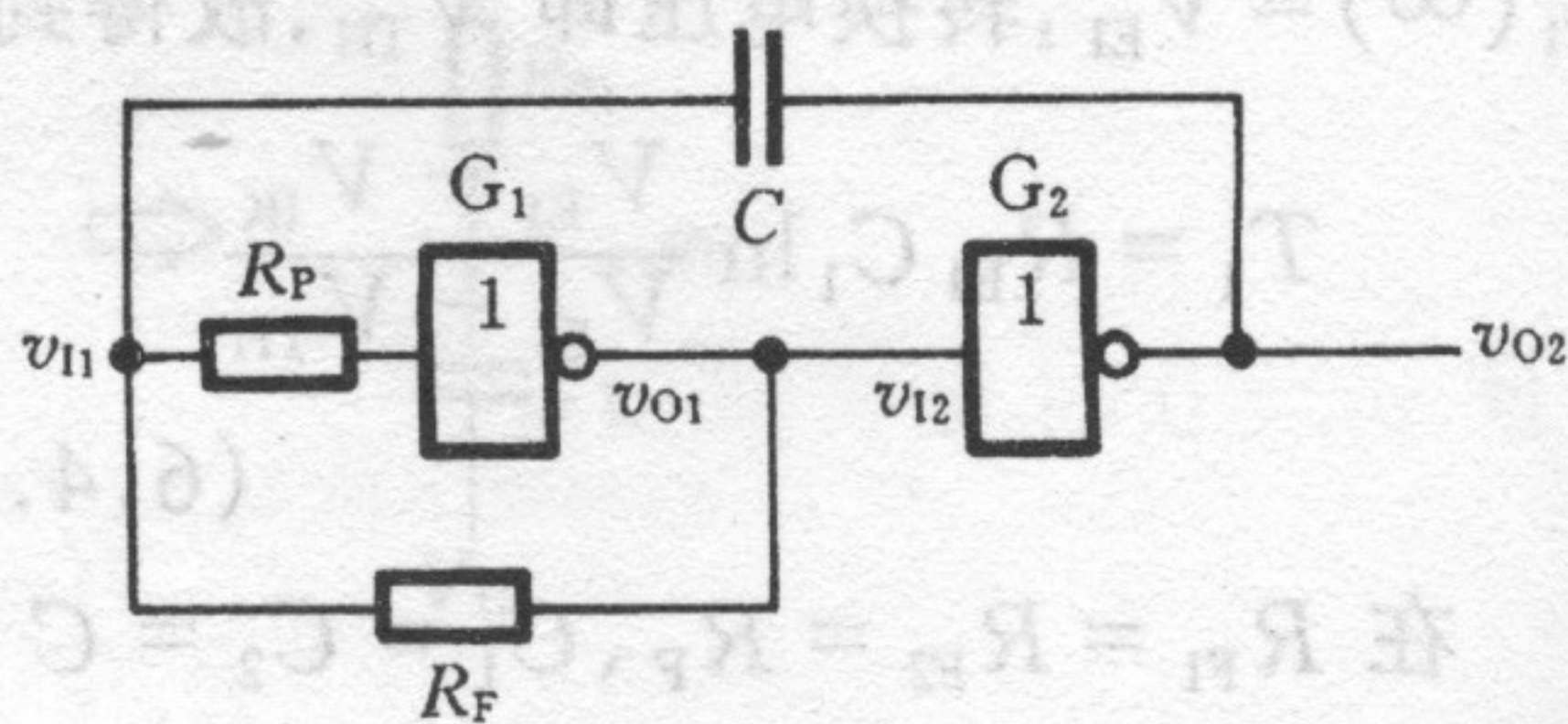


图 6.4.6 非对称式多谐振荡器电路

现以使用 CMOS 反相器组成的非对称式多谐振荡器为例,说明一下它的工作原理。

首先必须保证静态时 G_1 和 G_2 工作在电压传输特性的转折区,以获得较大的电压放大倍数。由图 6.4.6 可见,因为在 G_1 的输入端与输出端之间跨接了电阻 R_F ,而 CMOS 门电路的输入电流在正常的输入高、低电平范围内几乎等于零,所以 R_F 上没有压降, G_1 必然工作在 $v_{O1} = v_{I1}$ 的状态。因此,表示 $v_{O1} = v_{I1}$ 的直线与电压传输特性的交点就是 G_1 的静态工作点,如图 6.4.7 所示。通常

$V_{TH} = \frac{1}{2} V_{DD}$, 这时静态工作点 P 刚好处在电压传输特性转折区的中点,即 $v_{O1} = v_{I1} = \frac{1}{2} V_{DD}$ 的地方。因为 $v_{O1} = v_{I2}$, 所以这时 G_2 的静态工作点也在电压传输特性的中点。由于流过 R_F 的静态电流基本等于零,所以对 R_F 阻值的选择没有严格的限制。

然而这种静态是不稳定的。假定由于某种原因使 v_{I1} 有极微小的正跳变发生,则必将引起如下的正反馈过程

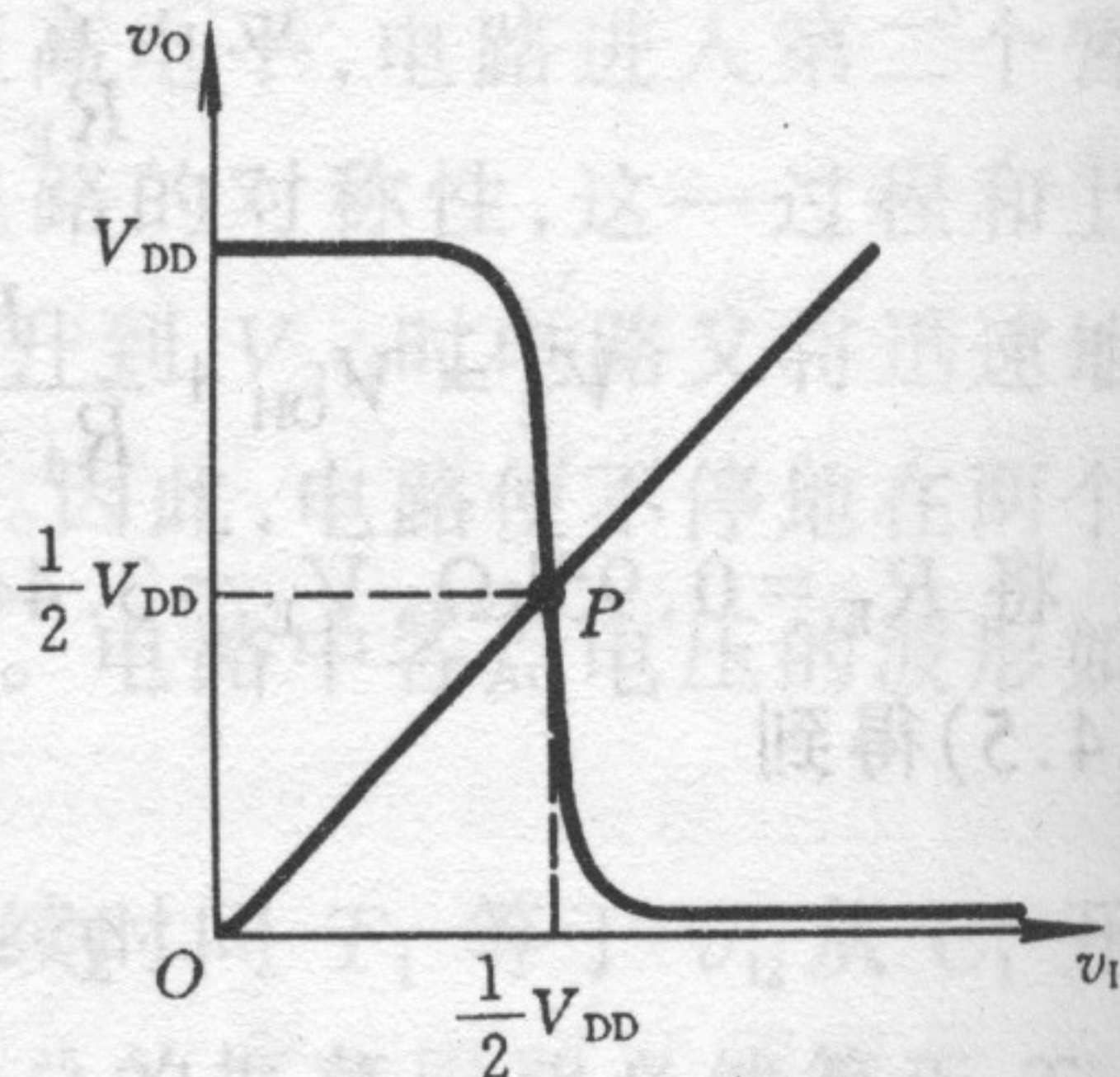
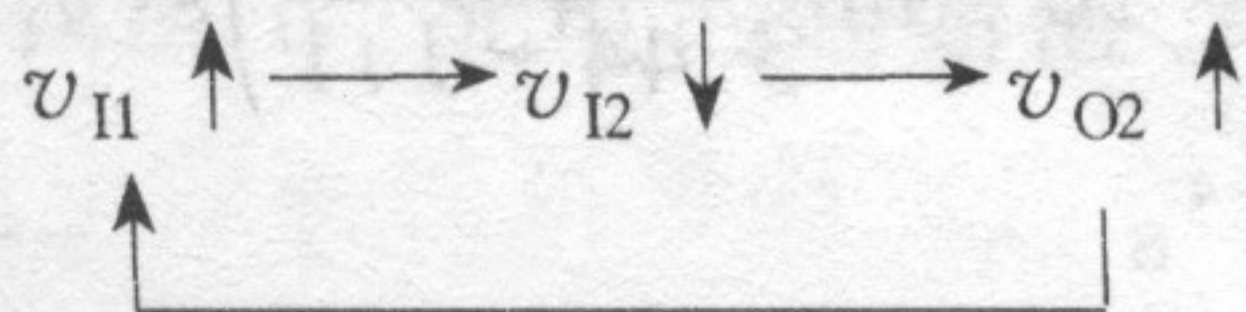
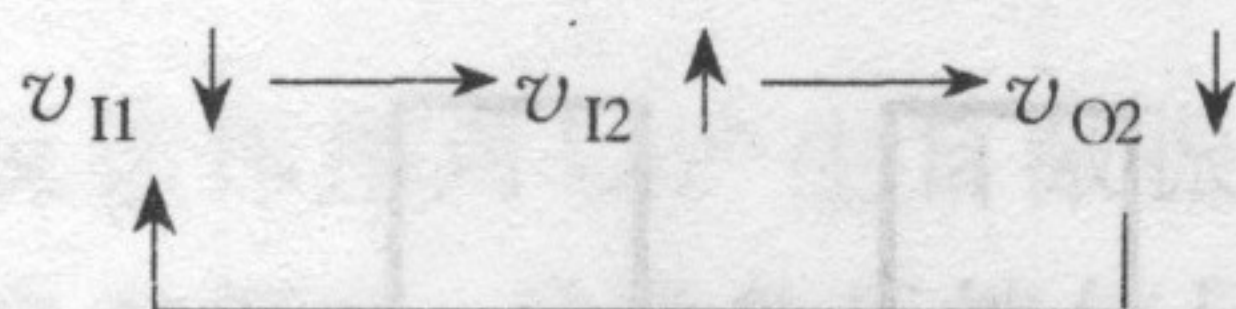


图 6.4.7 图 6.4.6 电路中 CMOS 反相器静态工作点的确定

使 v_{O1} 迅速跳变为低电平而 v_{O2} 迅速跳变为高电平, 电路进入第一个暂稳态。同时, 电容 C 开始放电, 放电的等效电路如图 6.4.8(a) 所示。其中的 $R_{ON(N)}$ 和 $R_{ON(P)}$ 分别表示 N 沟道 MOS 管和 P 沟道 MOS 管的导通内阻。

随着电容 C 的放电 v_{I1} 逐渐下降, 当降到 $v_{I1} = V_{TH}$ 时, 又有另一个正反馈过程发生, 即



使 v_{O1} 迅速跳变为高电平而 v_{O2} 迅速跳变为低电平, 电路进入第二个暂稳态。同时电容 C 开始充电, 充电的等效电路如图 6.4.8(b) 所示。

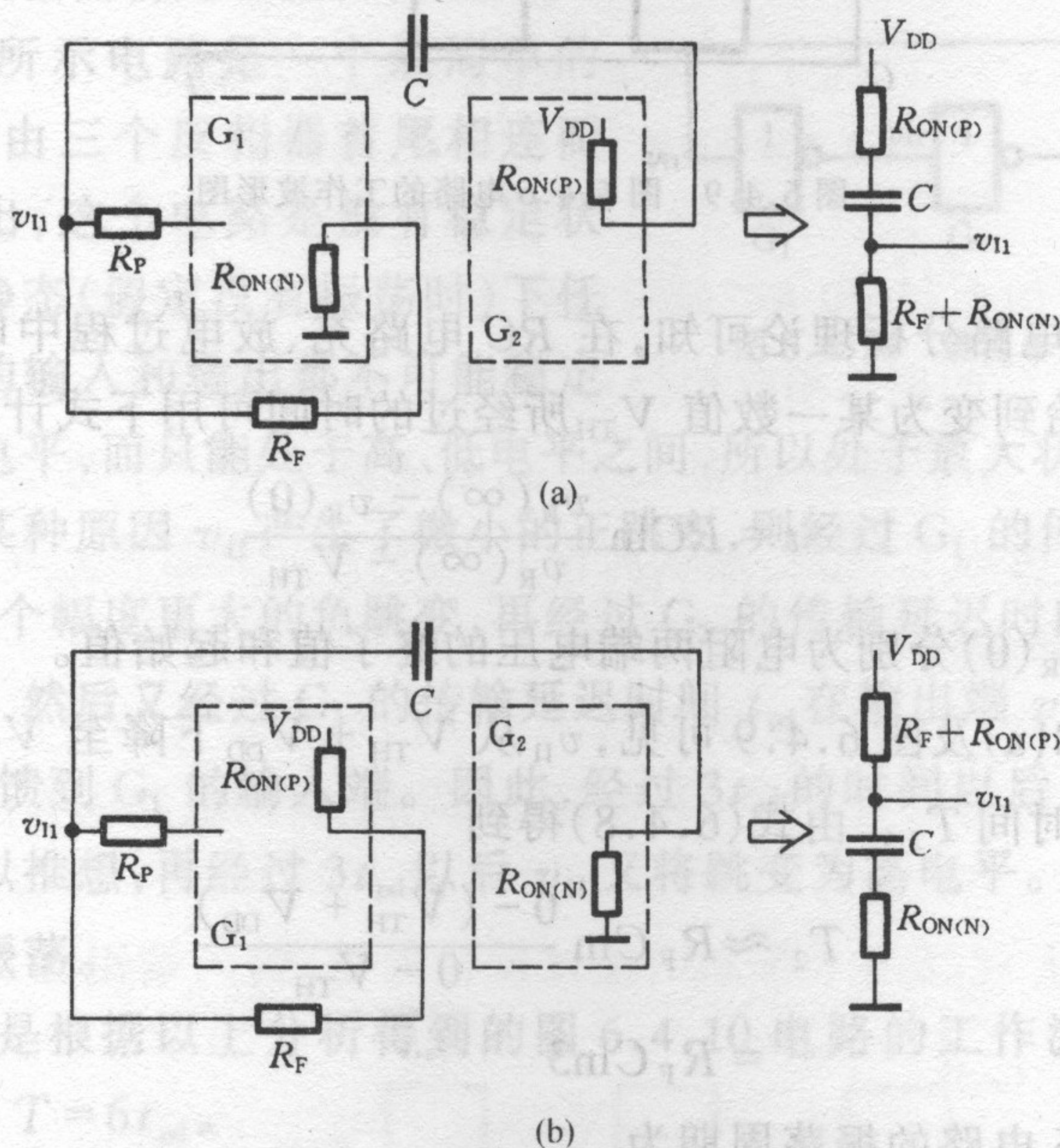


图 6.4.8 图 6.4.6 电路中电容的充、放电等效电路

(a) 放电的等效电路

(b) 充电的等效电路

这个暂稳态同样也不能持久, 随着电容 C 的充电, v_{I1} 不断升高, 当升至 $v_{I1} = V_{TH}$ 时电路又重新转换为第一个暂稳态。因此, 电路便不停地在两个暂稳态之间振荡。图 6.4.9 中画出了电路中各点的电压波形。

假若 G_1 输入端串接的保护电阻 R_P 足够大, 则 v_{I1} 高于 $V_{DD} + V_{DF}$ 或低于 $-V_{DF}$ 时 G_1 的输入电流可以忽略不计。在 R_F 远大于 $R_{ON(N)}$ 和 $R_{ON(P)}$ 的条件下, 根据式(6.3.1)可以近似地求得图 6.4.8(b) 中电容 C 的充电时间 T_1 为

$$T_1 \approx R_F C \ln \frac{V_{DD} - (V_{TH} - V_{DD})}{V_{DD} - V_{TH}} \quad (6.4.7)$$

$$= R_F C \ln 3$$

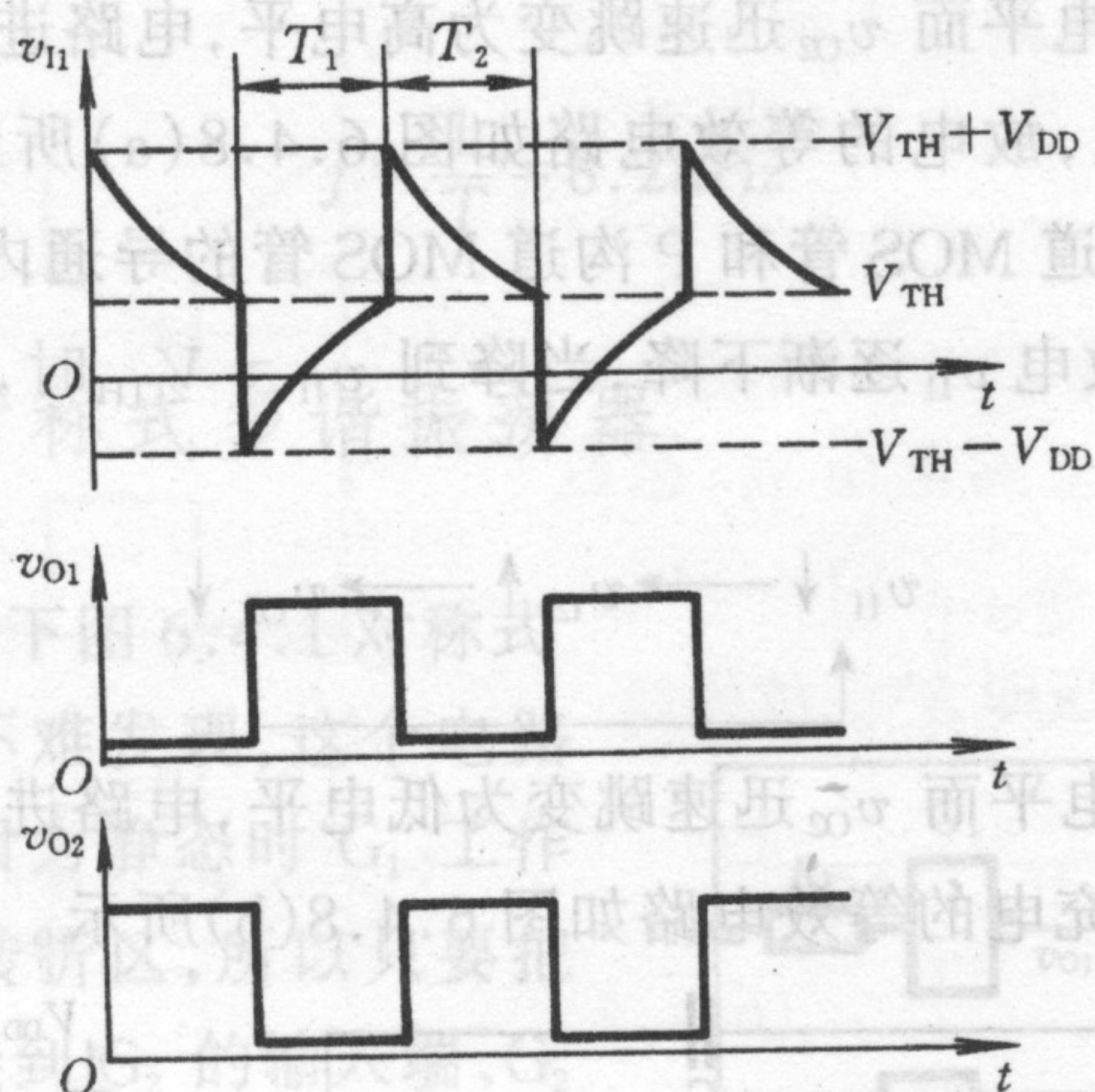


图 6.4.9 图 6.4.6 电路的工作波形图

同时,根据电路分析理论可知,在 RC 电路充、放电过程中电阻两端的电压从过渡过程开始到变为某一数值 V_{TH} 所经过的时间可用下式计算

$$t = RC \ln \frac{v_R(\infty) - v_R(0)}{v_R(\infty) - V_{TH}} \quad (6.4.8)$$

其中 $v_R(\infty)$ 、 $v_R(0)$ 分别为电阻两端电压的终了值和起始值。

由图 6.4.8(a) 及图 6.4.9 可见, v_{I1} 从 $V_{TH} + V_{DD}$ 下降至 V_{TH} 的时间也就是电容 C 的放电时间 T_2 。由式(6.4.8)得到

$$\begin{aligned} T_2 &\approx R_F C \ln \frac{0 - (V_{TH} + V_{DD})}{0 - V_{TH}} \\ &= R_F C \ln 3 \end{aligned} \quad (6.4.9)$$

故图 6.4.6 电路的振荡周期为

$$T = T_1 + T_2 \approx 2R_F C \ln 3 = 2.2R_F C \quad (6.4.10)$$

用 TTL 反相器同样也能组成如图 6.4.6 所示的非对称型多谐振荡器。但需注意的是在输入电压低于 V_{TH} 时反相器的输入电流不能忽略不计,所以电容充、放电时的等效电路略显复杂一些,而且输出电压波形的占空比不等于 50%。

【例 6.4.2】 在图 6.4.6 的非对称式多谐振荡器电路中,已知 G_1 、 G_2 为 CMOS 反相器 CC4007,输出电阻小于 200Ω 。若取 $V_{DD} = 10V$, $R_P = 30k\Omega$, $R_F = 4.3k\Omega$, $C = 0.01\mu F$,试求电路的振荡频率。

解: 由于反相器输出电阻 $R_{ON(N)}$ 、 $R_{ON(P)}$ 远小于 R_F ,且 R_P 又较大,所以可用式(6.4.10)计算电路的振荡周期,得到

$$\begin{aligned} T &\approx 2.2R_F C = (2.2 \times 4.3 \times 10^3 \times 10^{-8})s \\ &= 9.46 \times 10^{-5}s \end{aligned}$$

故电路的振荡周期为

$$f = \frac{1}{T} \approx 10.6 \text{ kHz}$$

6.4.3 环形振荡器

利用闭合回路中的正反馈作用可以产生自激振荡,利用闭合回路中的延迟负反馈作用同样也能产生自激振荡,只要负反馈信号足够强。

环形振荡器就是利用延迟负反馈产生振荡的。它是利用门电路的传输延迟时间将奇数个反相器首尾相接而构成的。

图 6.4.10 所示电路是一个最简单的环形振荡器,它由三个反相器首尾相连而组成。不难看出,这个电路是没有稳定状态的。因为在静态(假定没有振荡时)下任何一个反相器的输入和输出都不可能稳定在高电平或低电平,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 6.4.11 是根据以上分析得到的图 6.4.10 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

$$T = 2nt_{pd} \quad (6.4.11)$$

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 6.4.11 电路的基础

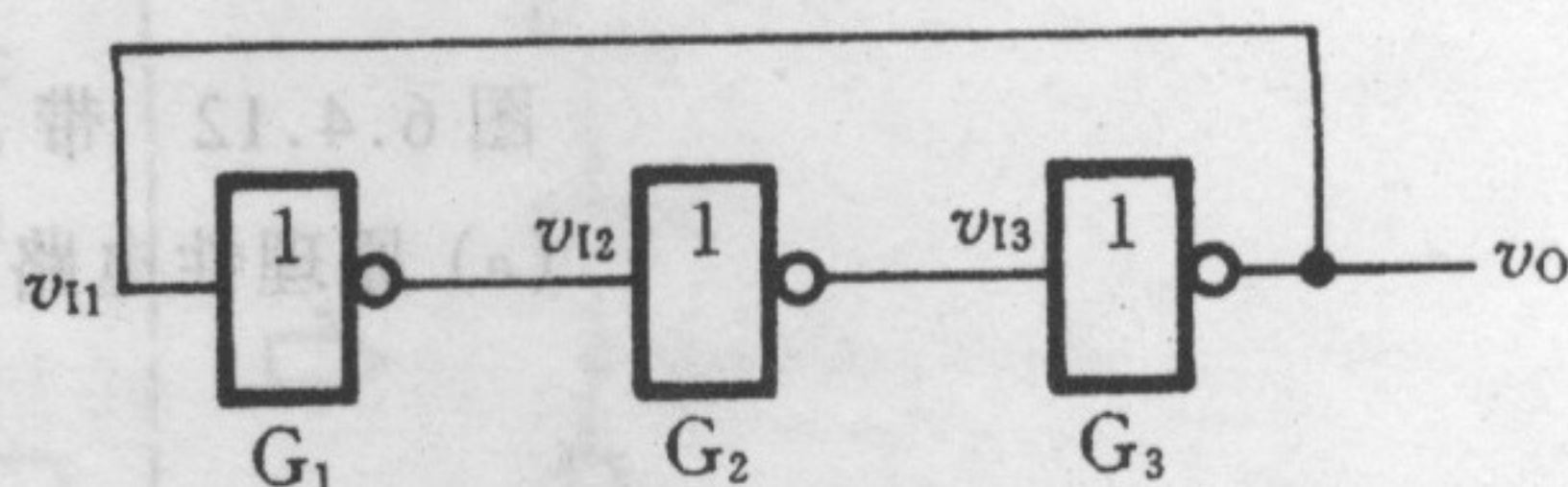


图 6.4.10 最简单的环形振荡器

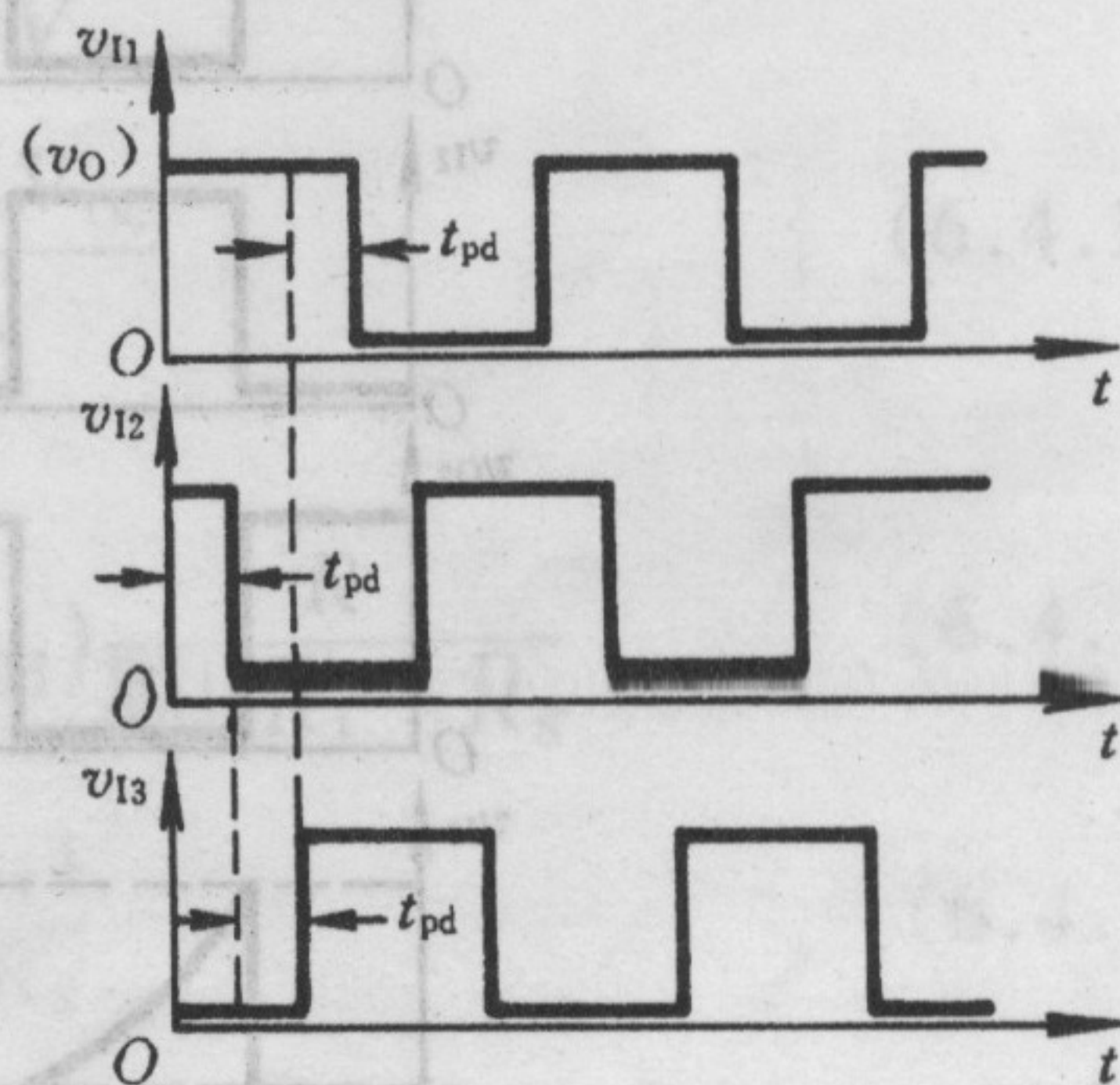


图 6.4.11 图 6.4.10 电路的工作波形图

上附加 RC 延迟环节,组成带 RC 延迟电路的环形振荡器,如图 6.4.12(a)所示。

接入 RC 电路以后不仅增加了门 G_2 的传输延迟时间 t_{pd2} ,有助于获得较低的振荡频率,而且通过改变 R 和 C 的数值可以很容易实现对振荡频率的调节。

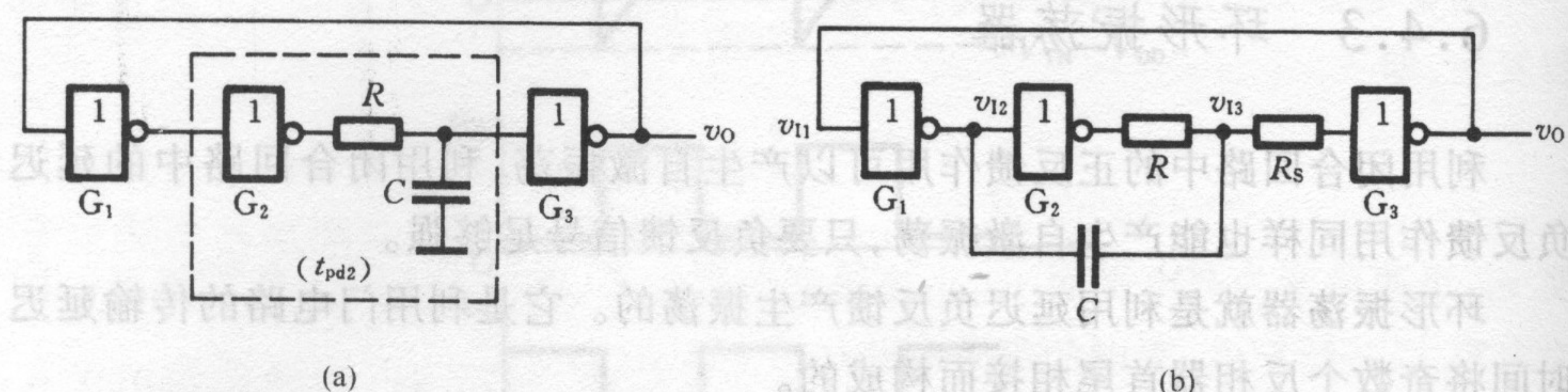


图 6.4.12 带 RC 延迟电路的环形振荡器

(a) 原理性电路 (b) 实用的改进电路

为了进一步加大 G_2 和 RC 延迟电路的传输延迟时间,在实用的环形振荡器电路中又将电容 C 的接地端改接到 G_1 的输出端上,如图 6.4.12(b)所示。例如当 v_{12} 处发生负跳变时,经过电容 C 使 v_{13} 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_{13} 从开始充电到上升为 V_{TH} 的时间,等于加大了 v_{12} 到 v_{13} 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_{13} 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

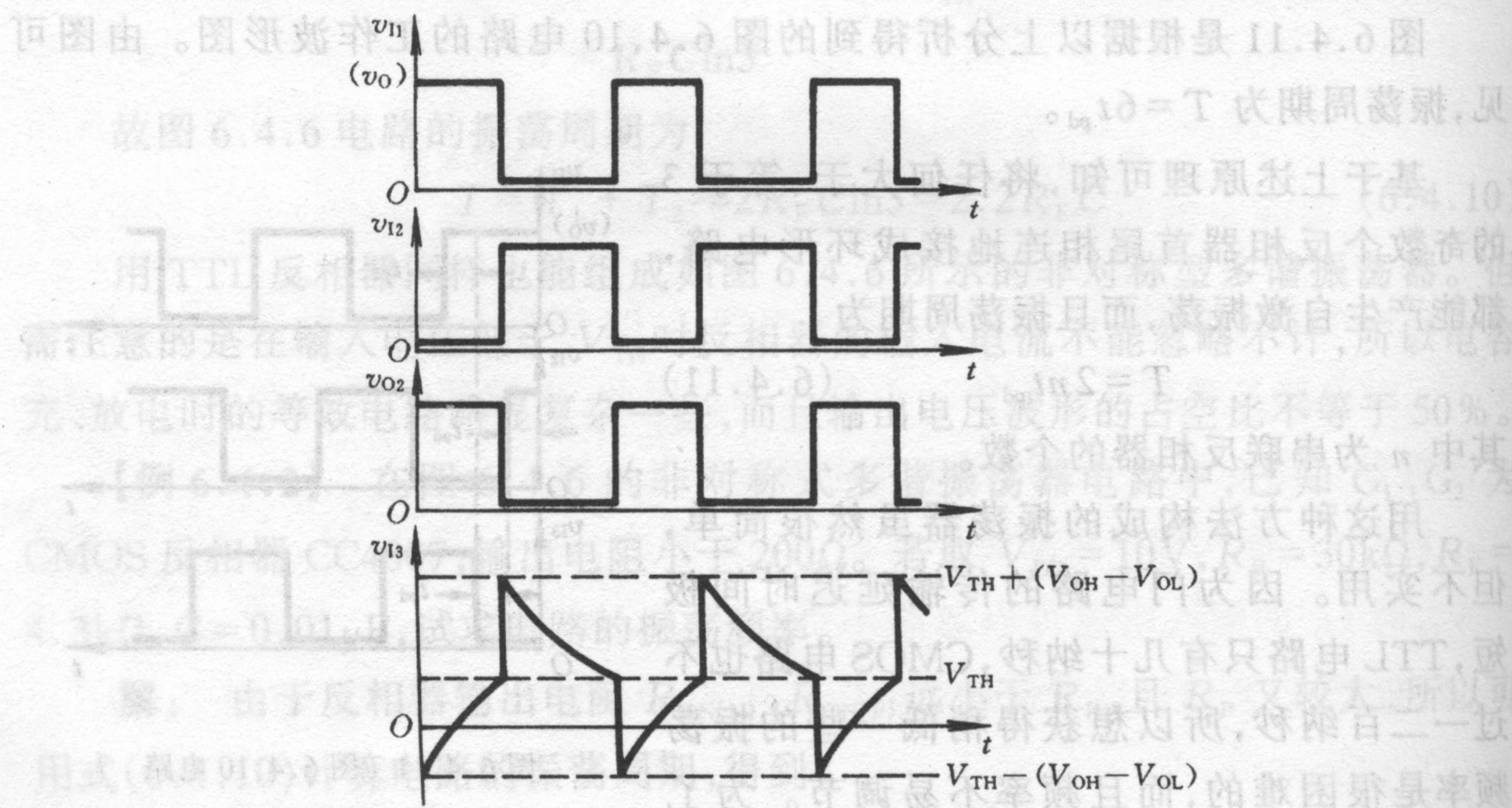


图 6.4.13 图 6.4.12(b)电路的工作波形

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 6.4.13 所示。

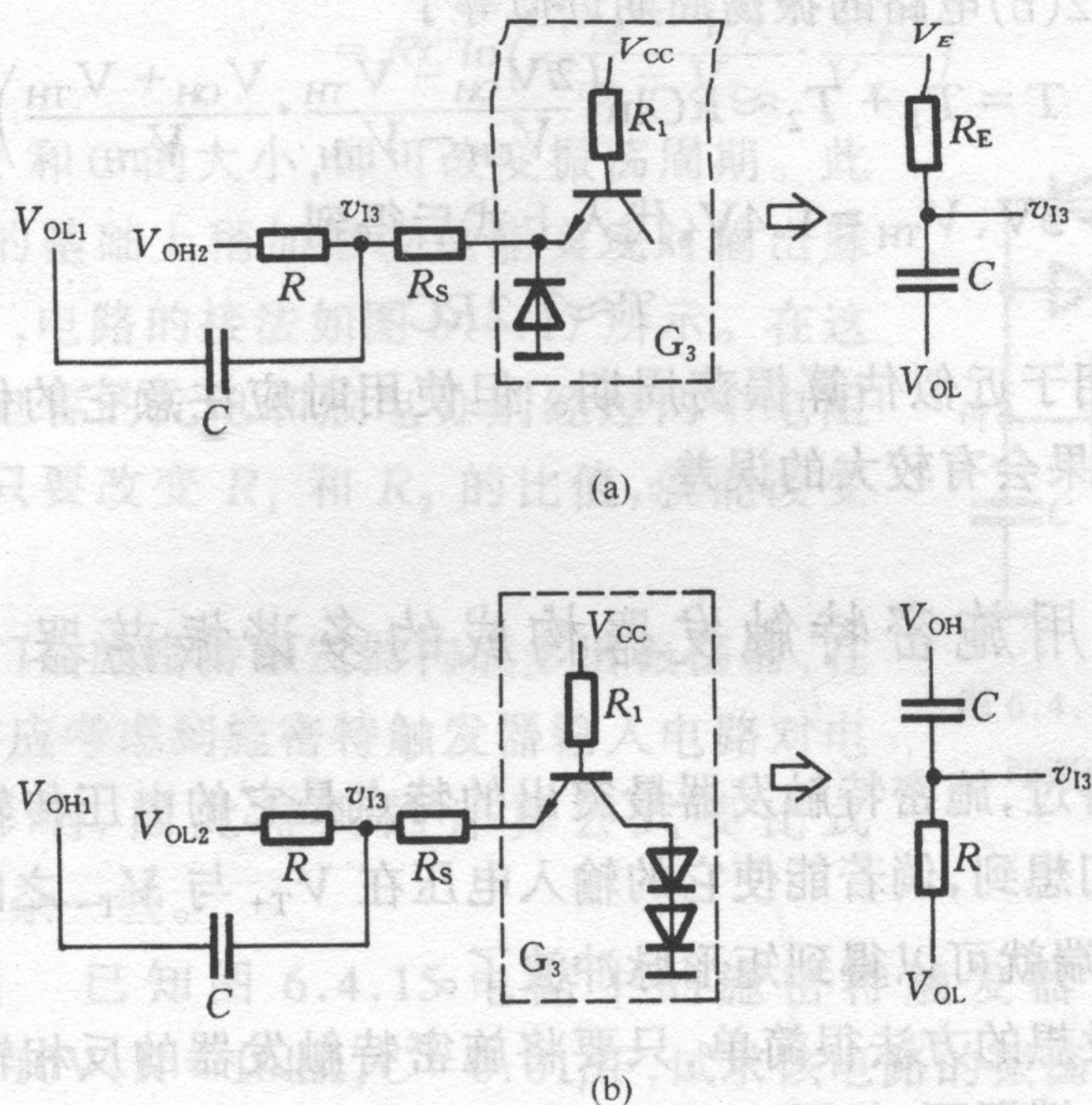


图 6.4.14 图 6.4.12(b) 电路中电容 C 的充、放电等效电路

(a) 充电时的等效电路

(b) 放电时的等效电路

图 6.4.14 中画出了电容 C 充、放电的等效电路。利用式 (6.3.1) 和式 (6.4.8) 求得电容 C 的充电时间 T_1 和放电时间 T_2 各为

$$T_1 = R_E C \ln \frac{V_E - [V_{TH} - (V_{OH} - V_{OL})]}{V_E - V_{TH}} \quad (6.4.12)$$

$$\begin{aligned} T_2 &= RC \ln \frac{V_{TH} + (V_{OH} - V_{OL}) - V_{OL}}{V_{TH} - V_{OL}} \\ &= RC \ln \frac{V_{OH} + V_{TH} - 2V_{OL}}{V_{TH} - V_{OL}} \end{aligned} \quad (6.4.13)$$

其中

$$V_E = V_{OH} + (V_{CC} - V_{BE} - V_{OH}) \frac{R}{R + R_1 + R_S} \quad (6.4.14)$$

$$R_E = \frac{R(R_1 + R_S)}{R + R_1 + R_S} \quad (6.4.15)$$

若 $R_1 + R_S \gg R$, $V_{OL} \approx 0$, 则 $V_E \approx V_{OH}$, $R_E \approx R$, 这时式 (6.4.12) 和式 (6.4.13) 可简化为

$$T_1 \approx RC \ln \frac{2V_{OH} - V_{TH}}{V_{OH} - V_{TH}} \quad (6.4.16)$$

$$T_2 \approx RC \ln \frac{V_{OH} + V_{TH}}{V_{TH}} \quad (6.4.17)$$

故图 6.4.12(b) 电路的振荡周期近似等于

$$T = T_1 + T_2 \approx RC \ln \left(\frac{2V_{OH} - V_{TH}}{V_{OH} - V_{TH}} \cdot \frac{V_{OH} + V_{TH}}{V_{TH}} \right) \quad (6.4.18)$$

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

$$T \approx 2.2RC \quad (6.4.19)$$

式(6.4.19)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。

6.4.4 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 6.4.15 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 6.4.16 所示。

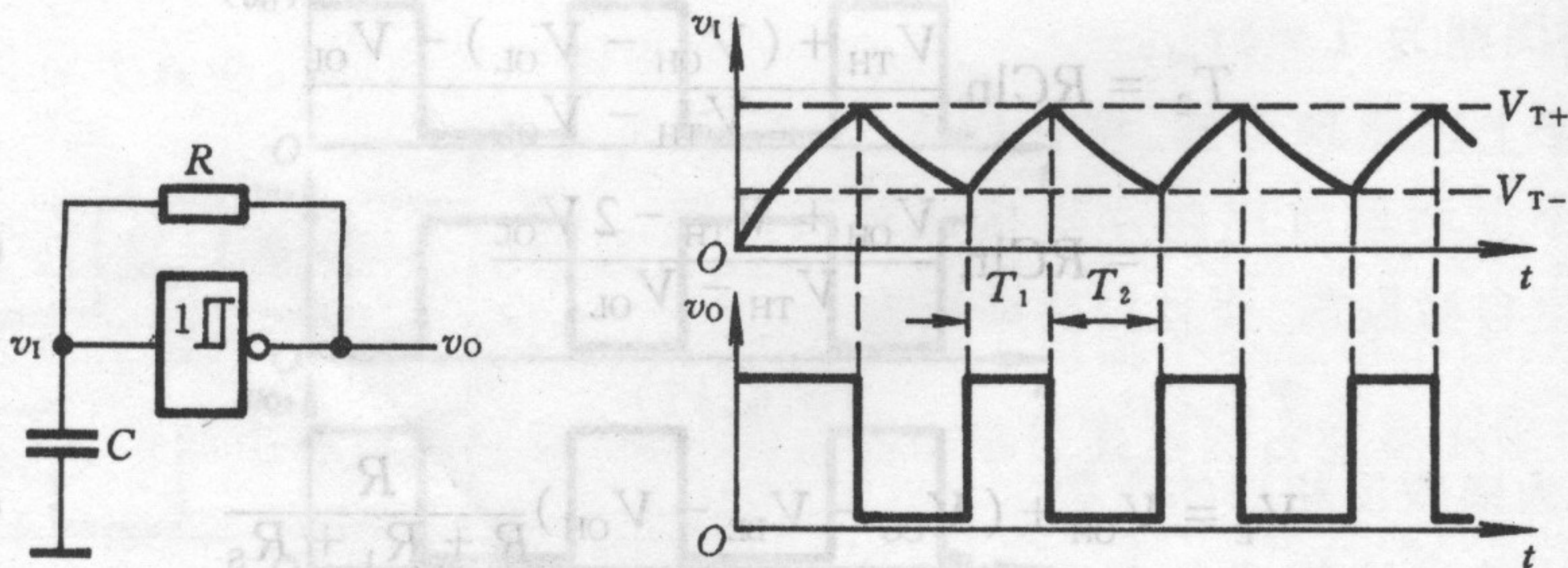


图 6.4.15 用施密特触发器构成的多谐振荡器

图 6.4.16 图 6.4.15 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 6.4.16 的电压波形得到计算振荡周期的公式为

$$\begin{aligned}
 T = T_1 + T_2 &= RC \ln \frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} + RC \ln \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \\
 &= RC \ln \left(\frac{V_{DD} - V_{T-}}{V_{DD} - V_{T+}} \cdot \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \right) \quad (6.4.20)
 \end{aligned}$$

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 6.4.17 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_1 和 R_2 ,所以只要改变 R_1 和 R_2 的比值,就能改变占空比。

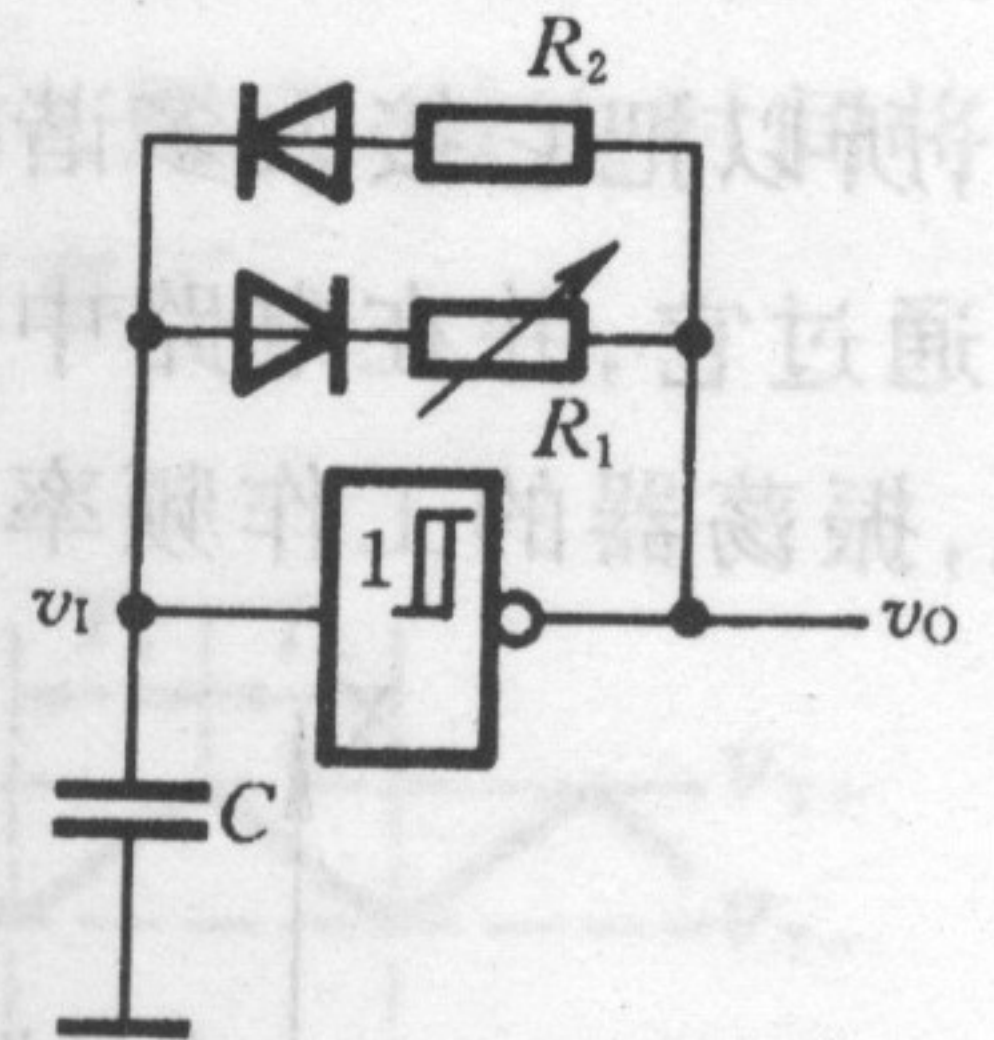


图 6.4.17 脉冲占空比可调的多谐振荡器

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 (6.4.20) 稍微复杂一些。

【例 6.4.3】 已知图 6.4.15 电路中的施密特触发器为 CMOS 电路 CC40106, $V_{DD} = 10V$, $R = 10k\Omega$, $C = 0.01\mu F$, 试求该电路的振荡周期。

解: 由图 6.2.7(a) CC40106 的电压传输特性上查到 $V_{T+} = 6.3V$, $V_{T-} = 2.7V$ 。将 V_{T+} 、 V_{T-} 及给定的 V_{DD} 、 R 、 C 数值代入式 (6.4.20) 后得到

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

6.4.5 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 6.4.18 给出了石英晶体的符号和电抗的频率特性。把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 6.4.19 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 。

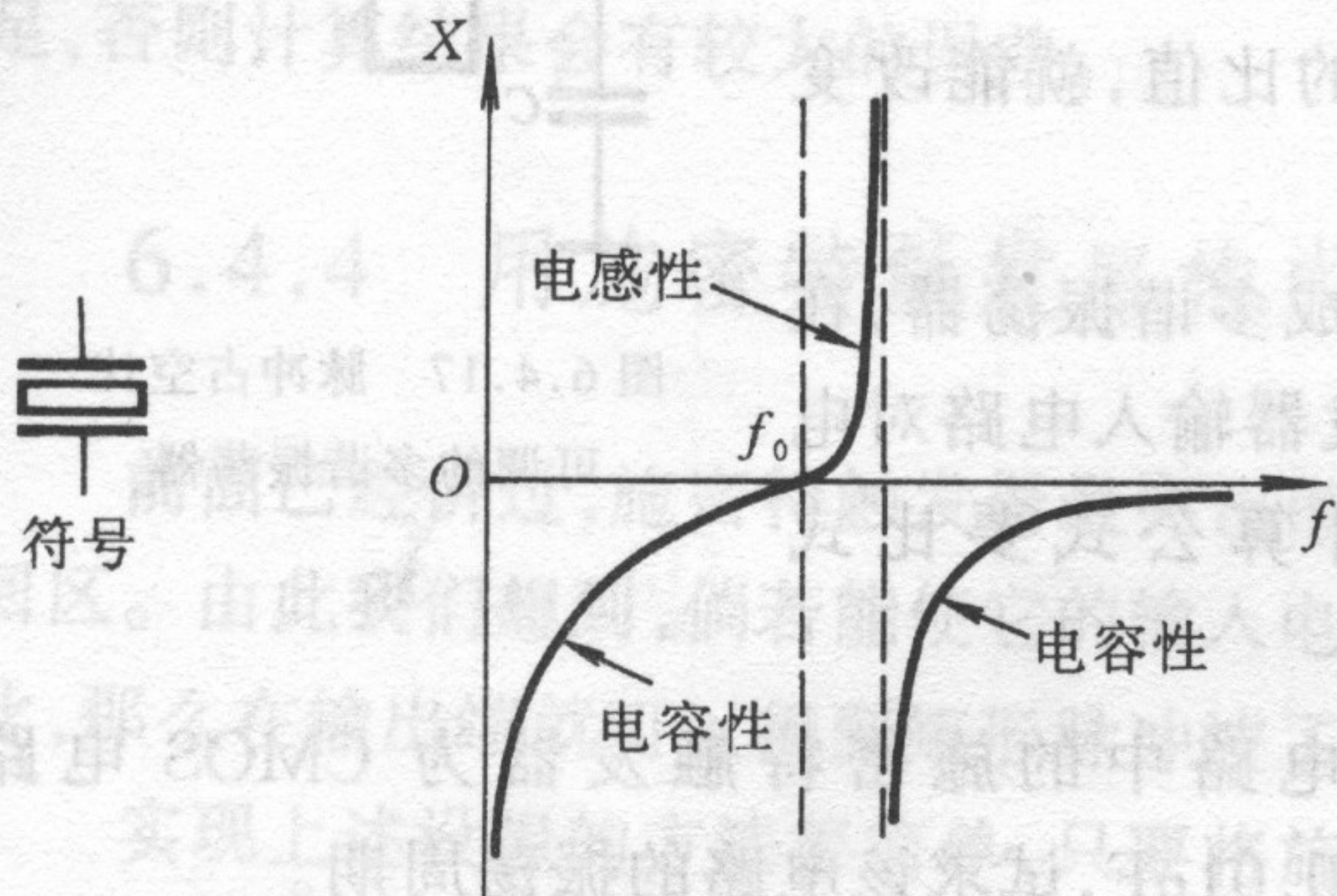


图 6.4.18 石英晶体的电抗频率特性和符号

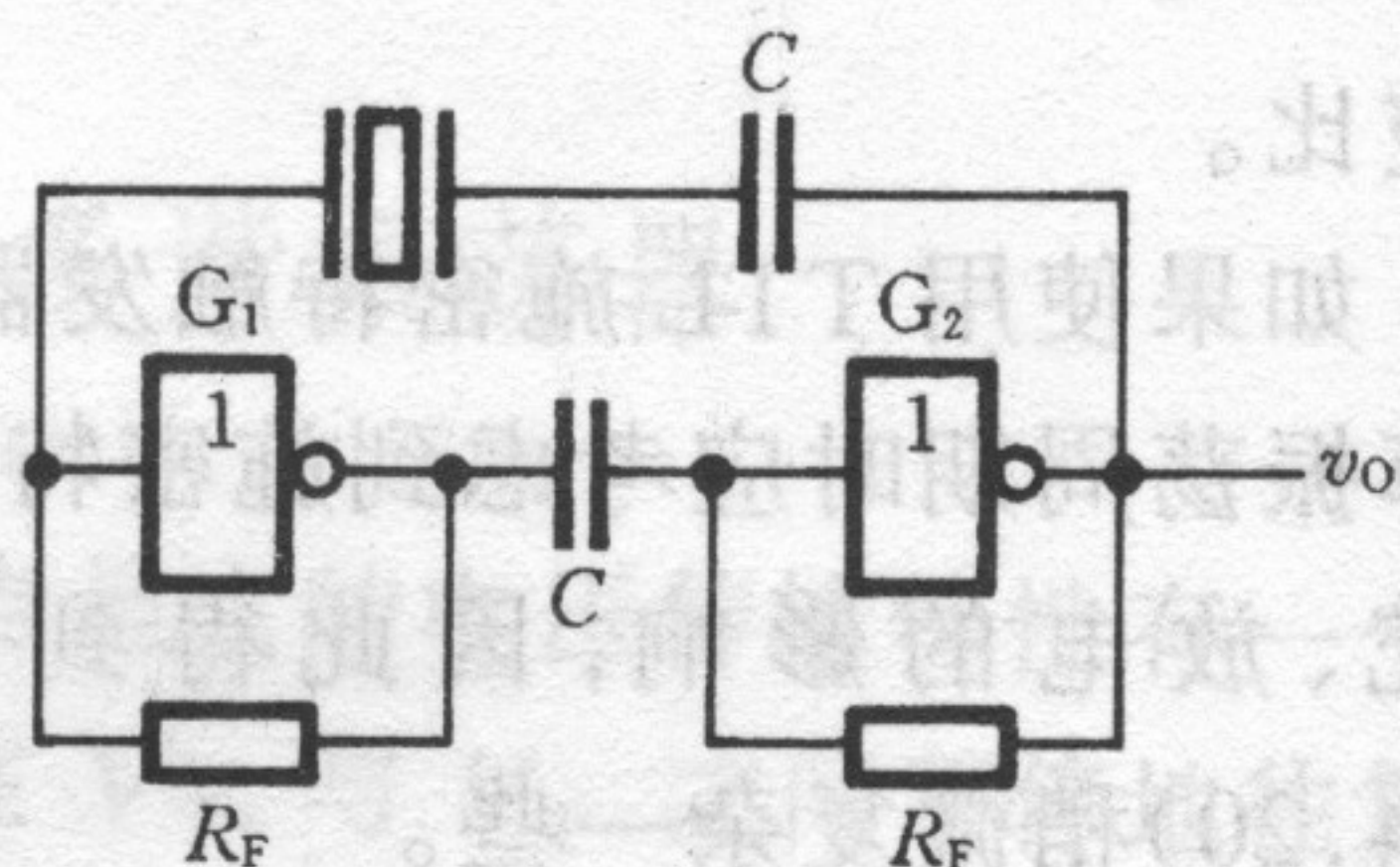


图 6.4.19 石英晶体多谐振荡器

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 $10^{-10} \sim 10^{-11}$,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 6.4.19 电路中,若取 TTL 电路 7404 用作 G_1 和 G_2 两个反相器, $R_F = 1\text{k}\Omega$, $C = 0.05\mu\text{F}$,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。

*6.4.6 压控振荡器

压控振荡器(Voltage Controlled Oscillator,简称 VCO)是一种频率可控的振荡器,它的振荡频率随输入控制电压的变化而改变。这种振荡器广泛地用于自动检测、自动控制以及通讯系统当中,目前已生产了多种压控振荡器的集成电路产品。从工作原理上看,这些压控振荡器大致可以分为三种类型:施密特触发器型、电容交叉充放电型和定时器型。

一、施密特触发器型压控振荡器

上一节中曾经讲到,若将反相输出的施密特触发器的输出电压经 RC 积分电路反馈到输入端,就能构成多谐振荡器。如果改用一个由输入电压 v_i 控制的电流源对输入端的电容反复充、放电,如图 6.4.20(a)所示,则充、放电时间将随输入电压而改变。这样就可以用输入电压 v_i 控制振荡频率了。

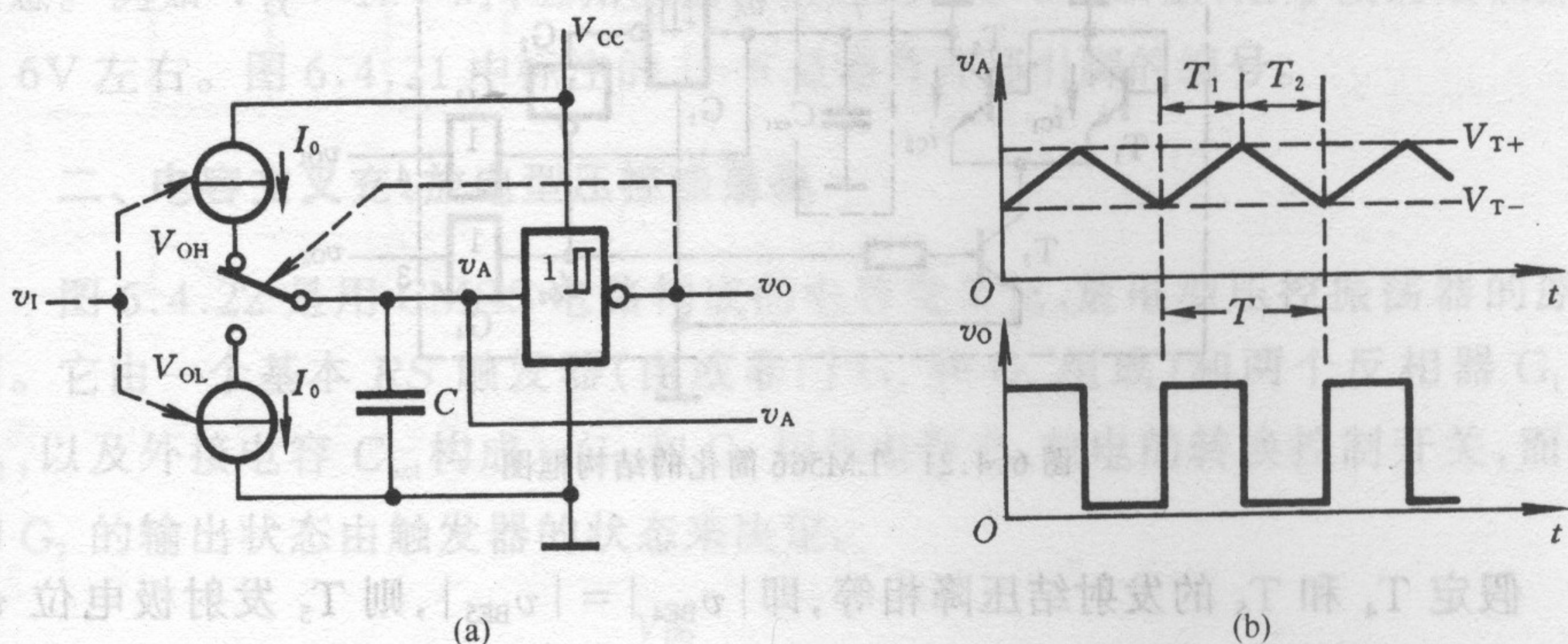


图 6.4.20 施密特触发器型压控振荡器的原理性电路和电压波形

(a) 电路结构

(b) 电压波形

由图 6.4.20(b)的电压波形可以看出,当充、放电电流 I_0 增大时,充电时间 T_1 和放电时间 T_2 随之减小,故振荡周期缩短、振荡频率增加。如果电容充电和放电的电流相等,则电容两端的电压 v_A 将是对称的三角波。

例如 LM566 就是根据上述原理设计的集成压控振荡器,它的简化结构框图如图 6.4.21 所示。图中用三极管 T_4 、 T_5 和外接电阻 R_{ext} 产生受 v_i 控制的电流源 I_0 ,用三极管 T_1 、 T_2 、 T_3 和二极管 D_1 、 D_2 组成电容充、放电的转换控制开关。下面简略地分析一下它的工作过程。

当电路接通电源时因 $v_A = 0$,所以反相器 G_2 的输出 v'_{O2} 为低电平,使 T_3 截止, I_0 经过 D_2 开始向外接电容 C_{ext} 充电。随着充电的进行 v_A 线性升高。

当 v_A 升至 V_{T+} 时,施密特触发器 G_1 的输出状态转换,使 v'_{O2} 跳变为高电平, T_3 导通。 T_3 导通使得 v_B 下降,导致 D_2 截止, C_{ext} 经 T_2 开始放电。因为 T_1 和 T_2 是镜像对称接法,两管的 v_{BE} 始终是相等的,所以在基极电流远小于集电极电流的情况下,必有 $i_{C2} \approx i_{C1} \approx I_0$ 。随着 C_{ext} 的放电, v_A 线性下降。

当 v_A 下降至 V_{T-} 时,施密特触发器的输出跳变为高电平, v'_{O2} 跳变为低电平, T_3 截止, I_0 又重新开始向 C_{ext} 充电。

这样 C_{ext} 就反复地用 I_0 充、放电,在 v_{O1} 输出三角波而在 v_{O2} 输出矩形波。

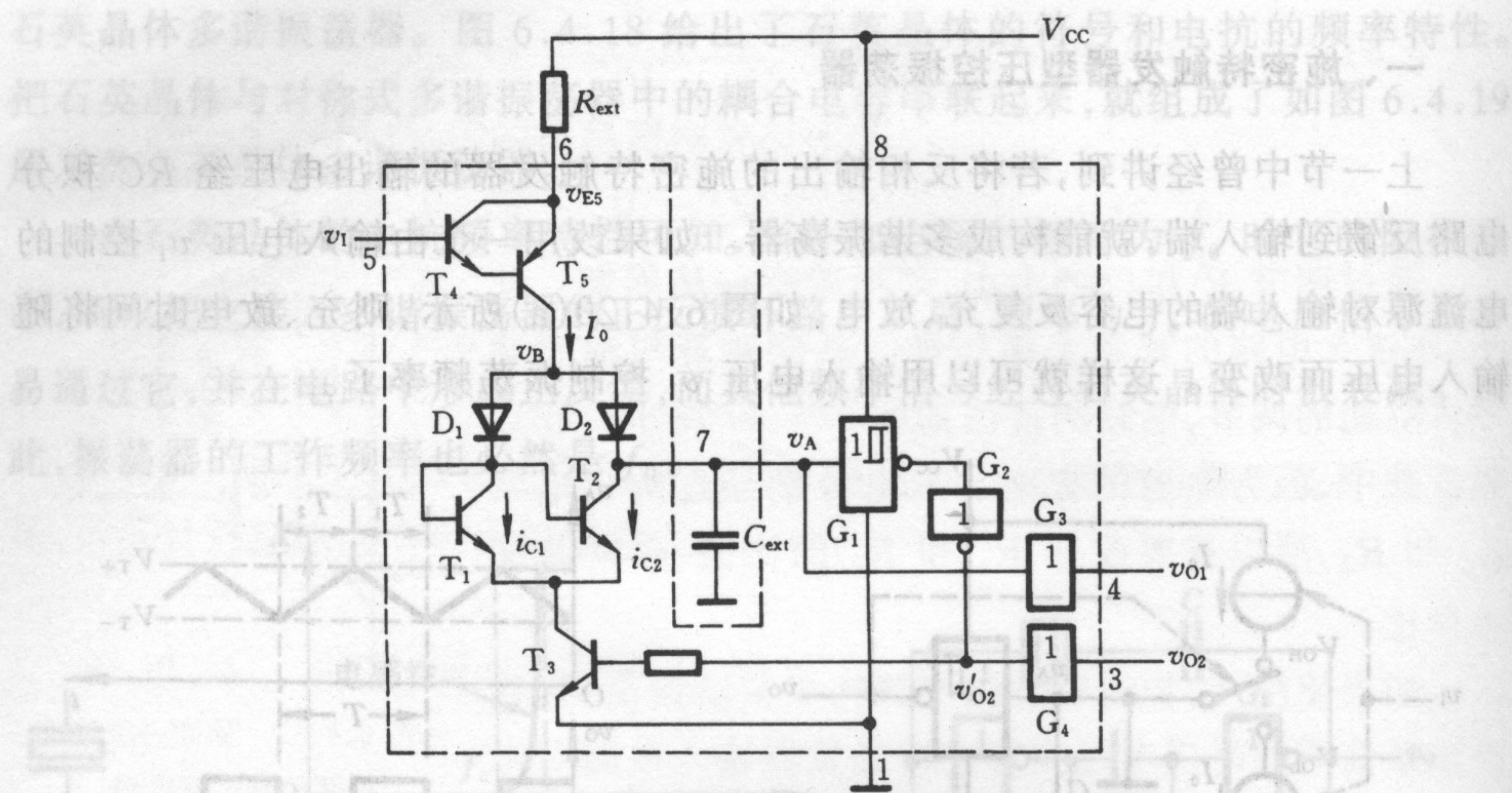


图 6.4.21 LM566 简化的结构框图

假定 T_4 和 T_5 的发射结压降相等, 即 $|v_{BE4}| = |v_{BE5}|$, 则 T_5 发射极电位 v_{E5} 将与 v_i 相等, 因此得到

$$I_0 = \frac{V_{CC} - v_i}{R_{ext}}$$

设 C_{ext} 的充电时间为 T_1 , 又知充电过程中电容两端电压 v_A 的变化量为 $\Delta V_T = V_{T+} - V_{T-}$, 由此可得

$$\Delta V_T = \frac{I_0 T_1}{C_{ext}}$$

$$T_1 = \frac{C_{ext} \Delta V_T}{I_0}$$

因为充电时间与放电时间相等, 故振荡周期为

$$T = 2T_1 = \frac{2C_{ext} \Delta V_T}{I_0}$$

$$= \frac{2R_{ext} C_{ext} \Delta V_T}{V_{CC} - v_i}$$

在 LM566 中 $\Delta V_T = \frac{1}{4} V_{CC}$, 代入上式后得出

$$T = \frac{R_{ext} C_{ext} V_{CC}}{2(V_{CC} - v_i)} \quad (6.4.21)$$

振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{2(V_{CC} - v_i)}{R_{ext} C_{ext} V_{CC}} \quad (6.4.22)$$

上式表明, 振荡频率 f 和输入控制电压 v_i 呈线性关系。LM566 的外接电

阻一般取为 $2\text{k}\Omega \sim 20\text{k}\Omega$, 最高振荡频率达 1MHz 。当 $V_{\text{CC}} = 12\text{V}$ 时, v_I 在 $\frac{3}{4}V_{\text{CC}} \sim V_{\text{CC}}$ 范围内的非线性误差在 1% 以内。LM566 还具有较高的输入电阻和较低的输出电阻, v_I 端的输入电阻约为 $1\text{M}\Omega$, 两个输出端的输出电阻各为 50Ω 左右。

此外, LM566 输出的三角波和矩形波最低点的电平都比较高, 使用时应予以注意。例如 $V_{\text{CC}} = 12\text{V}$ 时, 三角波的最低点约在 3.5V 以上, 矩形波的最低点约在 6V 左右。图 6.4.21 中标注的 $1 \sim 8$ 是器件外部引脚的编号。

二、电容交叉充、放电型压控振荡器

图 6.4.22 是用 CMOS 电路构成的电容交叉充、放电型压控振荡器的原理图。它由一个基本 RS 触发器(由或非门 G_3 和 G_4 组成)和两个反相器 G_1 和 G_2 , 以及外接电容 C_{ext} 构成。 G_1 和 G_2 用作电容充、放电的转换控制开关, 而 G_1 和 G_2 的输出状态由触发器的状态来决定。

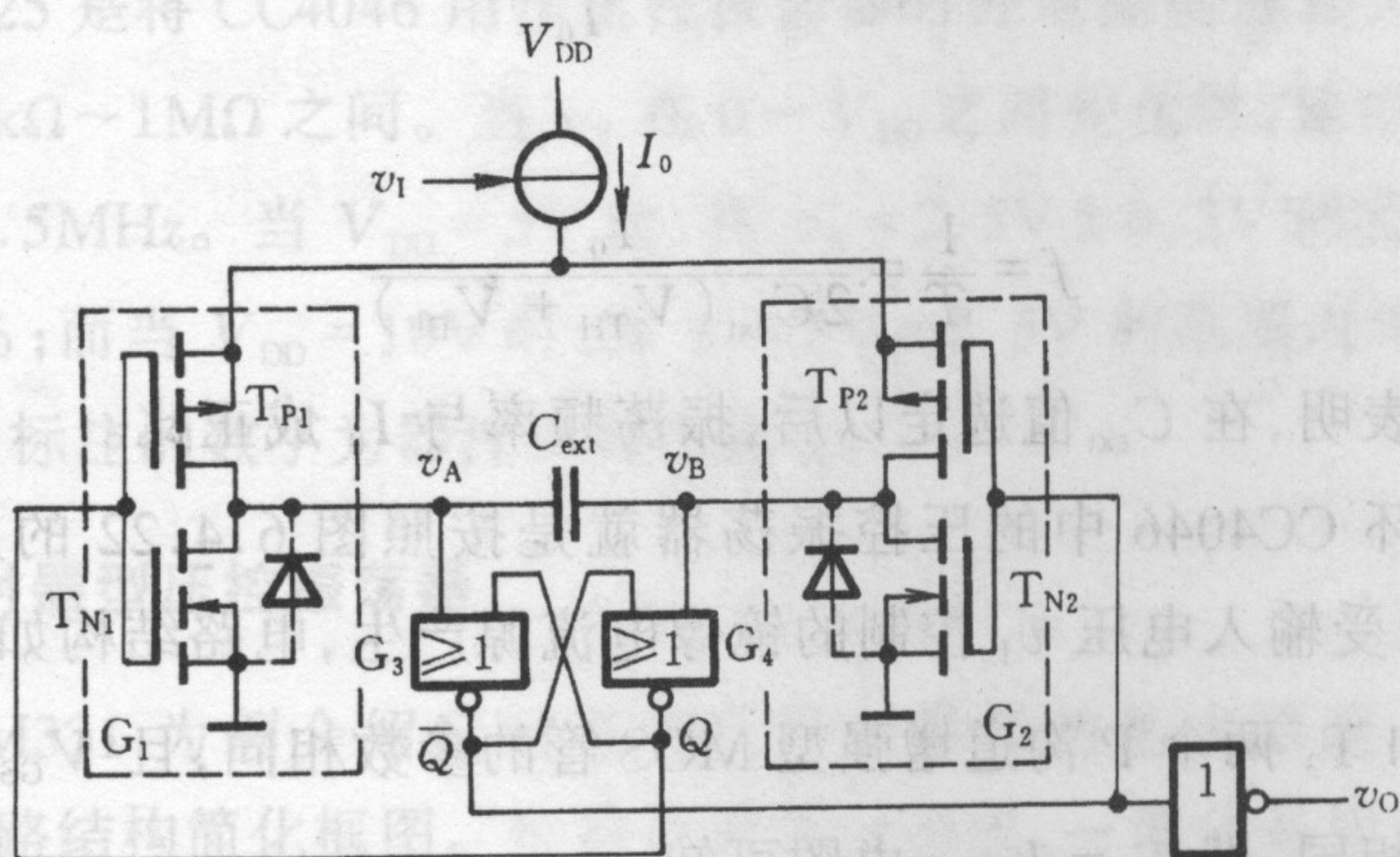


图 6.4.22 电容交叉充、放电型压控振荡器的原理图

电路的工作过程如下: 设接通电源后触发器处于 $Q = 0$ 的状态, 则 T_{P1} 和 T_{N2} 导通而 T_{N1} 和 T_{P2} 截止, 电流 I_0 经 T_{P1} 和 T_{N2} 自左而右地向电容 C_{ext} 充电。随着充电过程的进行 v_A 逐渐升高。

当 v_A 升至 G_3 的阈值电压 V_{TH} 时, 触发器状态翻转为 $Q = 1$, 于是 T_{P1} 和 T_{N2} 截止而 T_{N1} 和 T_{P2} 导通。电流 I_0 转经 T_{P2} 和 T_{N1} 自右而左地向电容 C_{ext} 充电。随着充电过程的进行 v_B 逐渐升高。

当 v_B 上升到 G_4 的阈值电压 V_{TH} 以后, 触发器又翻转为 $Q = 0$ 的状态, C_{ext} 重新自左而右地充电。如此周而复始, 在输出端 v_O 就得到了矩形输出脉冲。

图 6.4.23 中画出了图 6.4.22 电路的各点电压波形。由图可见, 当 G_1 由 T_{P1} 导通、 T_{N1} 截止转换为 T_{P1} 截止、 T_{N1} 导通的瞬间, 由于电容上的电压不能突跳,

所以 v_B 也将随着 v_A 发生负突跳。但由于 T_{N2} 的衬底和漏极之间存在寄生二极管, 所以 v_B 只能下跳至 $-V_{DF}$ (V_{DF} 为寄生二极管的正向导通压降)。

由图 6.4.23 可见, 每次充电过程电容上电压的变化为

$$\Delta v_C = V_{TH} + V_{DF}$$

而充电电流为 I_0 , 所以充电时间为

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{C_{ext} \Delta v_C}{I_0} \\ &= \frac{C_{ext} (V_{TH} + V_{DF})}{I_0} \end{aligned}$$

故振荡周期为

$$T = 2T_1 = \frac{2C_{ext} (V_{TH} + V_{DF})}{I_0} \quad (6.4.23)$$

振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I_0}{2C_{ext} (V_{TH} + V_{DF})} \quad (6.4.24)$$

上述结果表明, 在 C_{ext} 值选定以后, 振荡频率与 I_0 成正比。

集成锁相环 CC4046 中的压控振荡器就是按照图 6.4.22 的原理设计的。其中的 I_0 是由受输入电压 v_i 控制的镜像电流源产生, 电路结构如图 6.4.24 所示。图中 T_2 和 T_3 两个 P 沟道增强型 MOS 管的参数相同, 且 V_{GS} 相等, 所以它们的漏极电流相同, 即 $I_0 = I_{D2}$ 。由图可知

$$I_0 = I_{D2} = \frac{v_i - v_{GS1}}{R_{ext1}} + \frac{V_{DD} - v_{GS2}}{R_{ext2}} \quad (6.4.25)$$

其中 v_{GS1} 、 v_{GS2} 分别为 T_1 、 T_2 的栅-源电压。在 v_{GS1} 、 v_{GS2} 变化很小的条件下, I_0 与 v_i 近似地呈线性关系, 因而振荡频率也近似地与 v_i 呈线性关系。

当 $v_i = 0$ 时 T_1 截止, 这时由 R_{ext2} 提供一个固定的偏流 I_0 , 使振荡器能维持一个初始的自由振荡频率。在不接 R_{ext2} 的情况下, $v_i = 0$ 时 $I_0 \approx 0$, 电路停止振荡。

图 6.4.24 中的 INH 输入端称为禁止端。当 $INH = 1$ 时 T_4 管截止, $I_0 = 0$, 电路停止工作。正常工作时必须使 $INH = 0$ 。

由于 v_i 变化时 v_{GS1} 不可能一点不改变, 所以 I_0 与 v_i 之间的线性关系是近似的, 非线性误差较大。

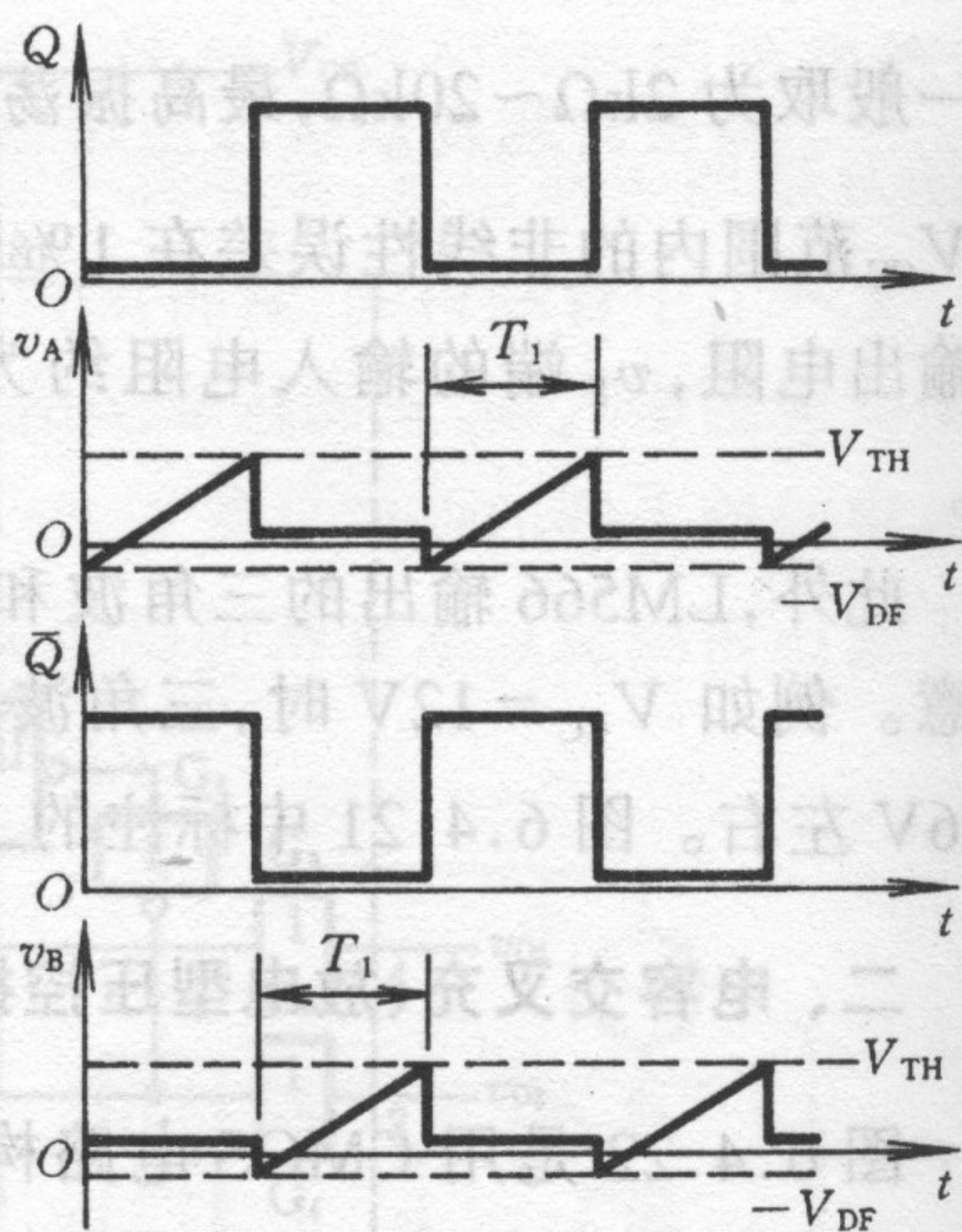


图 6.4.23 图 6.4.22 电路的电压波形图

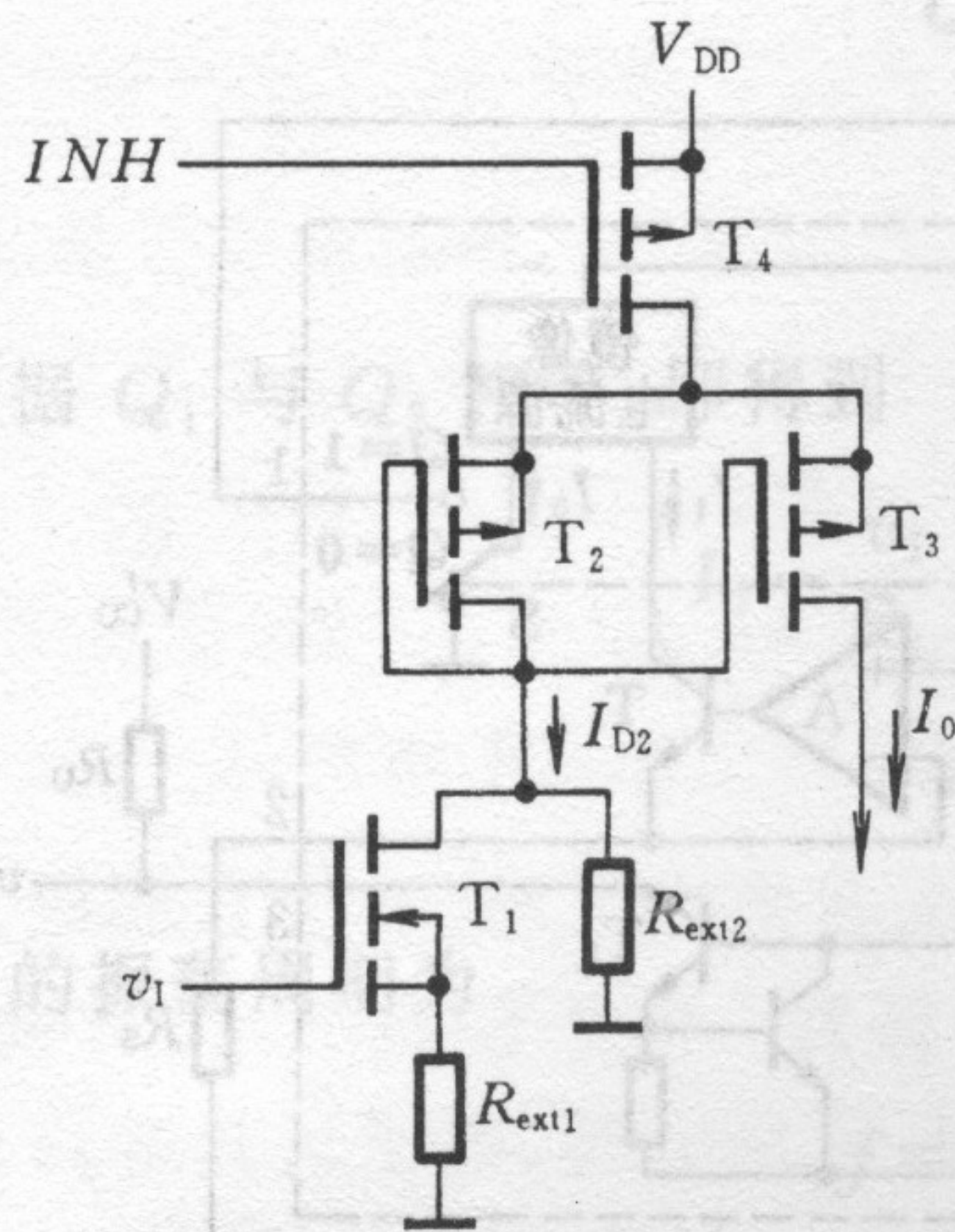


图 6.4.24 CC4046 中压控振荡器的
电流源电路

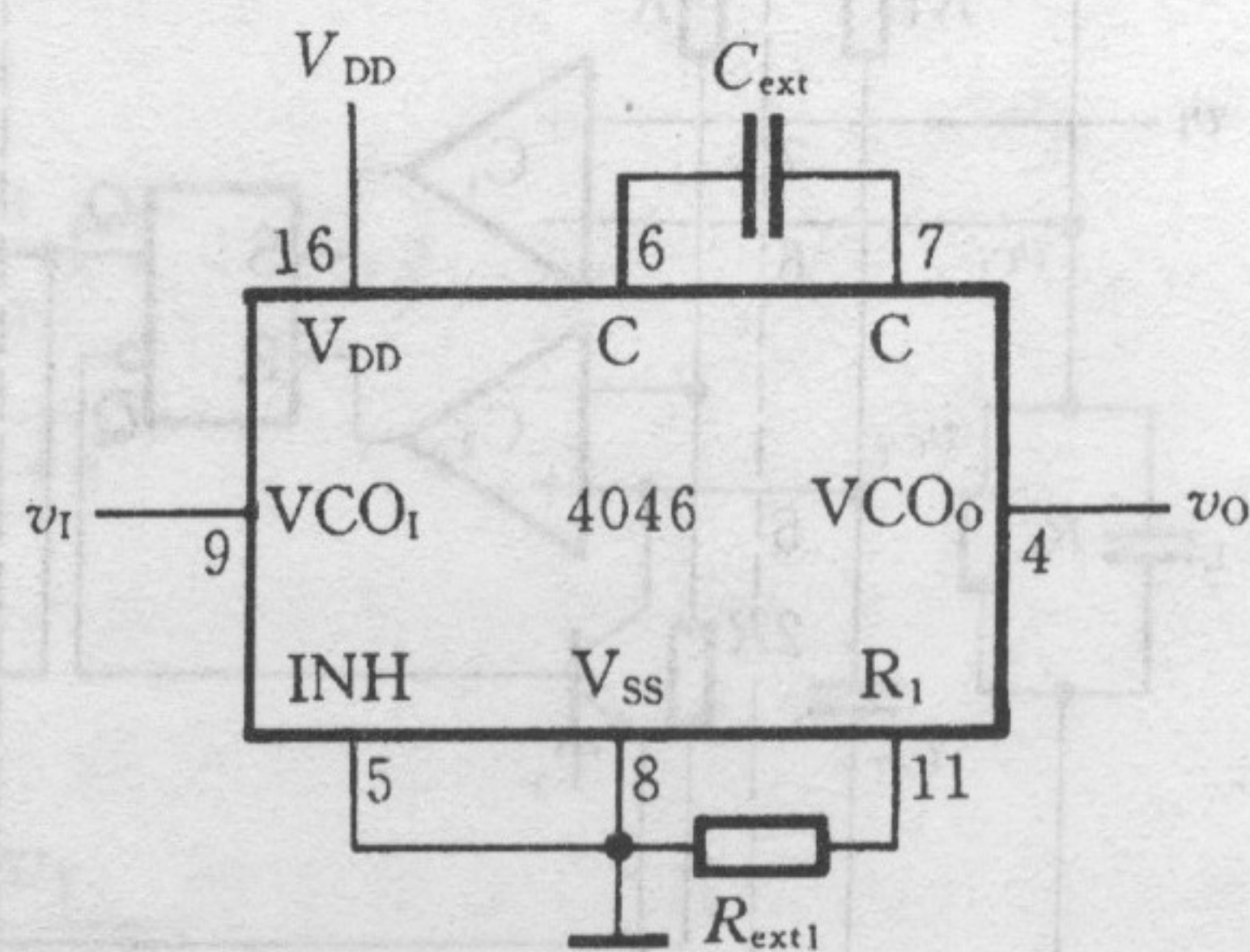


图 6.4.25 CC4046 用作压控
振荡器时的接法

图 6.4.25 是将 CC4046 用作压控振荡器时外电路的连接方法。 R_{ext1} 的取值通常在 $10\text{k}\Omega \sim 1\text{M}\Omega$ 之间。当 v_I 在 $0 \sim V_{DD}$ 之间变化时,输出脉冲的频率范围可达 $0 \sim 1.5\text{MHz}$ 。当 $V_{DD} = 5\text{V}$ 时,在 $v_I = 2.5\text{V} \pm 0.3\text{V}$ 的范围内非线性误差小于 0.3% ;而当 $V_{DD} = 10\text{V}$ 时,在 $v_I = 5\text{V} \pm 2.5\text{V}$ 的范围内非线性误差小于 0.7% 。图中标注的数字为器件引脚的编号。

三、定时器型压控振荡器

现以 LM331 为例介绍定时器型压控振荡器的基本原理。图 6.4.26 是 LM331 的电路结构简化框图。电路由两部分组成,一部分是用触发器、电压比较器(C_1 、 C_2)和放电管 T_3 构成的定时电路,另一部分是用基准电压源、电压跟随器 A 和镜像电流源构成的电流源及开关控制电路。

如果按照图 6.4.26 接上外围的电阻、电容元件,就可以构成精度相当高的压控振荡器。下面具体分析一下它的工作过程。

刚接通电源时 C_L 、 C_T 两个电容上没有电压,若输入控制电压 v_I 为大于零的某个数值,则比较器 C_1 的输出为 1 而比较器 C_2 的输出为 0,触发器被置成 $Q = 1$ 状态。 Q 端的高电平使 T_2 导通, $v_O = 0$ 。同时镜像电流源输出端开关 S 接到引脚 1 一边,电流 I_0 向 C_L 开始充电。而 $\bar{Q}$ 端的低电平使 T_3 截止,所以 C_T 也同时开始充电。

当 C_T 上的电压 v_{C_T} 上升到 $\frac{2}{3} V_{CC}$ 时,则触发器被置成 $Q = 0$, T_2 截止, $v_O = 1$ 。同时开关 S 转接到地, C_L 开始向 R_L 放电。而 $\bar{Q}$ 变为高电平后使 T_3 导通,

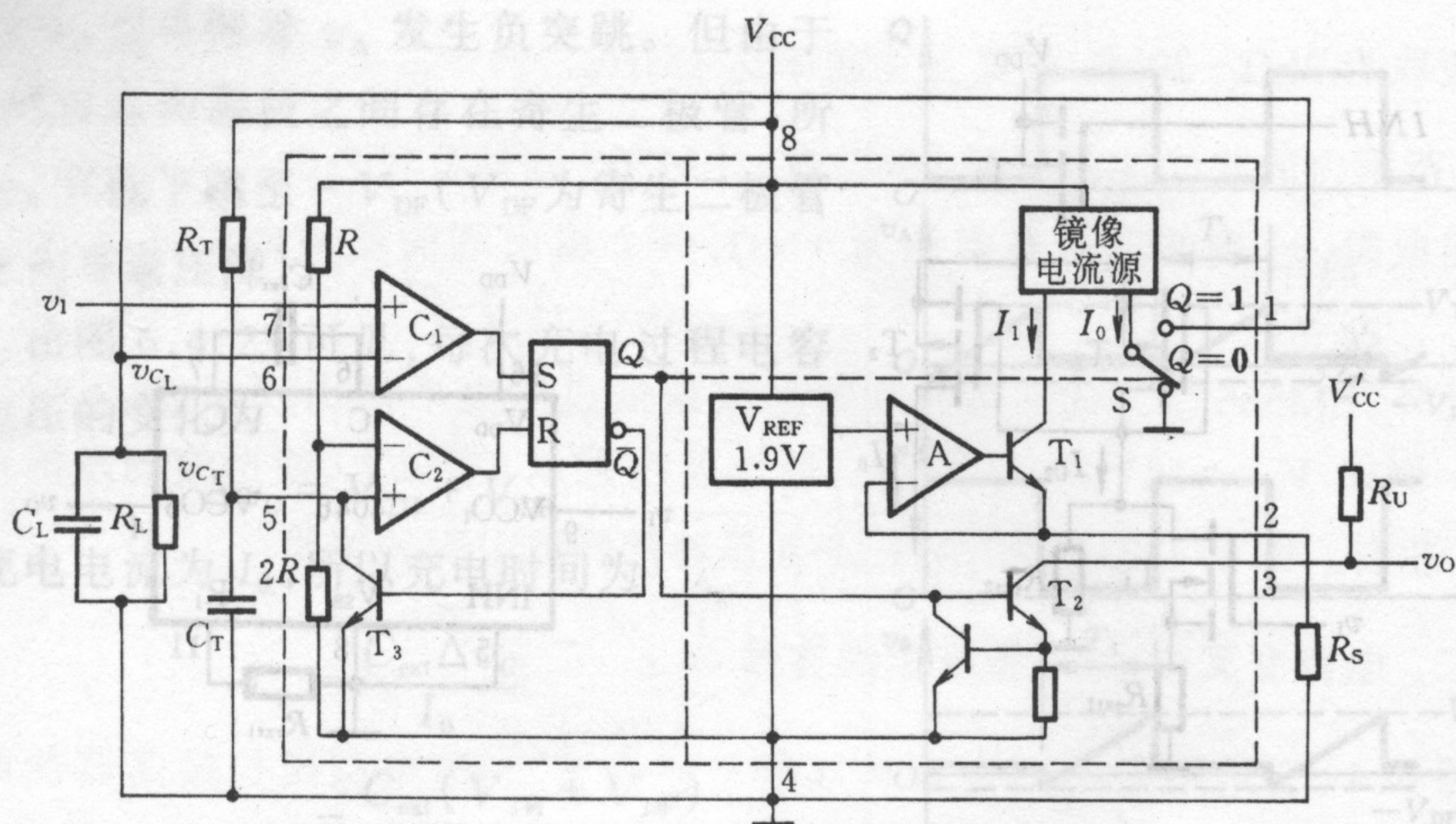


图 6.4.26 LM331 的电路结构框图

C_T 通过 T_3 迅速放电至 $v_{C_T} \approx 0$, 并使比较器 C_2 的输出为 0。

当 C_L 放电到 $v_{C_L} \leq v_I$ 时, 比较器 C_1 输出为 1, 重新将触发器置成 $Q=1$, 于是 v_O 又跳变成低电平, C_L 和 C_T 开始充电, 重复上面的过程。如此反复, 便在 v_O 端得到矩形输出脉冲。

在电路处于振荡状态下, 当 C_L 、 R_L 的数值足够大时, v_{C_L} 必然在 v_I 值附近作微小的波动, 可以认为 $v_{C_L} \approx v_I$ 。而且在每个振荡周期中 C_L 的充电电荷与放电电荷必须相等(假定在此期间 v_I 数值未变)。据此就可以计算振荡频率了。

首先计算 C_L 的充电时间 T_1 。它等于 $Q=1$ 的持续时间, 也就是电容 C_T 上的电压从 0 充电到 $\frac{2}{3} V_{CC}$ 的时间, 故得

$$\begin{aligned} T_1 &= R_T C_T \ln \frac{V_{CC} - 0}{V_{CC} - \frac{2}{3} V_{CC}} \\ &= R_T C_T \ln 3 = 1.1 R_T C_T \end{aligned} \quad (6.4.26)$$

C_L 在充电期间获得的电荷为

$$\begin{aligned} Q_1 &= (I_0 - I_{R_L}) T_1 \\ &= \left(I_0 - \frac{v_I}{R_L} \right) T_1 \end{aligned}$$

式中的 I_{R_L} 为流过电阻 R_L 上的电流。

若振荡周期为 T 、放电时间为 T_2 , 则 $T_2 = T - T_1$ 。又知 C_L 的放电电流为 $I_{R_L} = \frac{v_I}{R_L}$, 因而放电期间 C_L 释放的电荷为

$$Q_2 = I_{R_L} T_2$$

$$= \frac{v_I}{R_L} (T - T_1)$$

根据 Q_1 与 Q_2 相等, 即得到

$$\left(I_0 - \frac{v_I}{R_L} \right) T_1 = \frac{v_I}{R_L} (T - T_1)$$

$$T = \frac{I_0 R_L T_1}{v_I}$$

故电路的振荡周期为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{v_I}{I_0 R_L T_1}$$

将 $I_0 = \frac{V_{REF}}{R_S}$ 、 $T_1 = 1.1 R_T C_T$ 代入上式而且知道 $V_{REF} = 1.9V$, 故得到

$$f = \frac{R_S}{2.09 R_T C_T R_L} v_I (\text{Hz}) \quad (6.4.27)$$

可见, f 与 v_I 成正比关系。我们把它们之间的比例系数称为电压/频率变换系数(或 V/F 变换系数) K_V , 即

$$K_V = \frac{R_S}{2.09 R_T C_T R_L} \quad (6.4.28)$$

LM331 在输入电压的正常变化范围内输出信号频率和输入电压之间保持良好的线性关系, 非线性误差可减小到 0.01%。输出信号频率的变化范围约为 0~100kHz。因此, 又把 LM331 这类器件叫做精密 V/F 变换电路。

【例 6.4.4】 在图 6.4.26 电路中, 已知 $R_T = 10k\Omega$, $C_T = 0.01\mu F$, $R_L = 47k\Omega$, $R_S = 10k\Omega$, $V_{CC} = 15V$, $V'_{CC} = 5V$ 。试计算当输入控制电压在 0~5V 范围内变化时输出脉冲频率的变化范围。

解: 由式(6.4.28)求出电压/频率变换系数为

$$\begin{aligned} K_V &= \frac{R_S}{2.09 R_T C_T R_L} \\ &= \frac{10 \times 10^3}{2.09 \times 10 \times 10^3 \times 0.01 \times 10^{-6} \times 47 \times 10^3} (\text{Hz/V}) \\ &= 1.02 \times 10^3 (\text{Hz/V}) \end{aligned}$$

故 v_I 在 0~5V 范围变化时输出脉冲频率的变化范围为 0~5.1kHz。

6.5 555 定时器及其应用

6.5.1 555 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 6.5.1 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 、基本 RS 触发器和集电极开路的放电三极管 T_D 三部分组成。

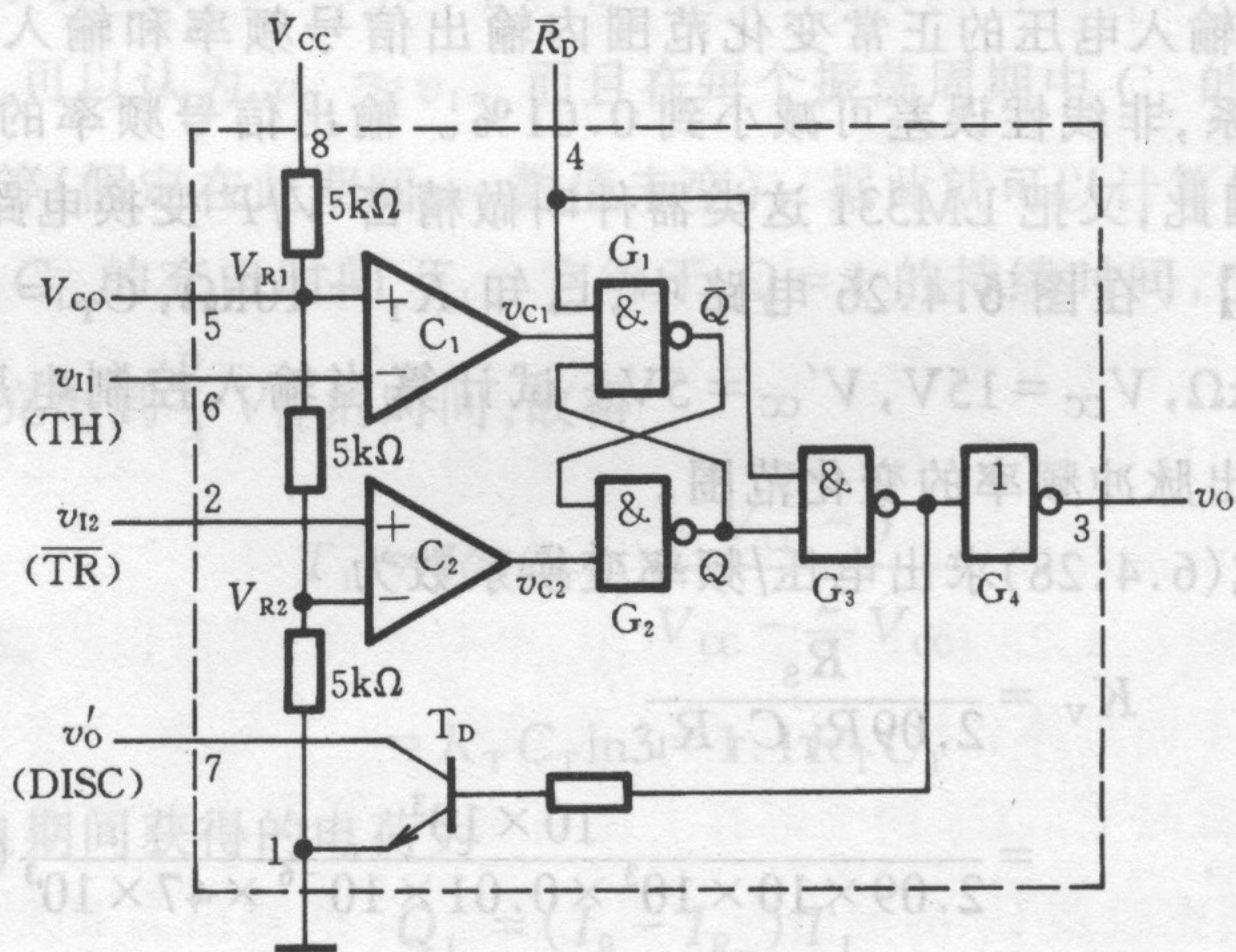


图 6.5.1 CB555 的电路结构图

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 $5k\Omega$ 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 $V_{R1} = V_{CO}, V_{R2} = \frac{1}{2} V_{CO}$ 。

$\bar{R}_D$ 是置零输入端。只要在 $\bar{R}_D$ 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 $\bar{R}_D$ 处于高电平。图中的数码 1~8 为器件引脚的编号。

由图可知,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 $v_{C2} = 1$,基本 RS 触发器被置 0, T_D 导通,同时 v_O 为低电平。

当 $v_{I1} < V_{R1}, v_{I2} > V_{R2}$ 时, $v_{C1} = 1, v_{C2} = 1$,触发器的状态保持不变,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, $v_{C1} = 1, v_{C2} = 0$,故触发器被置 1, v_O 为高电平,同时 T_D 截止。

当 $v_{I1} > V_{R1}, v_{I2} < V_{R2}$ 时, $v_{C1} = 0, v_{C2} = 0$,触发器处于 $Q = \bar{Q} = 1$ 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 6.5.1 所示的 CB555 的功能表。

表 6.5.1 CB555 的功能表

输 入			输 出	
$\bar{R}_D$	v_{I1}	v_{I2}	v_O	T_D 状态
0	×	×	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'_O 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'_O 也一定为高电平, v_O 为低电平时 v'_O 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 5~16V,最大的负载电流达 200mA。CMOS 型 7555 定时器的电源电压范围为 3~18V,但最大负载电流在 4mA 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。

6.5.2 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 6.5.2 所示,即可得到施密特触发器。

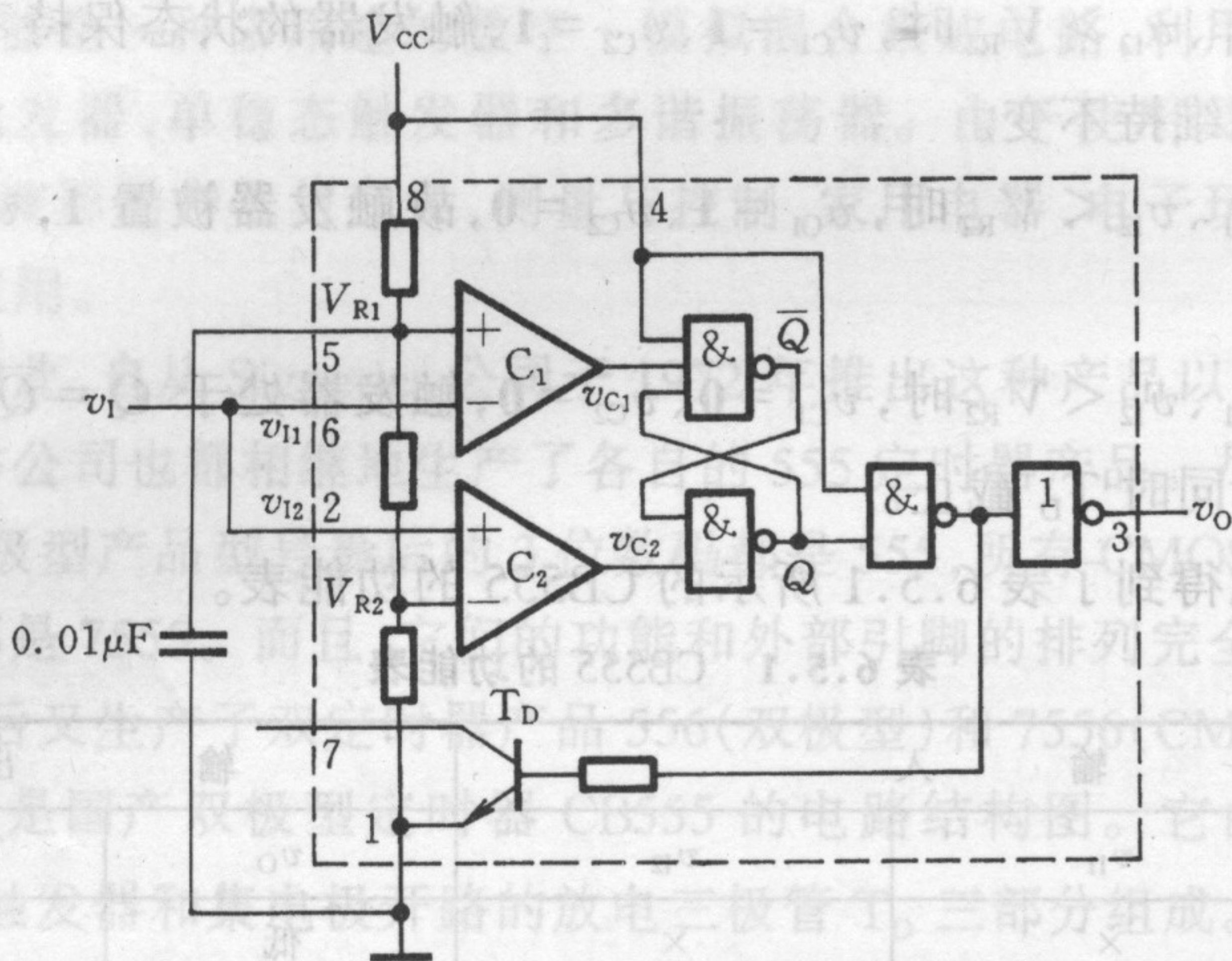


图 6.5.2 用 555 定时器接成的施密特触发器

由于比较器 C_1 和 C_2 的参考电压不同,因而基本 RS 触发器的置 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, $V_{T-} = \frac{1}{3}V_{CC}$ 。

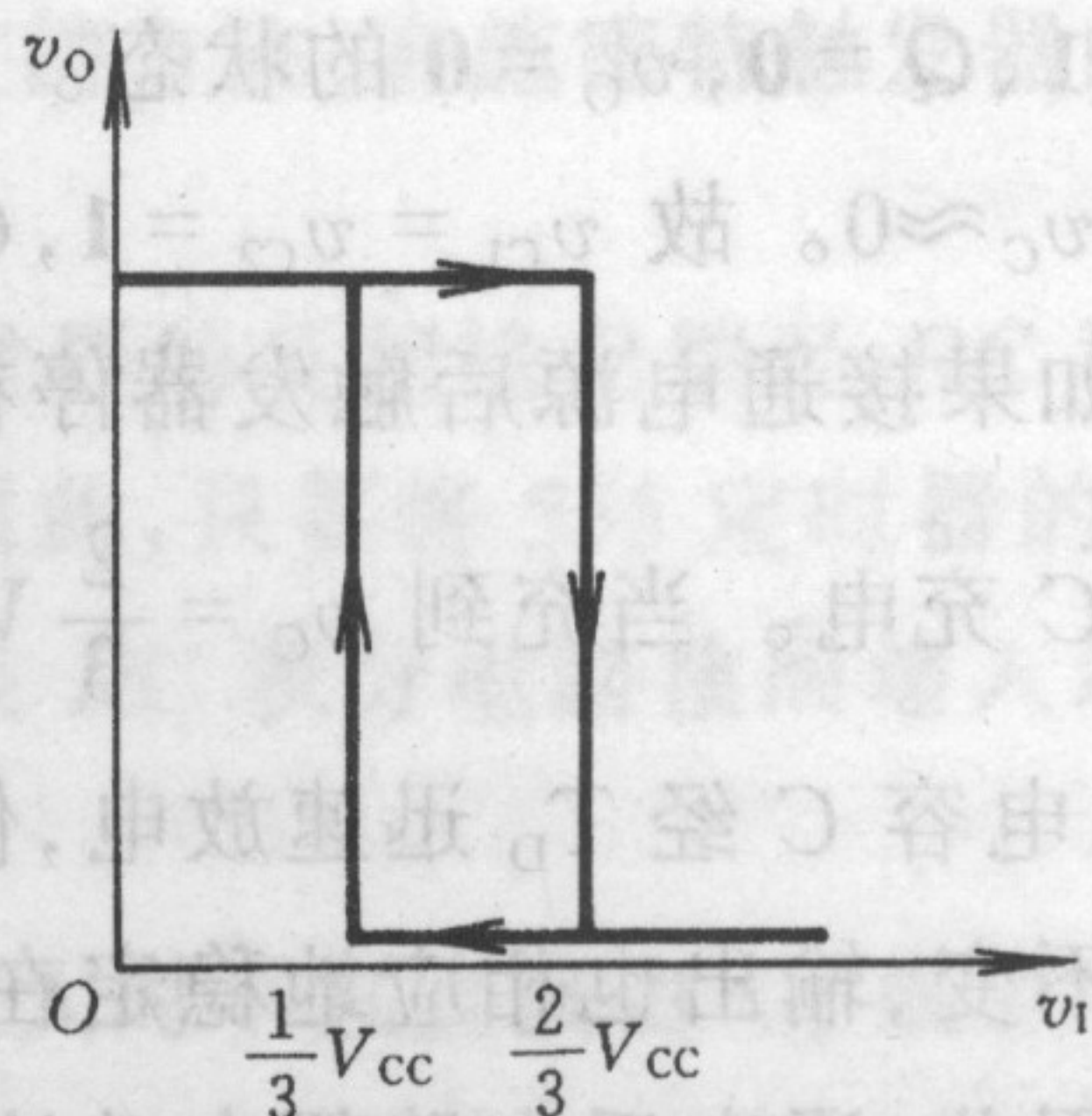


图 6.5.3 图 6.5.2 电路
的电压传输特性

图 6.5.3 是图 6.5.2 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。

6.5.3 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'_O 接至 v_{I1} 端,同时在 v_{I1} 对地接入电容 C ,就构成了如图 6.5.4 所示的单稳态触发器。

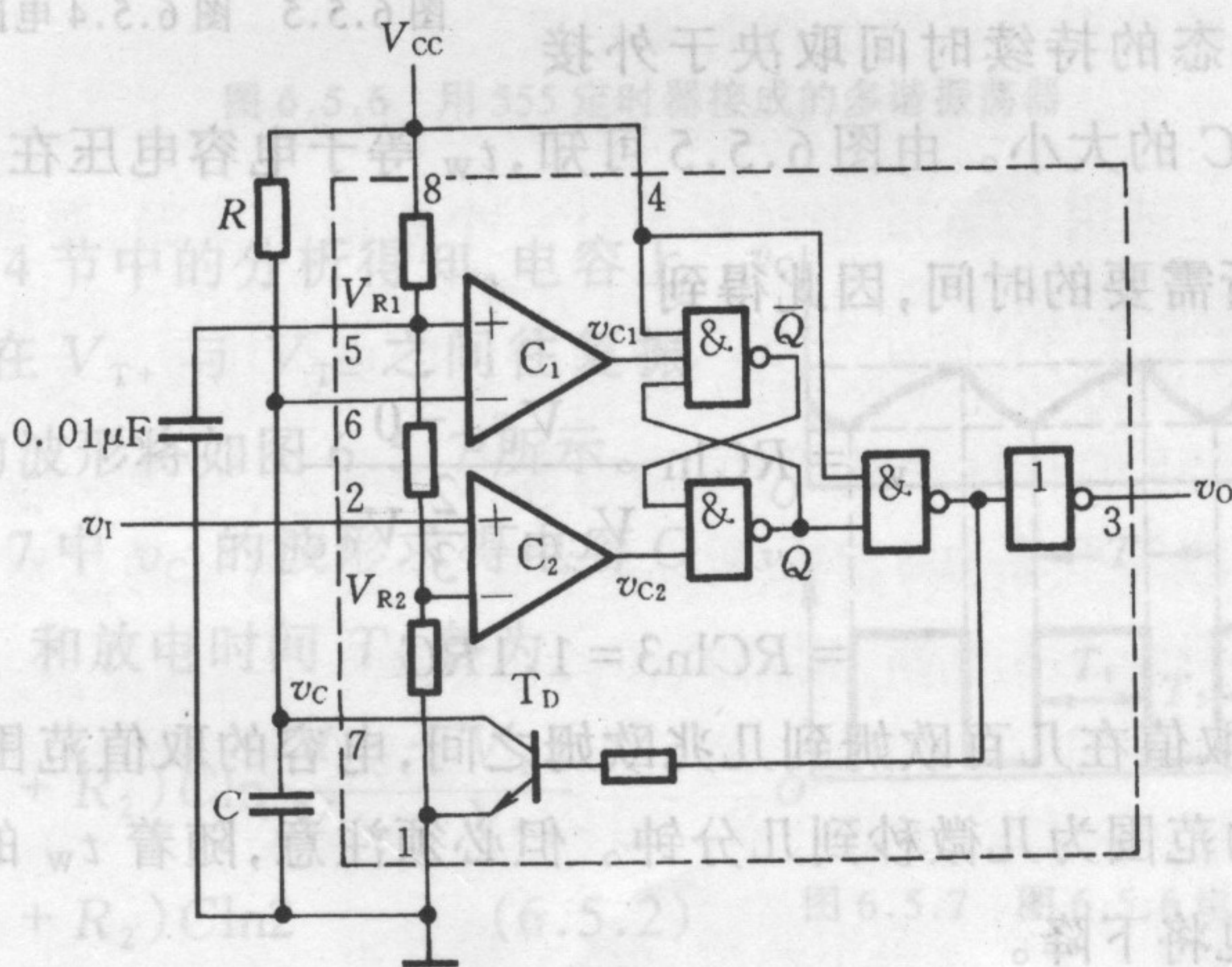


图 6.5.4 用 555 定时器接成的单稳态触发器

如果没有触发信号时 v_I 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。假定接通电源后触发器停在 $Q = 0$ 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。

如果接通电源后触发器停在 $Q = 1$ 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, 于是将触发器置 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 $v_{C1} = v_{C2} = 1$, 触发器保持 0 状态不变, 输出也相应地稳定在 $v_O = 0$ 的状态。

因此, 通电后电路便自动地停在 $v_O = 0$ 的稳态。

当触发脉冲的下降沿到达, 使 v_{I2} 跳变到 $\frac{1}{3} V_{CC}$ 以下时, 使 $v_{C2} = 0$ (此时 $v_{C1} = 1$), 触发器被置 1, v_O 跳变为高电平, 电路进入暂稳态。与此同时 T_D 截止, V_{CC} 经 R 开始向电容 C 充电。

当充至 $v_C = \frac{2}{3} V_{CC}$ 时, v_{C1} 变成 0。如果此时输入端的触发脉冲已消失, v_{I1} 回到了高电平, 则触发器将被置 0, 于是输出返回 $v_O = 0$ 的状态。同时 T_D 又变为导通状态, 电容 C 经 T_D 迅速放电, 直至 $v_C \approx 0$, 电路恢复到稳态。图 6.5.5 画出了在触发信号作用下 v_C 和 v_O 相应的波形。

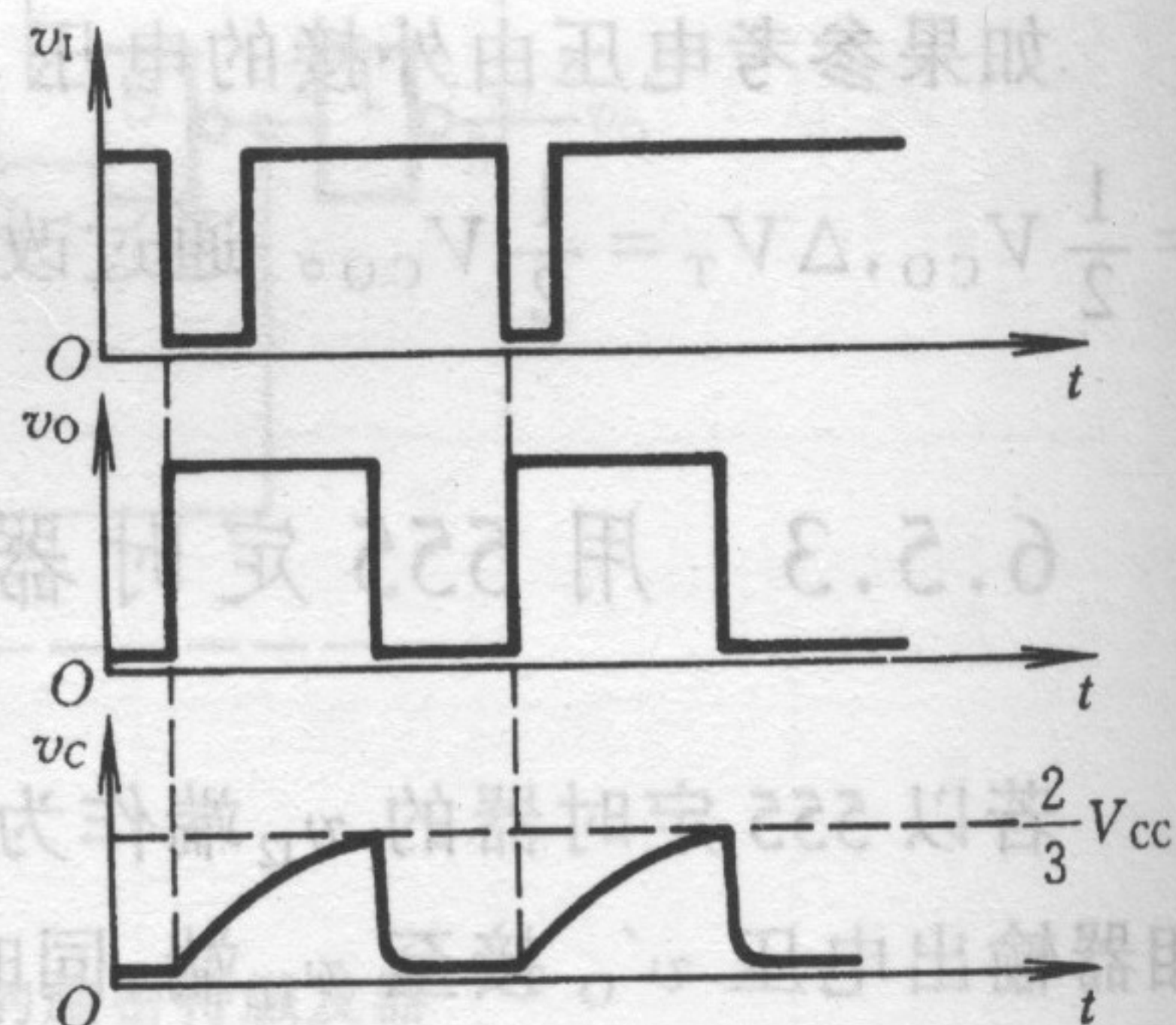


图 6.5.5 图 6.5.4 电路的电压波形图

输出脉冲的宽度 t_w 等于暂稳态的持续时间, 而暂稳态的持续时间取决于外接电阻 R 和电容 C 的大小。由图 6.5.5 可知, t_w 等于电容电压在充电过程中从 0 上升到 $\frac{2}{3} V_{CC}$ 所需要的时间, 因此得到

$$\begin{aligned} t_w &= RC \ln \frac{V_{CC} - 0}{V_{CC} - \frac{2}{3} V_{CC}} \\ &= RC \ln 3 = 1.1 RC \end{aligned} \quad (6.5.1)$$

通常 R 的取值在几百欧姆到几兆欧姆之间, 电容的取值范围为几百皮法到几百微法, t_w 的范围为几微秒到几分钟。但必须注意, 随着 t_w 的宽度增加它的精度和稳定度也将下降。

6.5.4 用 555 定时器接成的多谐振荡器

既然用 555 定时器能很方便地接成施密特触发器, 那么我们就可以先把它

接成施密特触发器,然后利用前面 6.4.4 节讲过的方法,在施密特触发器的基础上改接成多谐振荡器。

在 6.4.4 节中曾经讲到,只要把施密特触发器的反相输出端经 RC 积分电路接回到它的输入端,就构成了多谐振荡器。因此,只要将 555 定时器的 v_{11} 和 v_{12} 连在一起接成施密特触发器,然后再将 v_o 经 RC 积分电路接回输入端就可以了。

为了减轻门 G_4 的负载,在电容 C 的容量较大时不宜直接由 G_4 提供电容的充、放电电流。为此,在图 6.5.6 电路中将 T_D 与 R_1 接成了一个反相器,它的输出 v'_o 与 v_o 在高、低电平状态上完全相同。将 v'_o 经 R_2 和 C 组成的积分电路接到施密特触发器的输入端同样也能构成多谐振荡器。

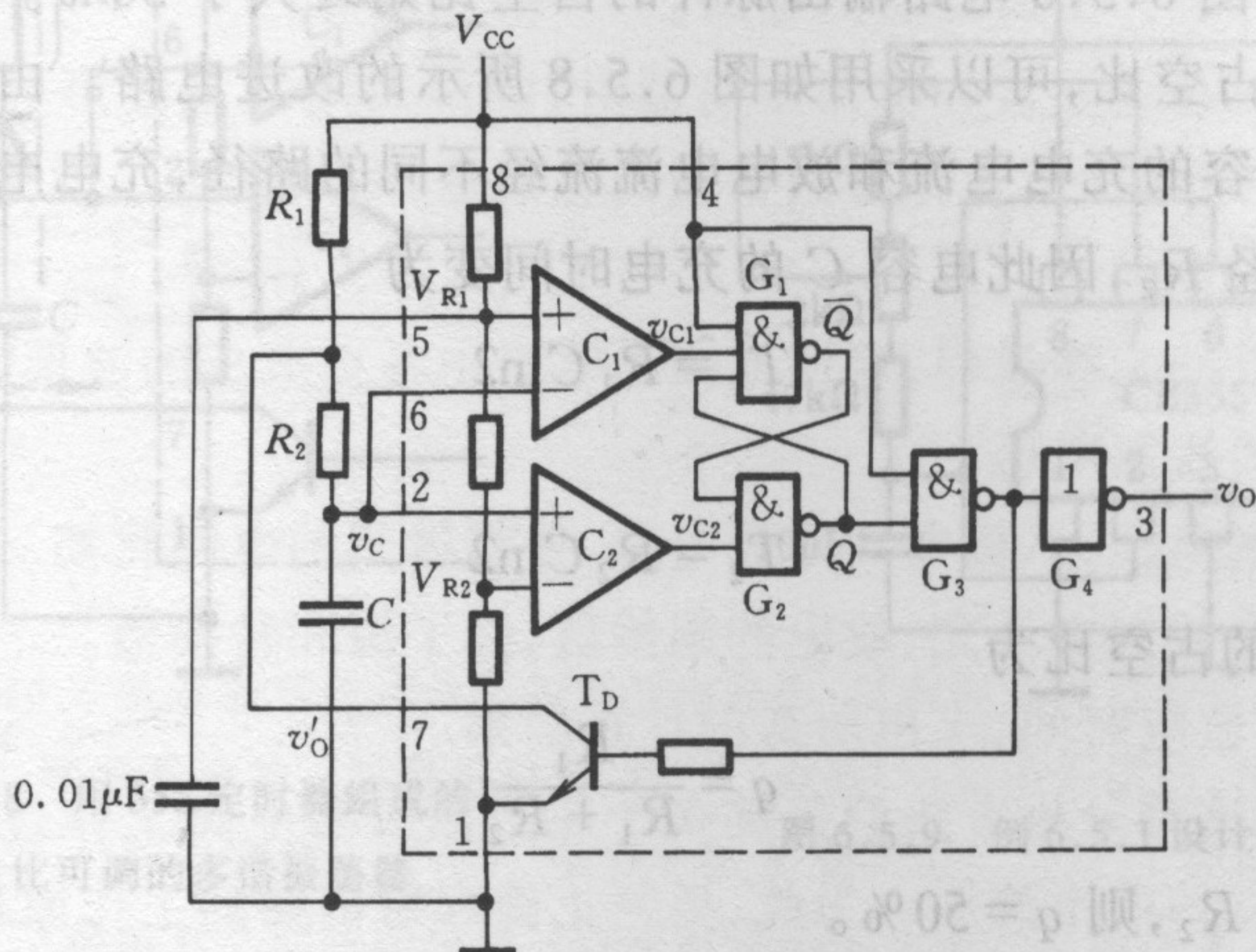


图 6.5.6 用 555 定时器接成的多谐振荡器

根据 6.4.4 节中的分析得知,电容上的电压 v_c 将在 V_{T+} 与 V_{T-} 之间往复振荡, v_c 和 v_o 的波形将如图 6.5.7 所示。

由图 6.5.7 中 v_c 的波形求得电容 C 的充电时间 T_1 和放电时间 T_2 各为

$$\begin{aligned} T_1 &= (R_1 + R_2) C \ln \frac{V_{CC} - V_{T-}}{V_{CC} - V_{T+}} \\ &= (R_1 + R_2) C \ln 2 \end{aligned} \quad (6.5.2)$$

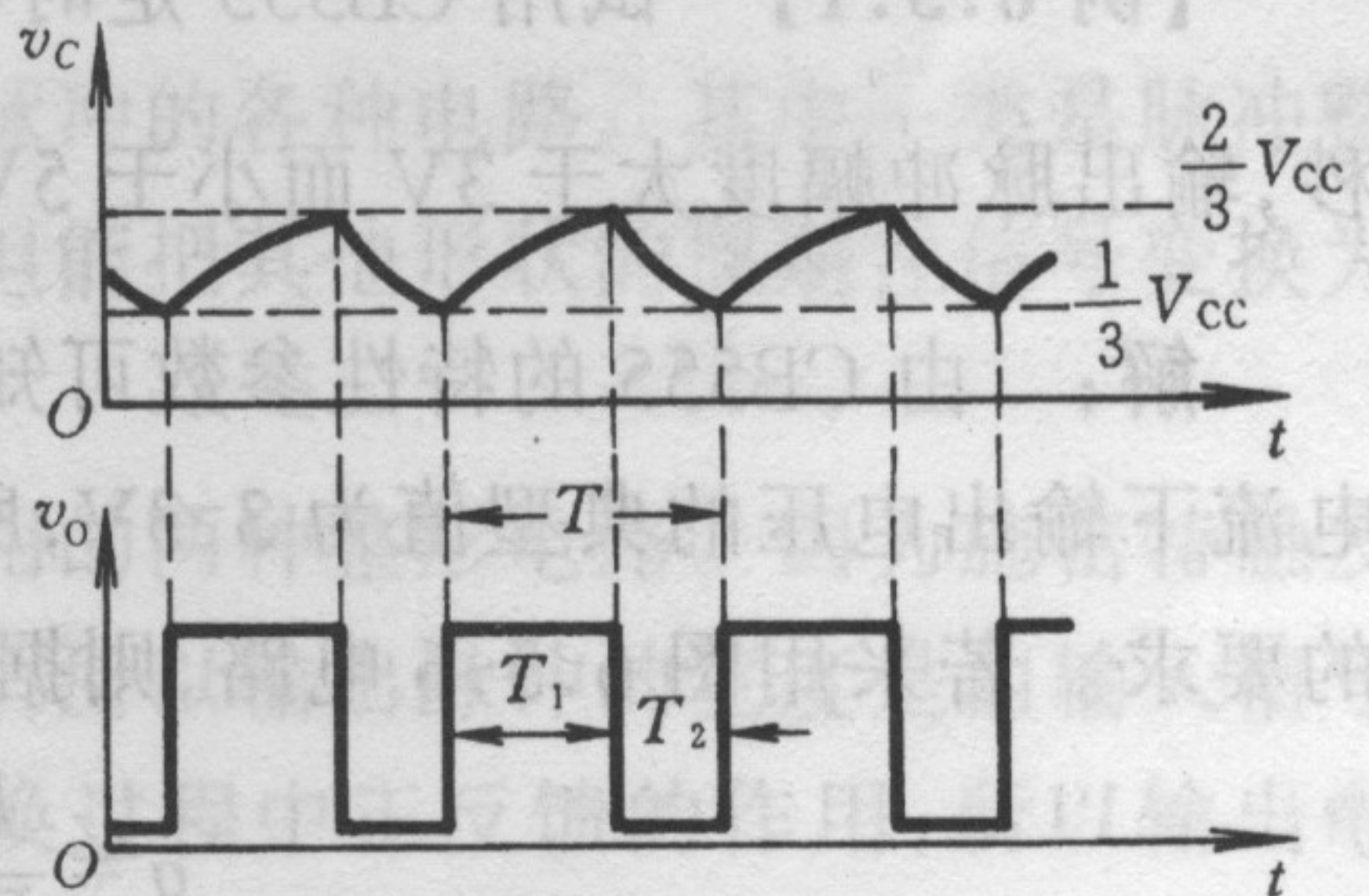


图 6.5.7 图 6.5.6 电路的电压波形图

$$\begin{aligned} T_2 &= R_2 C \ln \frac{0 - V_{T+}}{0 - V_{T-}} \\ &= R_2 C \ln 2 \end{aligned} \quad (6.5.3)$$

故电路的振荡周期为

$$T = T_1 + T_2 = (R_1 + 2R_2)C \ln 2 \quad (6.5.4)$$

振荡频率为

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{(R_1 + 2R_2)C \ln 2} \quad (6.5.5)$$

通过改变 R 和 C 的参数即可改变振荡频率。用 CB555 组成的多谐振荡器最高振荡频率达 500kHz, 用 CB7555 组成的多谐振荡器最高振荡频率可达 1MHz。

由式(6.5.2)和式(6.5.3)求出输出脉冲的占空比为

$$q = \frac{T_1}{T} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (6.5.6)$$

上式说明, 图 6.5.6 电路输出脉冲的占空比始终大于 50%。为了得到小于或等于 50% 的占空比, 可以采用如图 6.5.8 所示的改进电路。由于接入了二极管 D_1 和 D_2 , 电容的充电电流和放电电流流经不同的路径, 充电电流只流经 R_1 , 放电电流只流经 R_2 , 因此电容 C 的充电时间变为

$$T_1 = R_1 C \ln 2$$

而放电时间为

$$T_2 = R_2 C \ln 2$$

故得输出脉冲的占空比为

$$q = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (6.5.7)$$

若取 $R_1 = R_2$, 则 $q = 50\%$ 。

图 5.6.8 电路的振荡周期也相应地变成

$$T = T_1 + T_2 = (R_1 + R_2)C \ln 2 \quad (6.5.8)$$

【例 6.5.1】 试用 CB555 定时器设计一个多谐振荡器, 要求振荡周期为 1 秒, 输出脉冲幅度大于 3V 而小于 5V, 输出脉冲的占空比 $q = \frac{2}{3}$ 。

解: 由 CB555 的特性参数可知, 当电源电压取为 5V 时, 在 100mA 的输出电流下输出电压的典型值为 3.3V, 所以取 $V_{CC} = 5V$ 可以满足对输出脉冲幅度的要求。若采用图 6.5.6 电路, 则据式(6.5.6)可知

$$q = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} = \frac{2}{3}$$

故得到 $R_1 = R_2$ 。

又由式(6.5.4)知

$$T = (R_1 + 2R_2)C \ln 2 = 1$$

若取 $C = 10\mu F$, 则代入上式得到

$$3R_1 C \ln 2 = 1$$

$$R_1 = \frac{1}{3C \ln 2} \Omega$$

$$= \frac{1}{3 \times 10^{-5} \times 0.69} \Omega = 48 \text{ k}\Omega$$

因 $R_1 = R_2$, 所以取两只 $47\text{k}\Omega$ 的电阻与一个 $2\text{k}\Omega$ 的电位器串联, 即得到图 6.5.9 所示的设计结果。

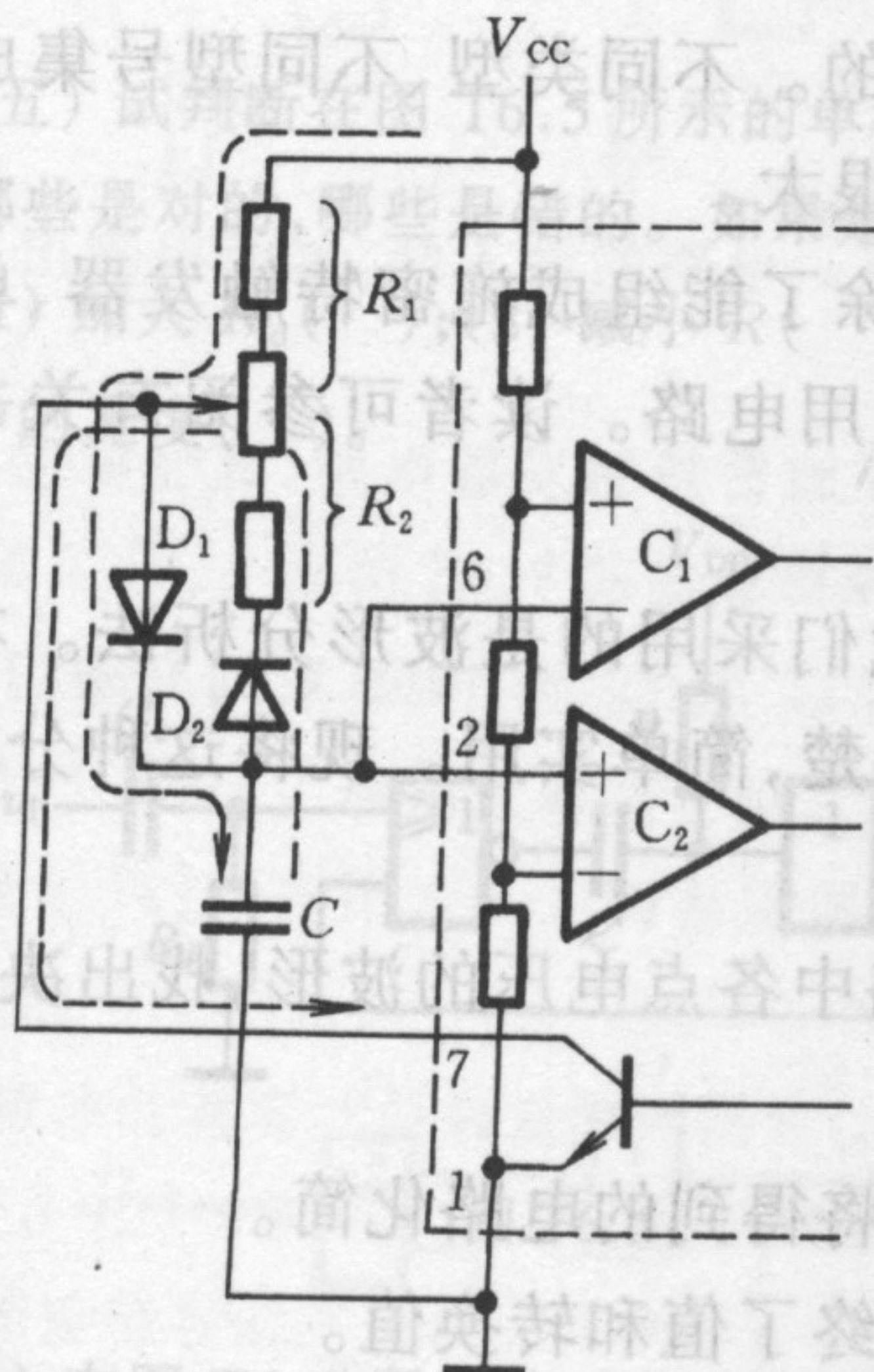


图 6.5.8 用 555 定时器组成的占空比可调的多谐振荡器

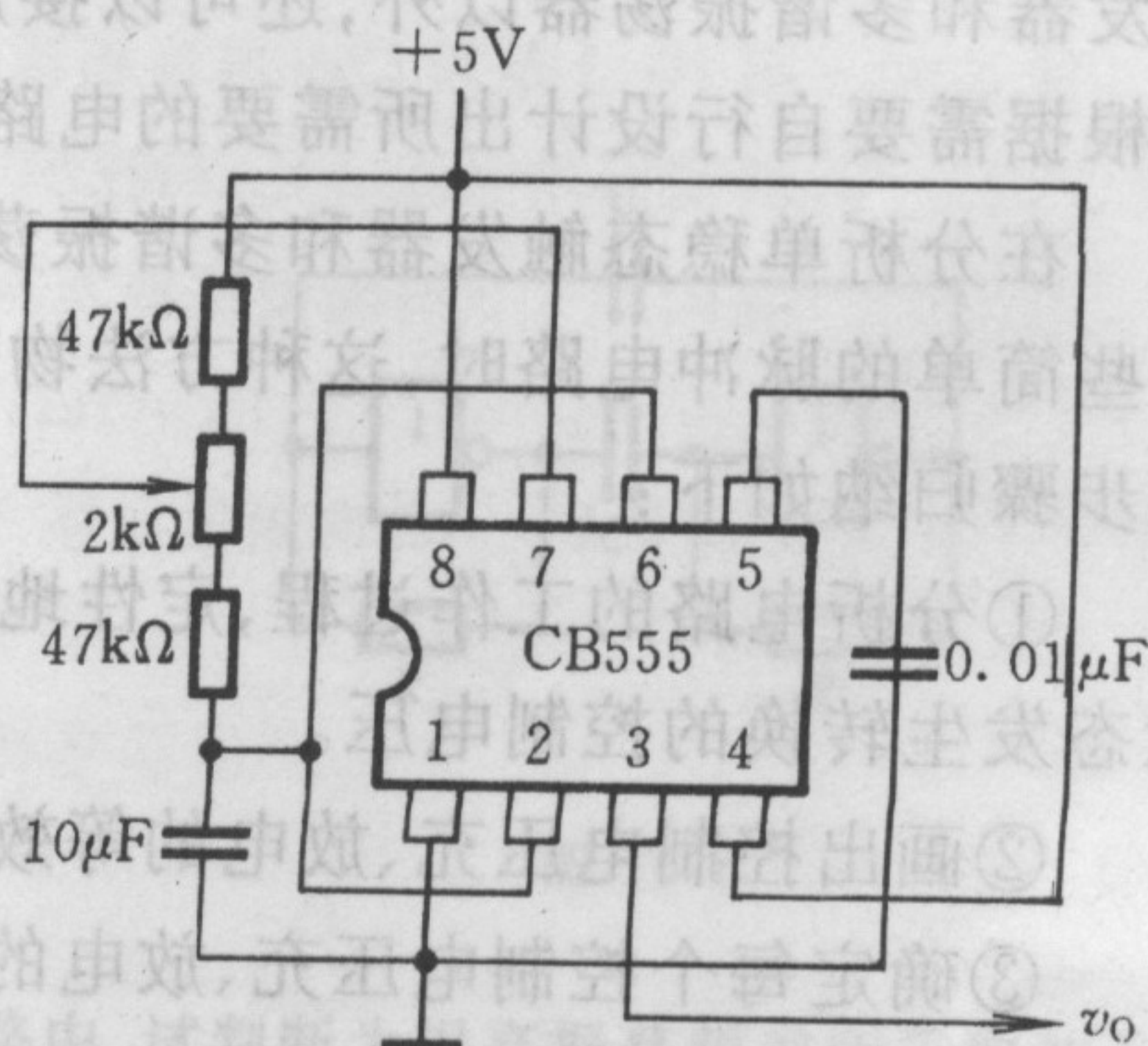


图 6.5.9 例 6.5.1 设计的多谐振荡器

本章小结

在这一章里我们介绍了用于产生矩形脉冲的各种电路。其中一类是脉冲整形电路, 它们虽然不能自动产生脉冲信号, 但能把其他形状的周期性信号变换为所要求的矩形脉冲信号, 达到整形的目的。

施密特触发器和单稳态触发器是最常用的两种整形电路。因为施密特触发器输出的高、低电平随输入信号的电平改变, 所以输出脉冲的宽度是由输入信号决定的。由于它的滞回特性和输出电平转换过程中正反馈的作用, 所以输出电压波形的边沿得到明显的改善。单稳态触发器输出信号的宽度则完全由电路参数决定, 与输入信号无关。输入信号只起触发作用。因此, 单稳态触发器可以用于产生固定宽度的脉冲信号。

另一类是自激的脉冲振荡器, 它们不需要外加输入信号, 只要接通供电电源, 就自动产生矩形脉冲信号。本章介绍的多谐振荡器电路从工作原理上可以分为两种类型: 一种是利用闭合回路的正反馈产生振荡的。对称式多谐振荡器、

非对称式多谐振荡器以及石英晶体多谐振荡器都属于这一种。第二种是靠闭合回路的延迟负反馈作用产生振荡的。环形振荡器和用施密特触发器组成的振荡器都属于这一种。

压控振荡器是一种电压/频率变换电路(V/F 变换电路),在自动控制和测量以及信号传输中具有广泛的用途。它的振荡频率受输入的模拟电压信号控制。在本章介绍的几种压控振荡器电路中,都是用输入电压信号去改变振荡过程中电容充、放电电流的大小实现对频率控制的。不同类型、不同型号集成压控振荡器产品在电压/频率变换的线性度上相差很大。

555 定时器是一种用途很广的集成电路,除了能组成施密特触发器、单稳态触发器和多谐振荡器以外,还可以接成各种应用电路。读者可参阅有关书籍并且根据需要自行设计出所需要的电路。

在分析单稳态触发器和多谐振荡器时,我们采用的是波形分析法。在分析一些简单的脉冲电路时,这种方法物理概念清楚,简单实用。现将这种分析方法的步骤归纳如下:

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画出控制电压充、放电的等效电路,并将得到的电路化简。

③确定每个控制电压充、放电的起始值、终了值和转换值。

④计算充、放电时间,求出所需的计算结果。

可以看出,这种分析方法的关键在于能否通过对电路工作过程的分析正确地画出电路各点的电压波形。为此,必须正确理解电路的工作原理。

在分析用常见的器件组成的典型脉冲电路时,也可以借助于计算机辅助分析的手段。在一些实用的计算机辅助分析软件中已编制了这些器件的数学模型和电路的分析程序。但无论是建立器件的数学模型还是开发分析程序,都是以充分了解电路的工作原理为基础的。

此外,还可以用集成运算放大器构成多谐振荡器,这部分内容将在模拟电子技术基础课程中讨论。

自我检测题

(一) 试述施密特触发器的工作特点和主要用途。

(二) 若反相输出的施密特触发器输入信号波形如图 T6.2 所示,试画出输出信号的波形。施密特触发器的转换电平 V_{T+} 、 V_{T-} 已在输入信号波形图上标出。

(三) 在图 6.2.1 用 CMOS 反相器组成的施密特触发器电路中,若 $R_1 = 50\text{k}\Omega$, $R_2 = 100\text{k}\Omega$, $V_{DD} = 5\text{V}$, $V_{TH} = \frac{1}{2} V_{DD}$, 试求电路的输入转换电平 V_{T+} 、 V_{T-} 以及回差电压 ΔV_T 。

(四) 试说明单稳态触发器的工作特点和主要用途。

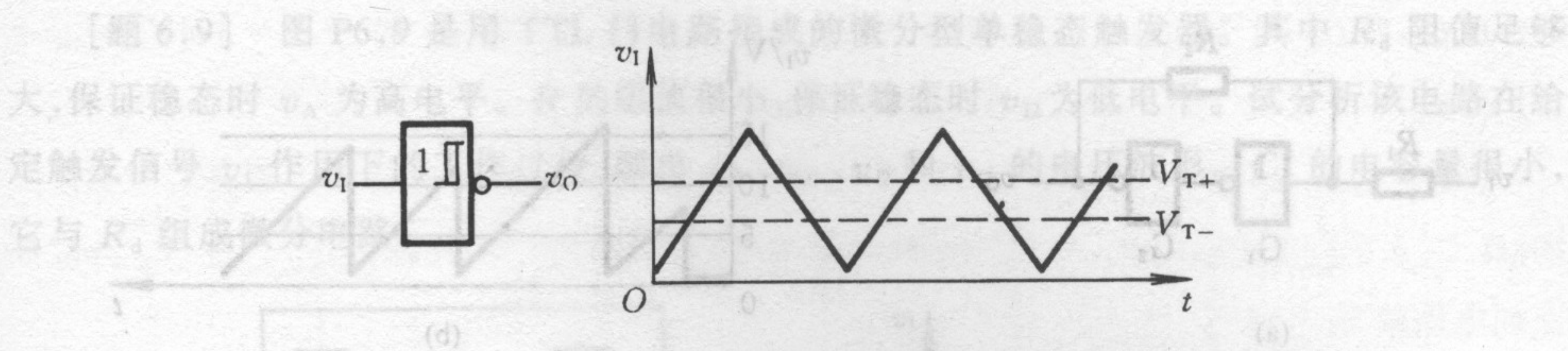


图 T6.2

(五) 试判断在图 T6.5 所示的单稳态触发器电路中,为加大输出脉冲宽度所采取的下列措施哪些是对的,哪些是错的。如果是对的,在()内打√;如果是错的,在()内打×:

- (1) 加大 R_d (); (2) 减小 R (); (3) 加大 C (); (4) 提高 V_{DD} (); (5) 增加输入触发脉冲的宽度 ()。

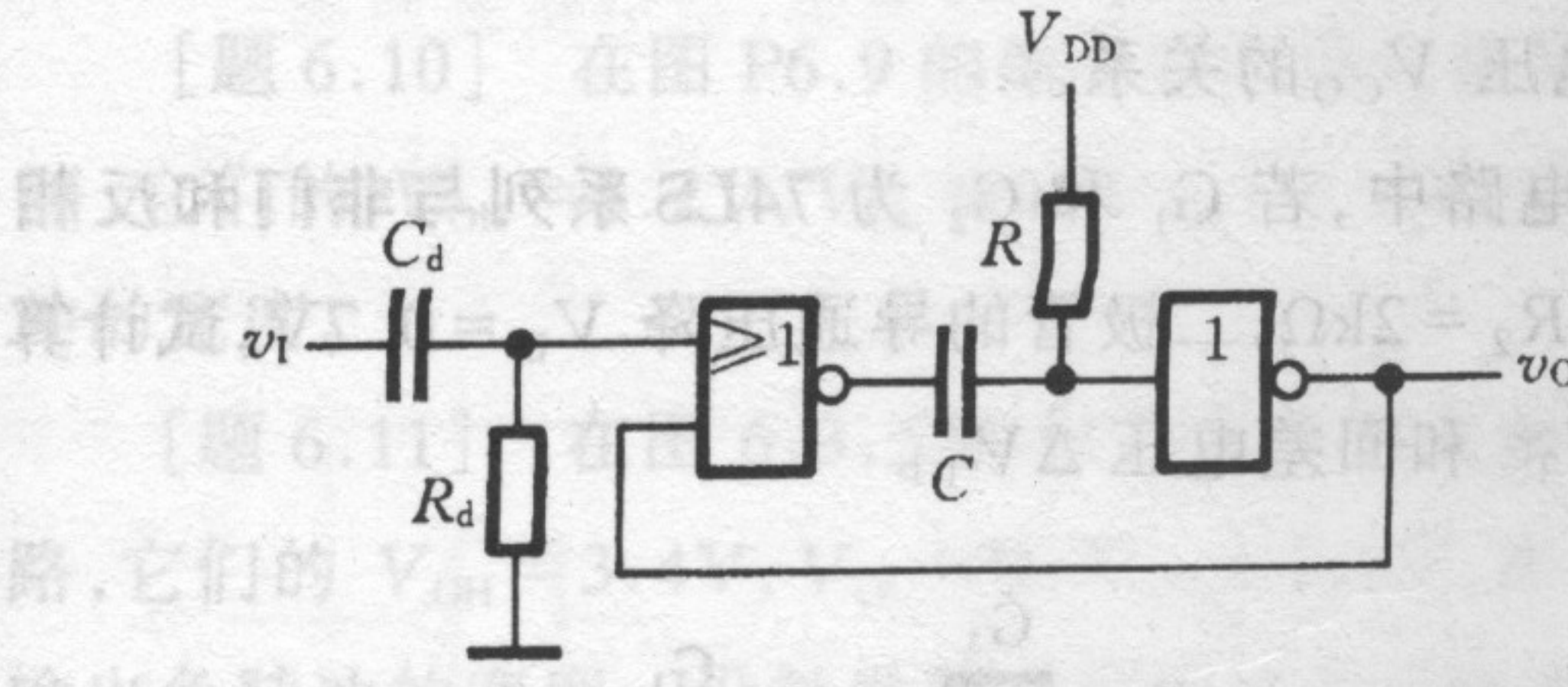


图 T6.5

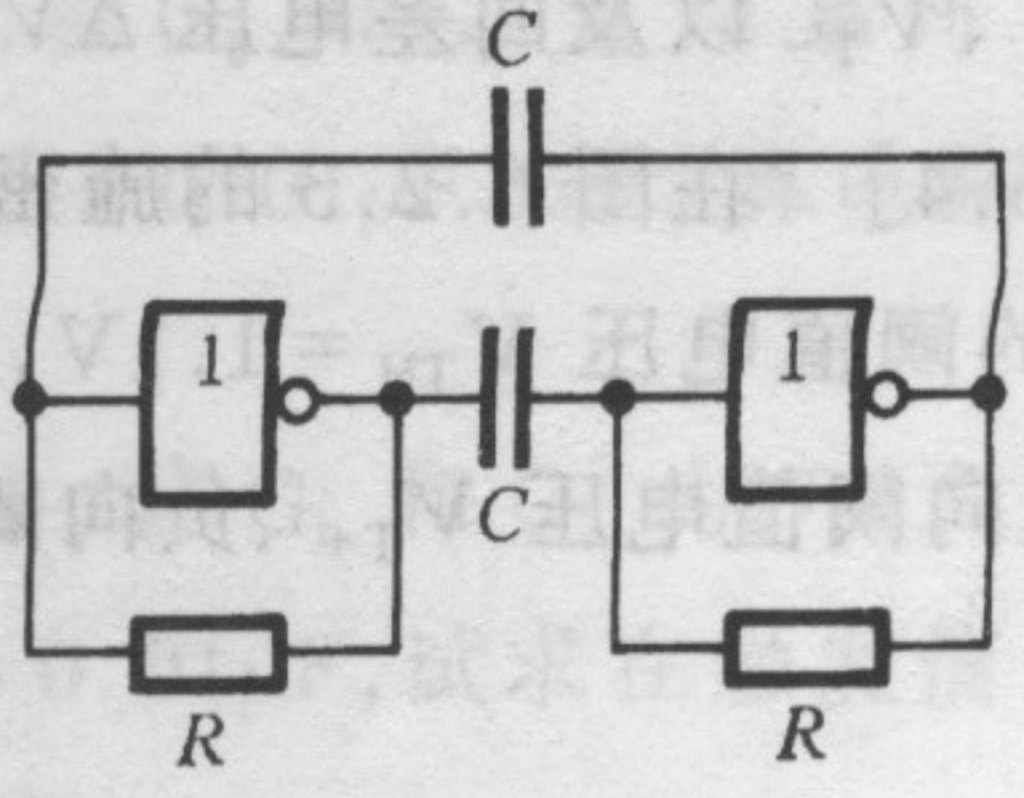


图 T6.6

(六) 在图 T6.6 所示的对称式多谐振荡器电路中,试判断为提高振荡频率所采取的下列措施哪些是对的,哪些是错的。如果是对的,在()内画√;如果是错的,在()内画×:

- (1) 加大电容 C 的电容量 (); (2) 减小电阻 R 的阻值 (); (3) 提高电源电压 ()。

(七) 图 T6.7 是由五个同样的与非门接成的环形振荡器。今测得输出信号的重复频率为 10MHz,试求每个门的平均传输延迟时间。假定所有与非门的传输延迟时间相同,而且 $t_{PHL} = t_{PLH} = t_{pd}$ 。

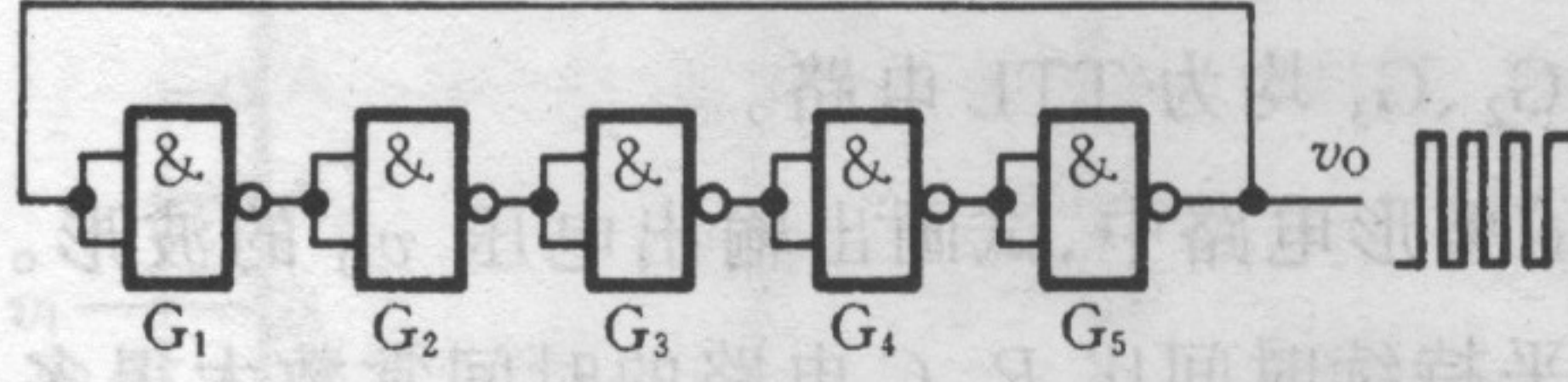


图 T6.7

(八) 试画出用 555 定时器组成施密特触发器、单稳态触发器和多谐振荡器时电路的连接图。

思考题和习题

- [题 6.1] 用施密特触发器能否寄存 1 位二值数据,说明理由。
- [题 6.2] 在图 P6.2(a)所示的施密特触发器电路中,已知 $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 30k\Omega$ 。 G_1 和 G_2 为 CMOS 反相器, $V_{DD} = 15V$ 。
- (1) 试计算电路的正向阈值电压 V_{T+} 、负向阈值电压 V_{T-} 和回差电压 ΔV_T 。

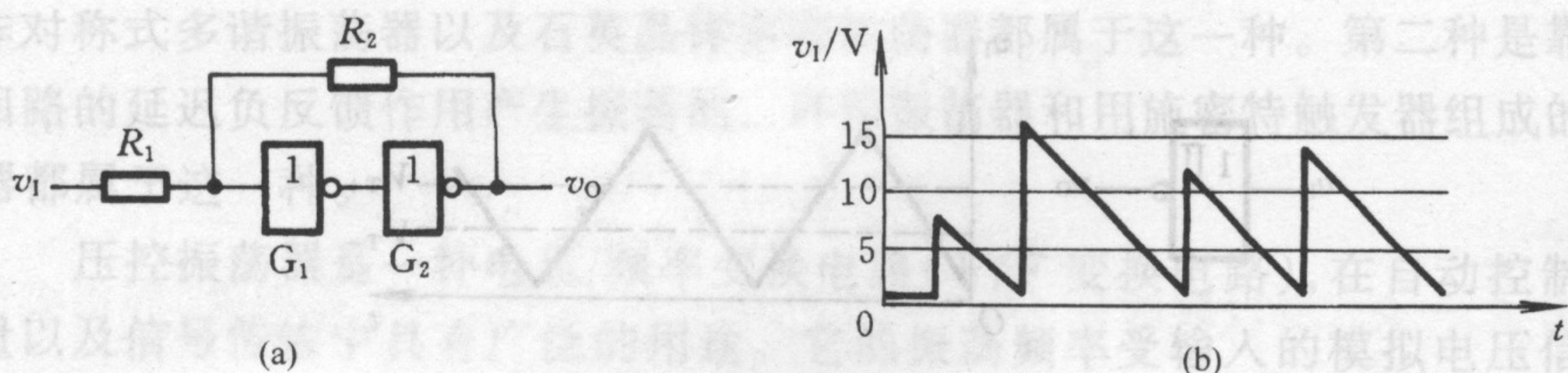


图 P6.2

(2) 若将图 P6.2(b)给出的电压信号加到图 P6.2(a)电路的输入端,试画出输出电压的波形。

[题 6.3] 图 P6.3 是用 CMOS 反相器接成的压控施密特触发器电路,试分析它的转换电平 V_{T+} 、 V_{T-} 以及回差电压 ΔV_T 与控制电压 V_{CO} 的关系。

[题 6.4] 在图 6.2.3 的施密特触发器电路中,若 G_1 和 G_2 为 74LS 系列与非门和反相器,它们的阈值电压 $V_{TH} = 1.1V$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 2k\Omega$,二极管的导通压降 $V_D = 0.7V$,试计算电路的正向阈值电压 V_{T+} 、负向阈值电压 V_{T-} 和回差电压 ΔV_T 。

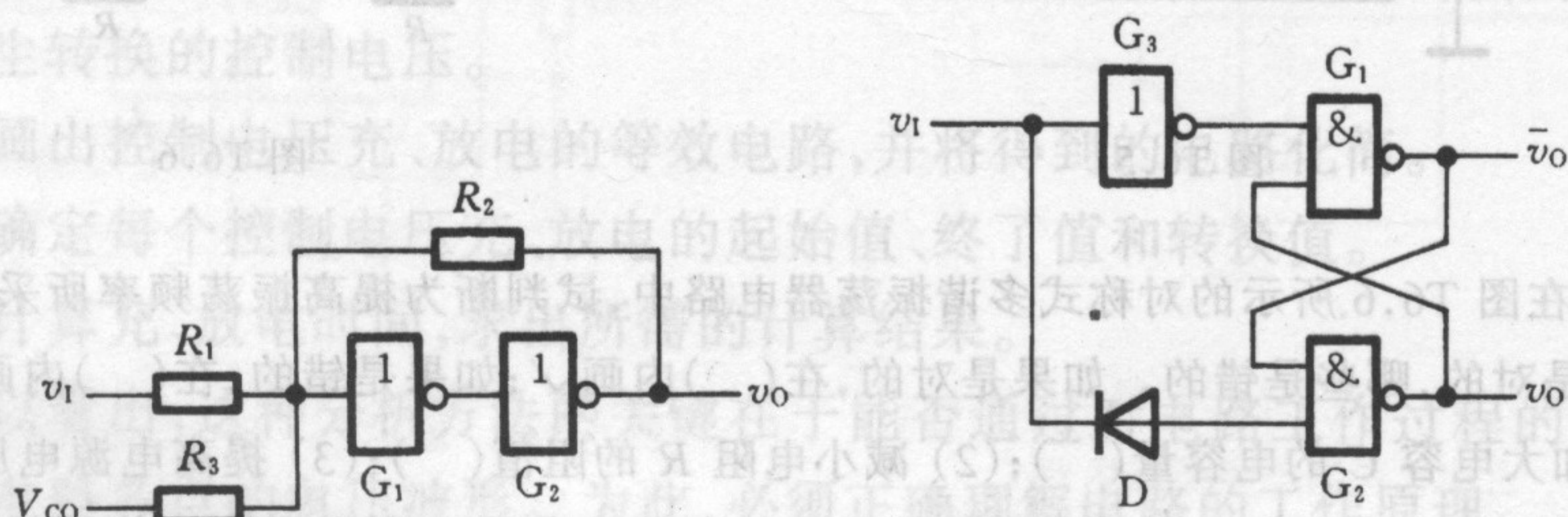


图 P6.3

图 P6.5

[题 6.5] 图 P6.5 是具有电平偏移二极管的施密特触发器电路,试分析它的工作原理,并画出电压传输特性。 G_1 、 G_2 、 G_3 均为 TTL 电路。

[题 6.6] 在图 P6.6 的整形电路中,试画出输出电压 v_o 的波形。输入电压 v_i 的波形如图中所示,假定它的低电平持续时间比 R 、 C 电路的时间常数大得多。

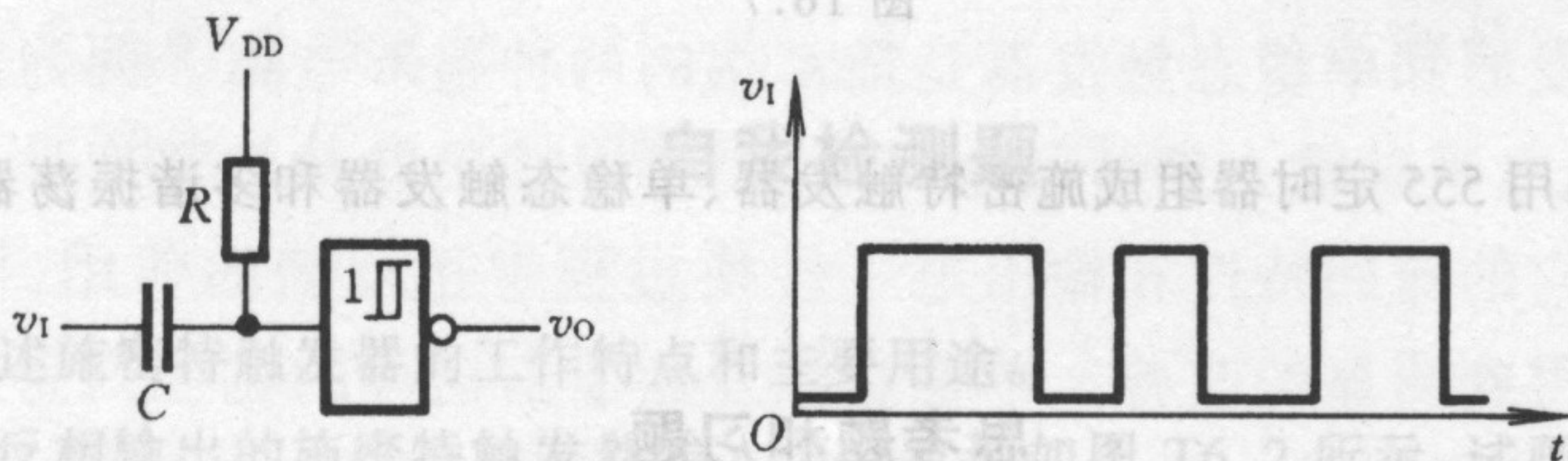


图 P6.6

[题 6.7] 能否用图 P6.6 中的电路作单稳态触发器使用? 试说明理由。

[题 6.8] 在图 6.3.1 给出的微分型单稳态触发器电路中,已知 $R = 51k\Omega$, $C = 0.01\mu F$, 电源电压 $V_{DD} = 10V$,试求在触发信号作用下输出脉冲的宽度和幅度。

[题 6.9] 图 P6.9 是用 TTL 门电路接成的微分型单稳态触发器。其中 R_d 阻值足够大, 保证稳态时 v_A 为高电平。 R 的阻值很小, 保证稳态时 v_{I2} 为低电平。试分析该电路在给定触发信号 v_I 作用下的工作过程, 画出 v_A 、 v_{O1} 、 v_{I2} 和 v_O 的电压波形。 C_d 的电容量很小, 它与 R_d 组成微分电路。

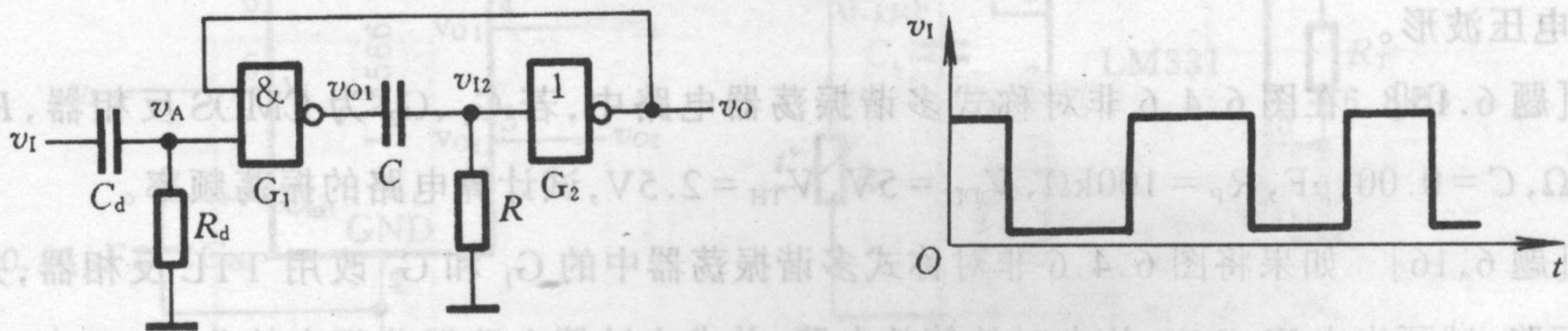


图 P6.9

[题 6.10] 在图 P6.9 的微分型单稳态触发器电路中, 若 G_1 和 G_2 为 74 系列 TTL 门电路, 它们的 $V_{OH} = 3.2V$, $V_{OL} \approx 0$, $V_{TH} = 1.3V$, $R = 0.3k\Omega$, $C = 0.01\mu F$, 试计算电路输出负脉冲的宽度。

[题 6.11] 在图 6.3.5 的积分型单稳态触发器电路中, 若 G_1 和 G_2 为 74LS 系列门电路, 它们的 $V_{OH} = 3.4V$, $V_{OL} \approx 0$, $V_{TH} = 1.1V$, $R = 1k\Omega$, $C = 0.01\mu F$, 试求在触发信号作用下输出负脉冲的宽度。设触发脉冲的宽度大于输出脉冲的宽度。

[题 6.12] 图 P6.12 是用两个集成单稳态触发器 74121 所组成的脉冲变换电路, 外接电阻和外接电容的参数如图中所示。试计算在输入触发信号 v_I 作用下 v_{O1} 、 v_{O2} 输出脉冲的宽度, 并画出与 v_I 波形相对应的 v_{O1} 、 v_{O2} 的电压波形。 v_I 的波形如图中所示。

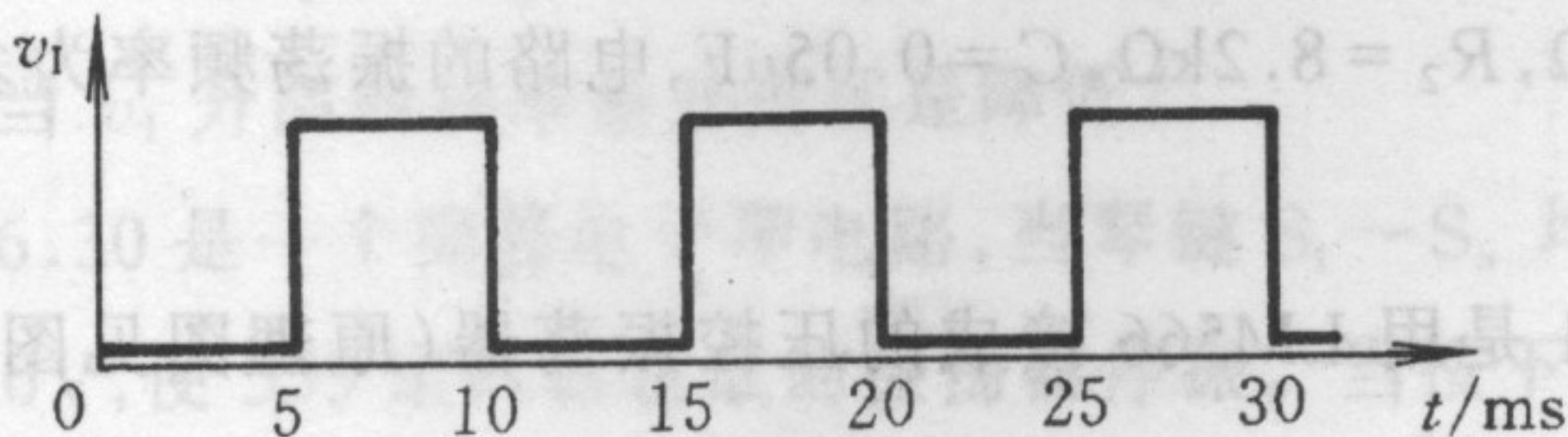
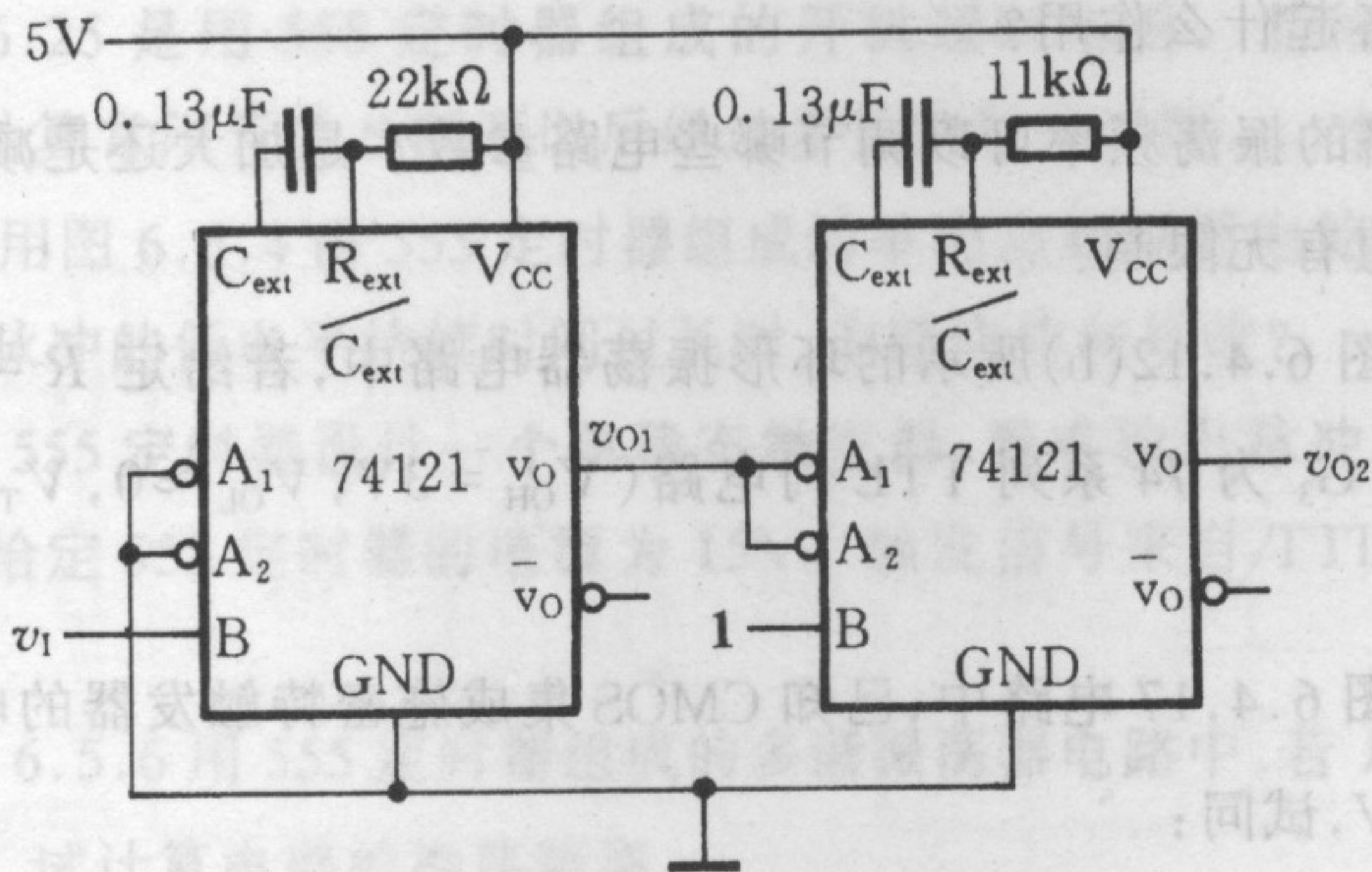


图 P6.12

[题 6.13] 在图 6.4.1 所示的对称式多谐振荡器电路中, 若 $R_{11} = R_{12} = 1k\Omega$, $C_1 = C_2 =$

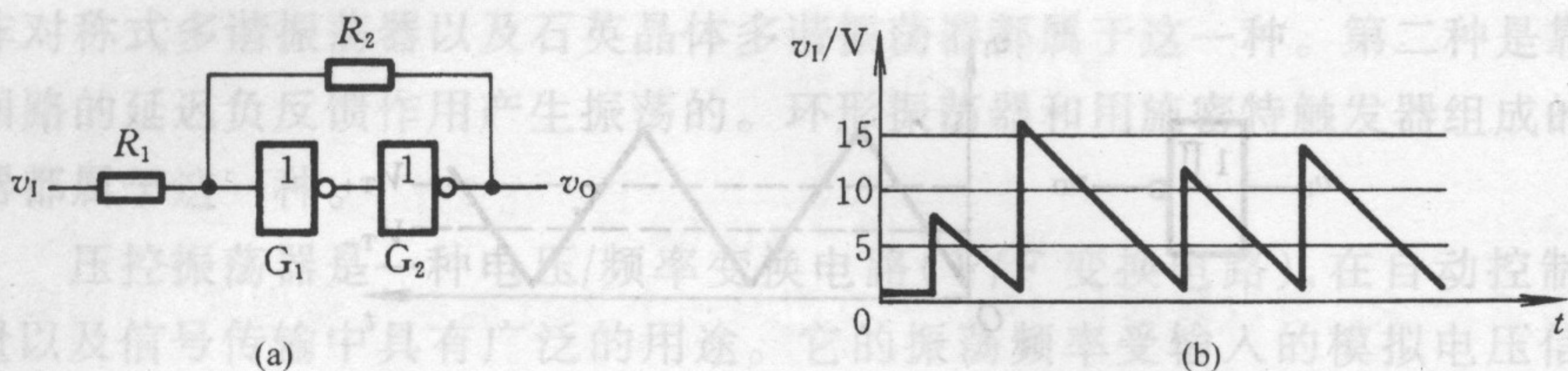


图 P6.2

(2) 若将图 P6.2(b)给出的电压信号加到图 P6.2(a)电路的输入端,试画出输出电压的波形。

[题 6.3] 图 P6.3 是用 CMOS 反相器接成的压控施密特触发器电路,试分析它的转换电平 V_{T+} 、 V_{T-} 以及回差电压 ΔV_T 与控制电压 V_{CO} 的关系。

[题 6.4] 在图 6.2.3 的施密特触发器电路中,若 G_1 和 G_2 为 74LS 系列与非门和反相器,它们的阈值电压 $V_{TH} = 1.1V$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 2k\Omega$,二极管的导通压降 $V_D = 0.7V$,试计算电路的正向阈值电压 V_{T+} 、负向阈值电压 V_{T-} 和回差电压 ΔV_T 。

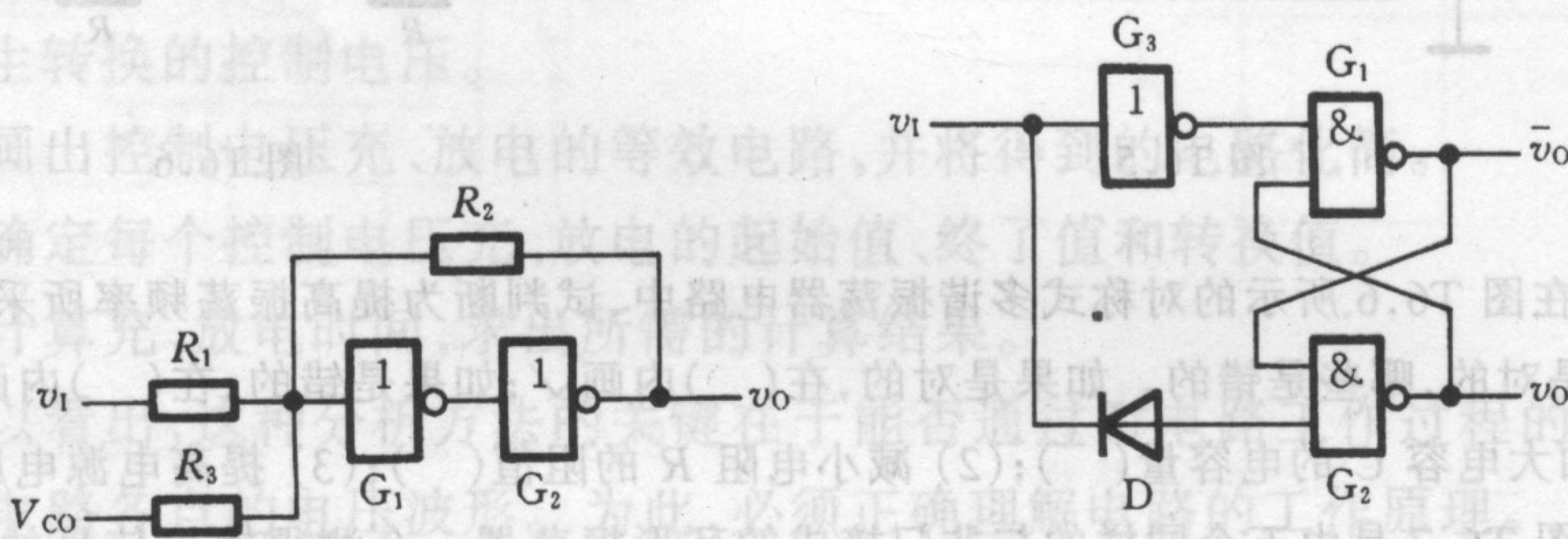


图 P6.3

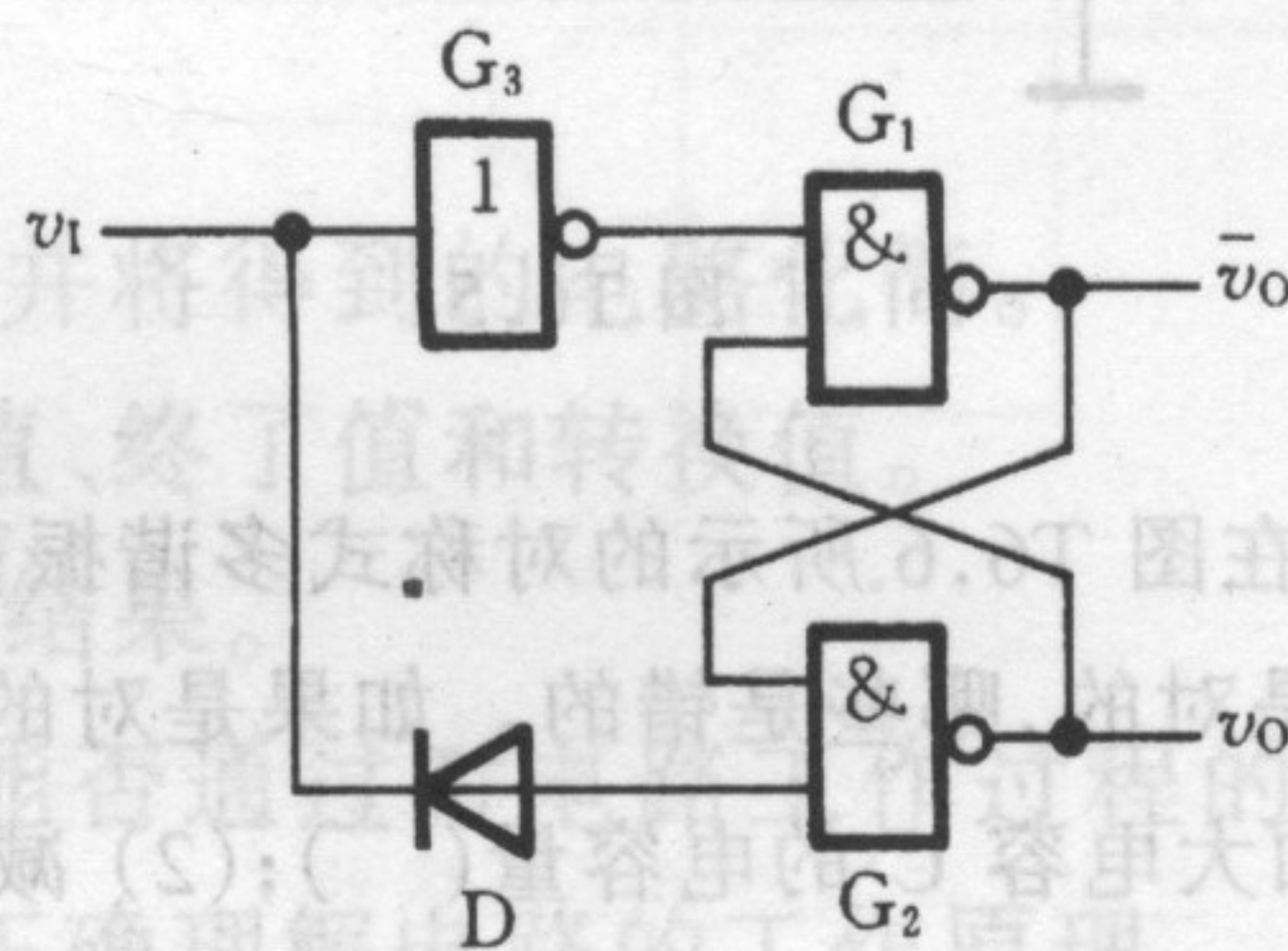


图 P6.5

[题 6.5] 图 P6.5 是具有电平偏移二极管的施密特触发器电路,试分析它的工作原理,并画出电压传输特性。 G_1 、 G_2 、 G_3 均为 TTL 电路。

[题 6.6] 在图 P6.6 的整形电路中,试画出输出电压 v_o 的波形。输入电压 v_i 的波形如图中所示,假定它的低电平持续时间比 R 、 C 电路的时间常数大得多。

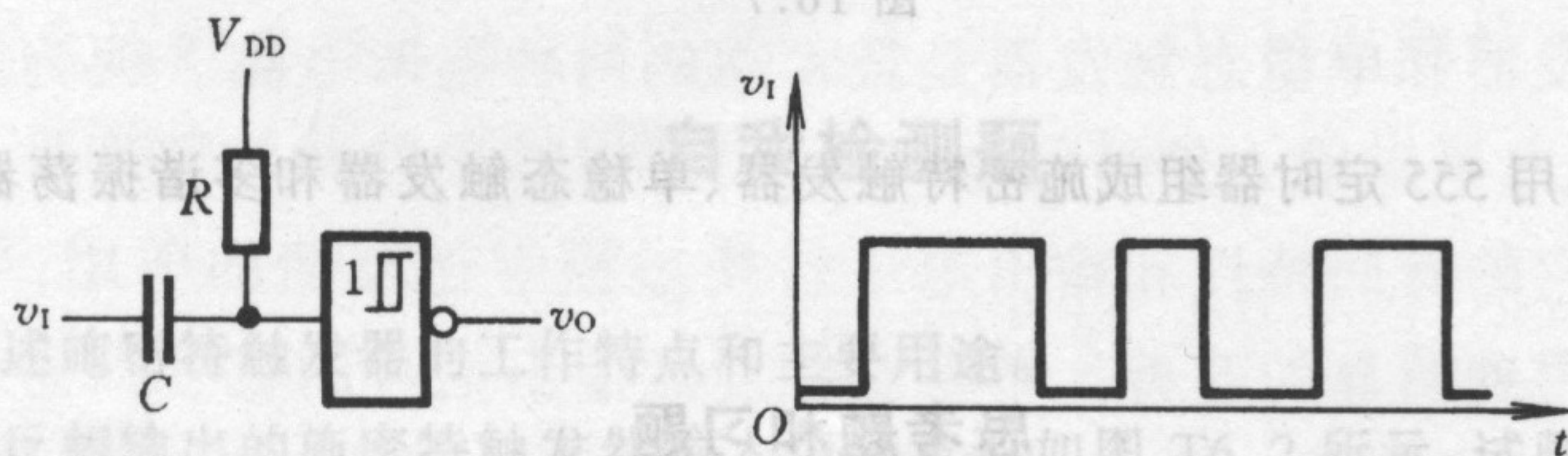


图 P6.6

[题 6.7] 能否用图 P6.6 中的电路作单稳态触发器使用?试说明理由。

[题 6.8] 在图 6.3.1 给出的微分型单稳态触发器电路中,已知 $R = 51k\Omega$, $C = 0.01\mu F$,电源电压 $V_{DD} = 10V$,试求在触发信号作用下输出脉冲的宽度和幅度。

[题 6.9] 图 P6.9 是用 TTL 门电路接成的微分型单稳态触发器。其中 R_d 阻值足够大, 保证稳态时 v_A 为高电平。 R 的阻值很小, 保证稳态时 v_{I2} 为低电平。试分析该电路在给定触发信号 v_{I1} 作用下的工作过程, 画出 v_A 、 v_{O1} 、 v_{I2} 和 v_O 的电压波形。 C_d 的电容量很小, 它与 R_d 组成微分电路。

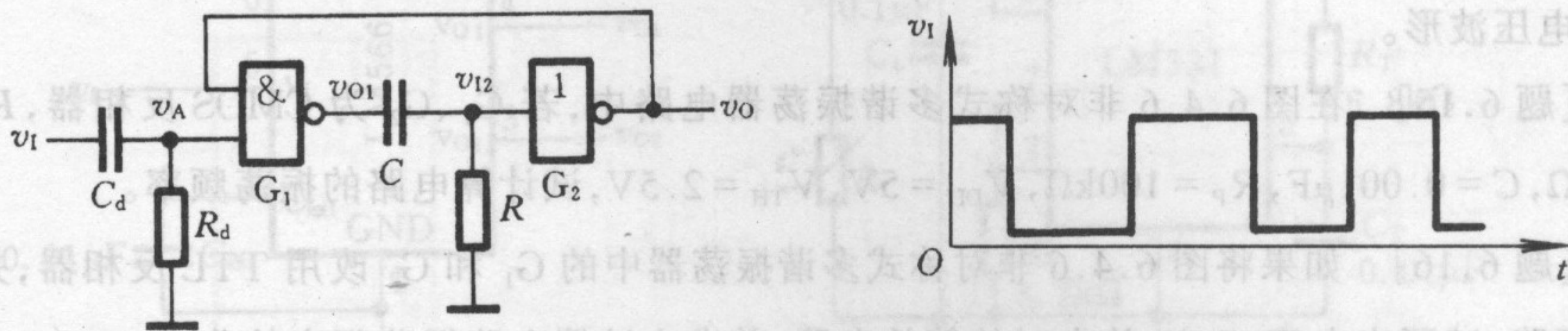


图 P6.9

[题 6.10] 在图 P6.9 的微分型单稳态触发器电路中, 若 G_1 和 G_2 为 74 系列 TTL 门电路, 它们的 $V_{OH} = 3.2V$, $V_{OL} \approx 0$, $V_{TH} = 1.3V$, $R = 0.3k\Omega$, $C = 0.01\mu F$, 试计算电路输出负脉冲的宽度。

[题 6.11] 在图 6.3.5 的积分型单稳态触发器电路中, 若 G_1 和 G_2 为 74LS 系列门电路, 它们的 $V_{OH} = 3.4V$, $V_{OL} \approx 0$, $V_{TH} = 1.1V$, $R = 1k\Omega$, $C = 0.01\mu F$, 试求在触发信号作用下输出负脉冲的宽度。设触发脉冲的宽度大于输出脉冲的宽度。

[题 6.12] 图 P6.12 是用两个集成单稳态触发器 74121 所组成的脉冲变换电路, 外接电阻和外接电容的参数如图中所示。试计算在输入触发信号 v_{I1} 作用下 v_{O1} 、 v_{O2} 输出脉冲的宽度, 并画出与 v_{I1} 波形相对应的 v_{O1} 、 v_{O2} 的电压波形。 v_{I1} 的波形如图中所示。

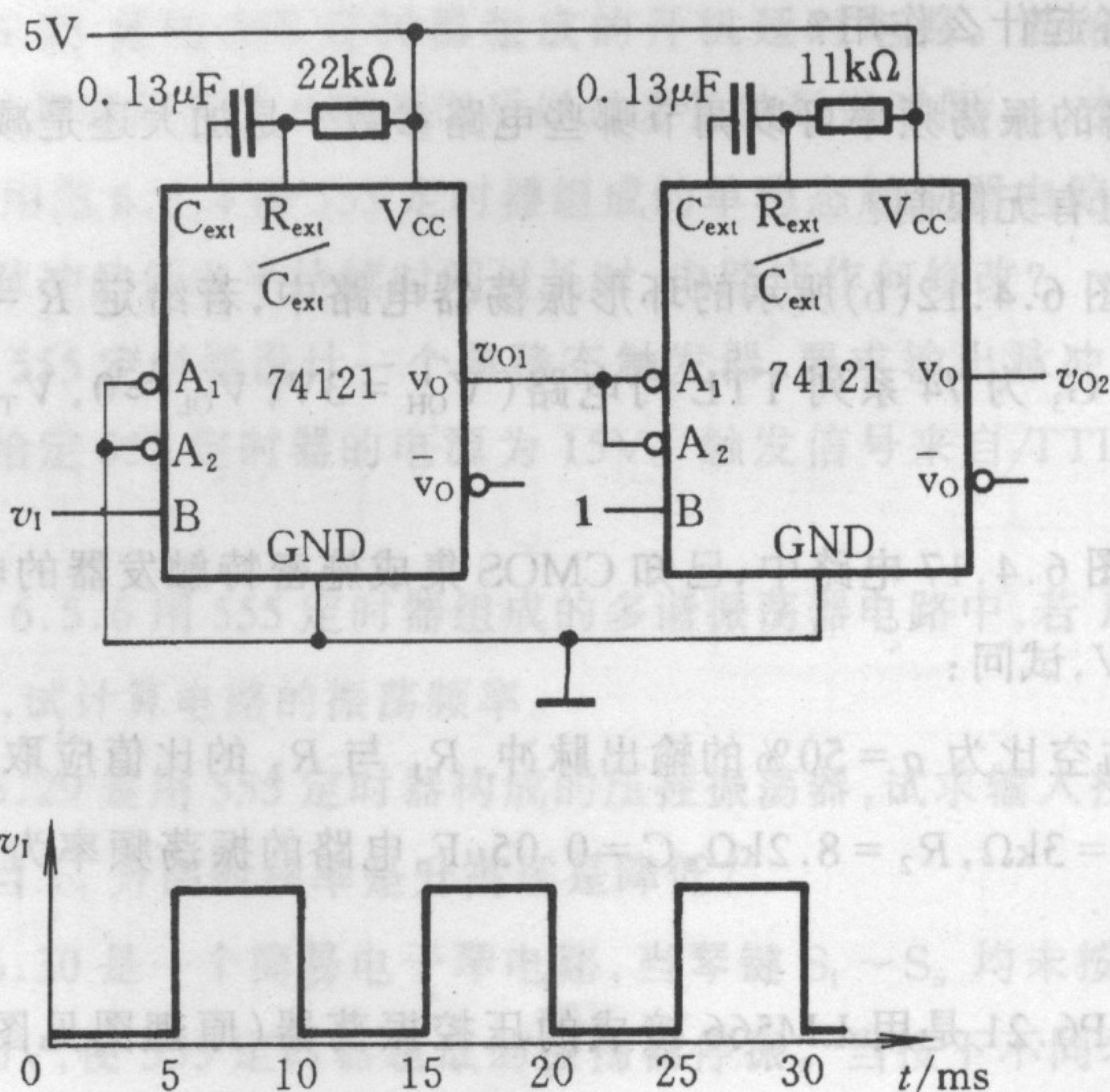


图 P6.12

[题 6.13] 在图 6.4.1 所示的对称式多谐振荡器电路中, 若 $R_{f1} = R_{f2} = 1k\Omega$, $C_1 = C_2 =$

$0.1\mu\text{F}$, G_1 和 G_2 为 74LS04(六反相器)中的两个反相器, G_1 和 G_2 的 $V_{\text{OH}} = 3.4\text{V}$, $V_{\text{TH}} = 1.1\text{V}$, $V_{\text{IK}} = -1.5\text{V}$, $R_1 = 20\text{k}\Omega$, 求电路的振荡频率。

[题 6.14] 图 P6.14 是用 CMOS 反相器组成的对称式多谐振荡器。若 $R_{\text{F1}} = R_{\text{F2}} = 10\text{k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 0.01\mu\text{F}$, $R_{\text{P1}} = R_{\text{P2}} = 33\text{k}\Omega$, 试求电路的振荡频率, 并画出 v_{I1} 、 v_{O1} 、 v_{I2} 、 v_{O2} 各点的电压波形。

[题 6.15] 在图 6.4.6 非对称式多谐振荡器电路中, 若 G_1 、 G_2 为 CMOS 反相器, $R_{\text{f}} = 9.1\text{k}\Omega$, $C = 0.001\mu\text{F}$, $R_{\text{P}} = 100\text{k}\Omega$, $V_{\text{DD}} = 5\text{V}$, $V_{\text{TH}} = 2.5\text{V}$, 试计算电路的振荡频率。

[题 6.16] 如果将图 6.4.6 非对称式多谐振荡器中的 G_1 和 G_2 改用 TTL 反相器, 并将 R_{P} 短路, 试画出电容 C 充、放电时的等效电路, 并求出计算电路振荡频率的公式。

[题 6.17] 图 P6.17 是用反相器接成的环形振荡器电路。某同学在用示波器观察输出电压 v_{O} 的波形时发现, 取 $n = 3$ 和 $n = 5$ 所测得的脉冲频率几乎相等, 试分析其原因。

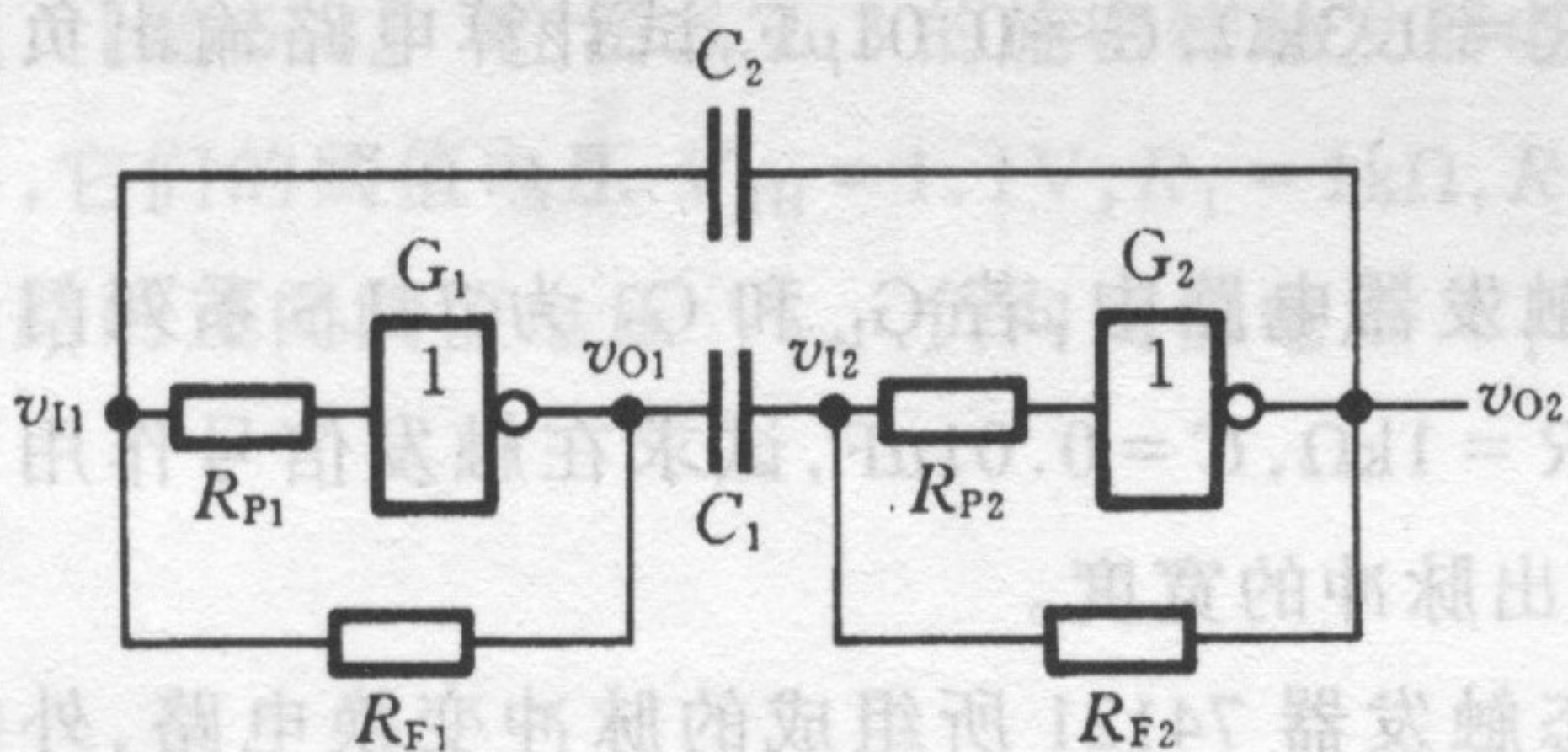


图 P6.14

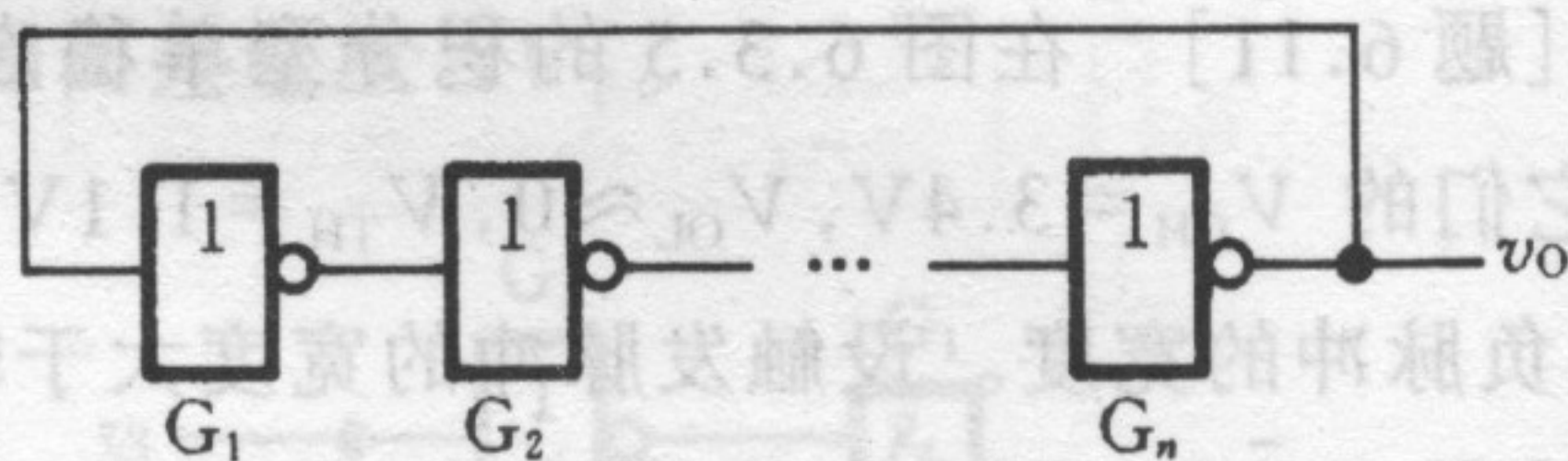


图 P6.17

[题 6.18] 在图 6.4.12(b)的环形振荡器电路中, 试说明:

- (1) R 、 C 、 R_{S} 各起什么作用?
- (2) 为降低电路的振荡频率可以调节哪些电路参数? 是加大还是减小?
- (3) R 的最大值有无限制?

[题 6.19] 在图 6.4.12(b)所示的环形振荡器电路中, 若给定 $R = 200\Omega$, $R_{\text{S}} = 100\Omega$, $C = 0.01\mu\text{F}$, G_1 、 G_2 和 G_3 为 74 系列 TTL 门电路 ($V_{\text{OH}} = 3\text{V}$, $V_{\text{OL}} \approx 0$, $V_{\text{TH}} = 1.3\text{V}$), 试计算电路的振荡频率。

[题 6.20] 在图 6.4.17 电路中, 已知 CMOS 集成施密特触发器的电源电压 $V_{\text{DD}} = 15\text{V}$, $V_{\text{T+}} = 9\text{V}$, $V_{\text{T-}} = 4\text{V}$, 试问:

- (1) 为了得到占空比为 $q = 50\%$ 的输出脉冲, R_1 与 R_2 的比值应取多少?
- (2) 若给定 $R_1 = 3\text{k}\Omega$, $R_2 = 8.2\text{k}\Omega$, $C = 0.05\mu\text{F}$, 电路的振荡频率为多少? 输出脉冲的占空比又是多少?

[题 6.21] 图 P6.21 是用 LM566 接成的压控振荡器(原理图见图 6.4.21)。给定 $R_{\text{ext}} = 10\text{k}\Omega$, $C_{\text{ext}} = 0.01\mu\text{F}$, $V_{\text{CC}} = 12\text{V}$, 试求输入控制电压 v_{I} 在 $9 \sim 12\text{V}$ 范围内变化时, 输出脉冲 v_{O2} 频率变化范围有多大?

[题 6.22] 上题中若输出矩形脉冲的高、低电平分别为 11V 和 5V , 试问用什麼办法能把它的高、低电平变换成 5V 和 0.1V ?

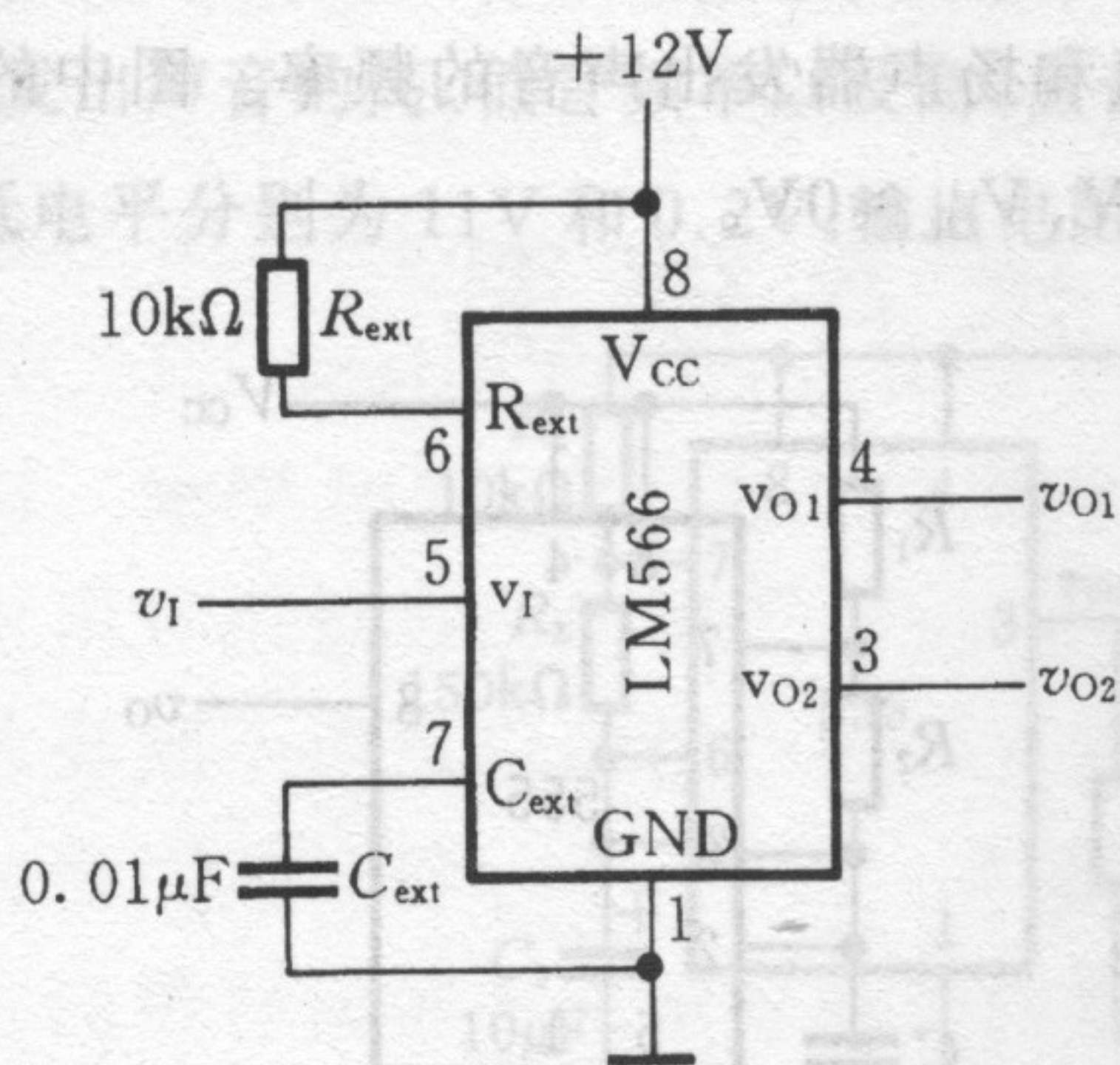


图 P6.21

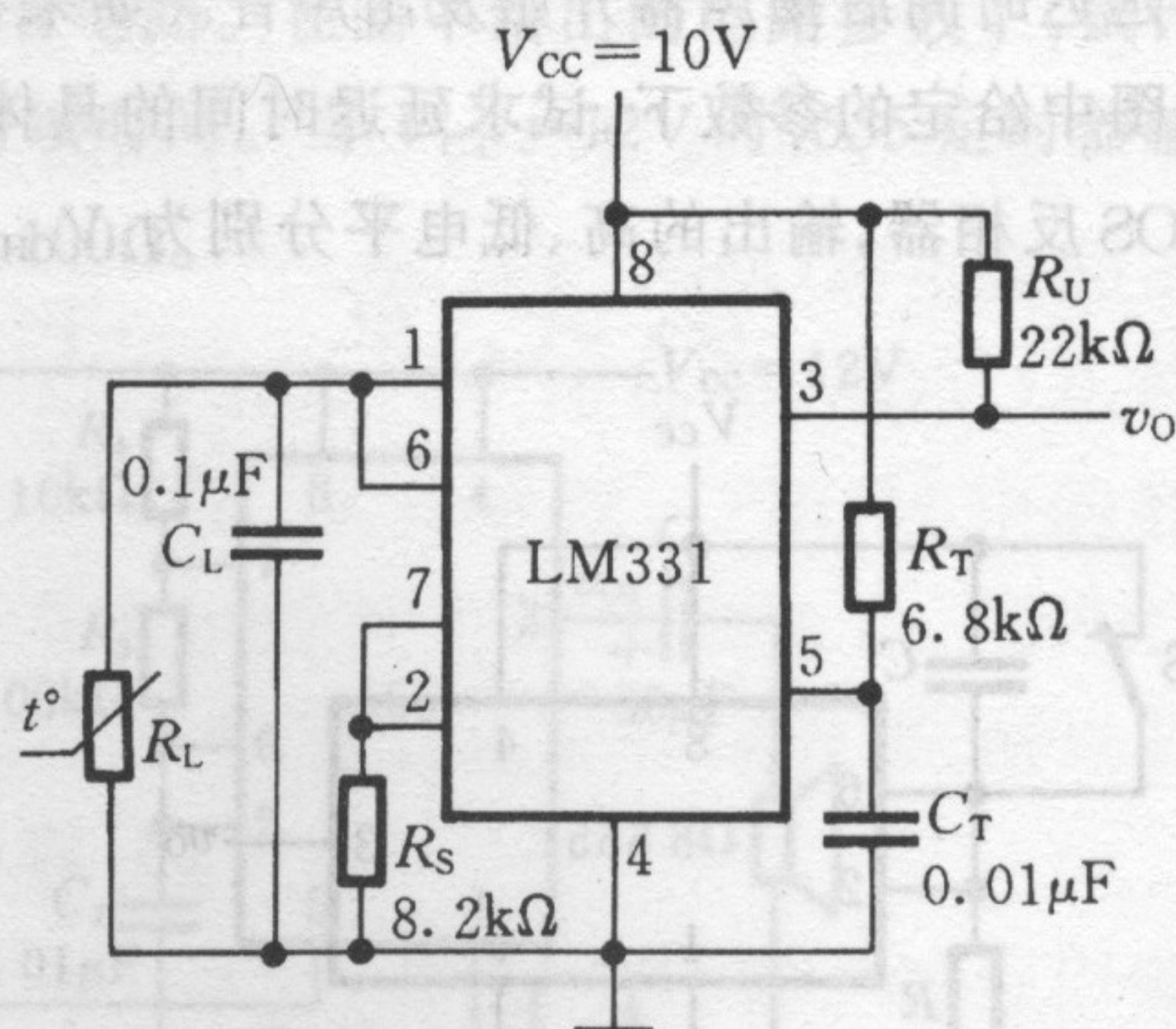


图 P6.23

[题 6.23] 图 P6.23 是用 LM331 接成的温度/频率变换器。其中 R_L 是热敏电阻, 它的阻值和温度的关系为 $R_L = R_0(1 - \alpha\Delta T)$ 。 R_0 为 $t = 25^\circ\text{C}$ 时的阻值, α 为温度系数, ΔT 为偏离基准温度(25°C)的温度增量。若给定 $R_0 = 100\text{k}\Omega$, $\alpha = 0.05$, 其他元件参数如图中所标注, 试求:

- (1) $t = 25^\circ\text{C}$ 时的初始振荡频率。
- (2) 温度每变化 1°C 振荡频率改变多少?

[题 6.24] 在图 6.5.2 用 555 定时器接成的施密特触发器电路中, 试求:

- (1) 当 $V_{CC} = 12\text{V}$, 而且没有外接控制电压时, V_{T+} 、 V_{T-} 及 ΔV_T 值。
- (2) 当 $V_{CC} = 9\text{V}$ 、外接控制电压 $V_{CO} = 5\text{V}$ 时, V_{T+} 、 V_{T-} 、 ΔV_T 各为多少。

[题 6.25] 图 P6.25 是用 555 定时器组成的开机延时电路。若给定 $C = 25\mu\text{F}$, $R = 91\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 12\text{V}$, 试计算常闭开关 S 断开以后经过多长的延迟时间 v_O 才跳变为高电平。

[题 6.26] 在使用图 6.5.4 由 555 定时器组成的单稳态触发器电路时对触发脉冲的宽度有无限限制? 当输入脉冲的低电平持续时间过长时, 电路应作何修改?

[题 6.27] 试用 555 定时器设计一个单稳态触发器, 要求输出脉冲宽度在 $1 \sim 10$ 秒的范围内可手动调节。给定 555 定时器的电源为 15V 。触发信号来自 TTL 电路, 高低电平分别为 3.4V 和 0.1V 。

[题 6.28] 在图 6.5.6 用 555 定时器组成的多谐振荡器电路中, 若 $R_1 = R_2 = 5.1\text{k}\Omega$, $C = 0.01\mu\text{F}$, $V_{CC} = 12\text{V}$, 试计算电路的振荡频率。

[题 6.29] 图 P6.29 是用 555 定时器构成的压控振荡器, 试求输入控制电压 v_I 和振荡频率之间的关系式。当 v_I 升高时频率是升高还是降低?

[题 6.30] 图 P6.30 是一个简易电子琴电路, 当琴键 $S_1 \sim S_n$ 均未按下时, 三极管 T 接近饱和导通, v_E 约为 0V , 使 555 定时器组成的振荡器停振。当按下不同琴键时, 因 $R_1 \sim R_n$ 的阻值不等, 扬声器发出不同的声音。

若 $R_B = 20\text{k}\Omega$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_E = 2\text{k}\Omega$, 三极管的电流放大系数 $\beta = 150$, $V_{CC} = 12\text{V}$, 振荡器外接电阻、电容参数如图所示, 试计算按下琴键 S_1 时扬声器发出声音的频率。

[题 6.31] 图 P6.31 是用两个 555 定时器接成的延迟报警器。当开关 S 断开后, 经过

一定的延迟时间后扬声器开始发出声音。如果在延迟时间内 S 重新闭合,扬声器不会发出声音。在图中给定的参数下,试求延迟时间的具体数值和扬声器发出声音的频率。图中的 G_1 是 CMOS 反相器,输出的高、低电平分别为 $V_{OH} \approx 12V$, $V_{OL} \approx 0V$ 。

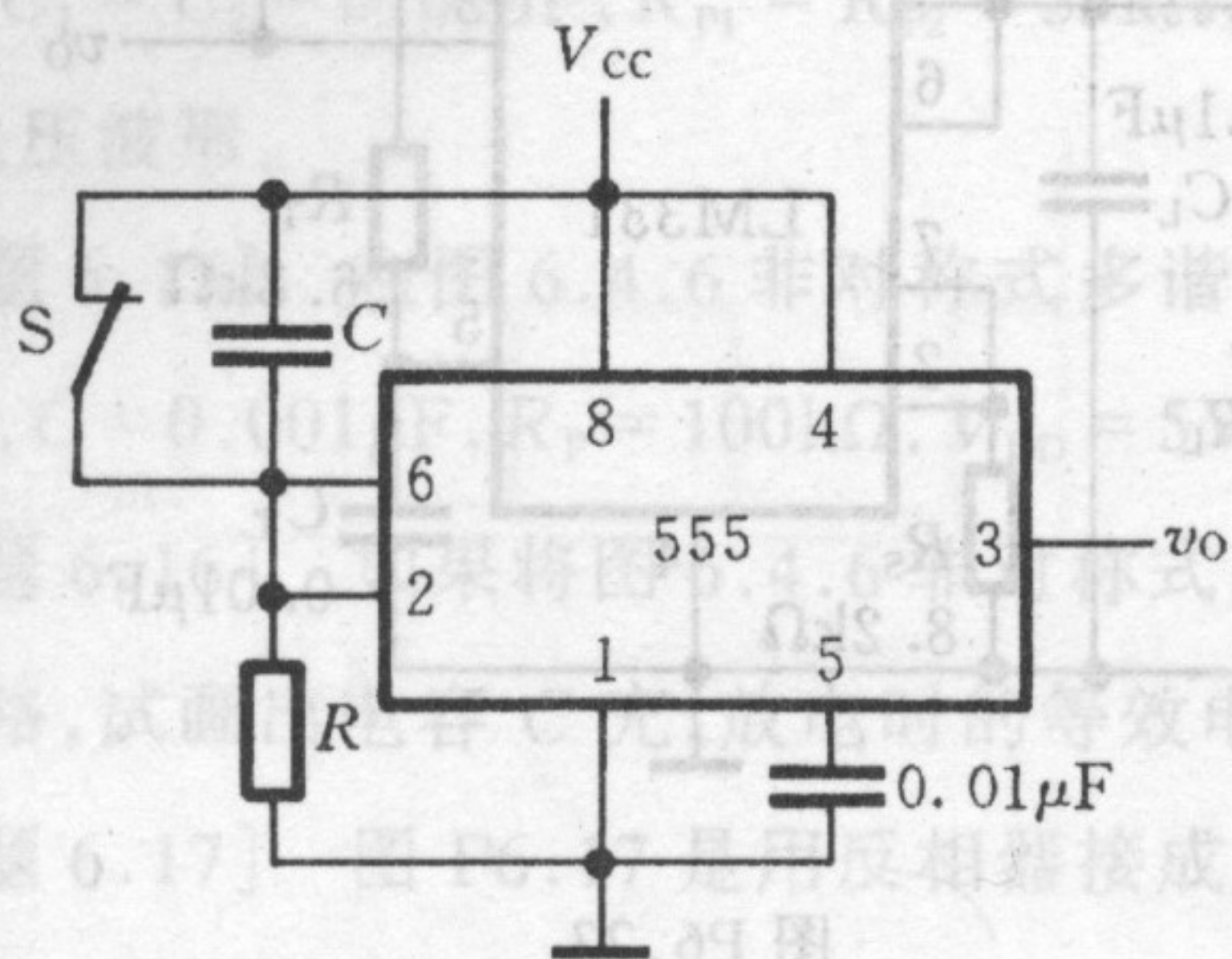


图 P6.25

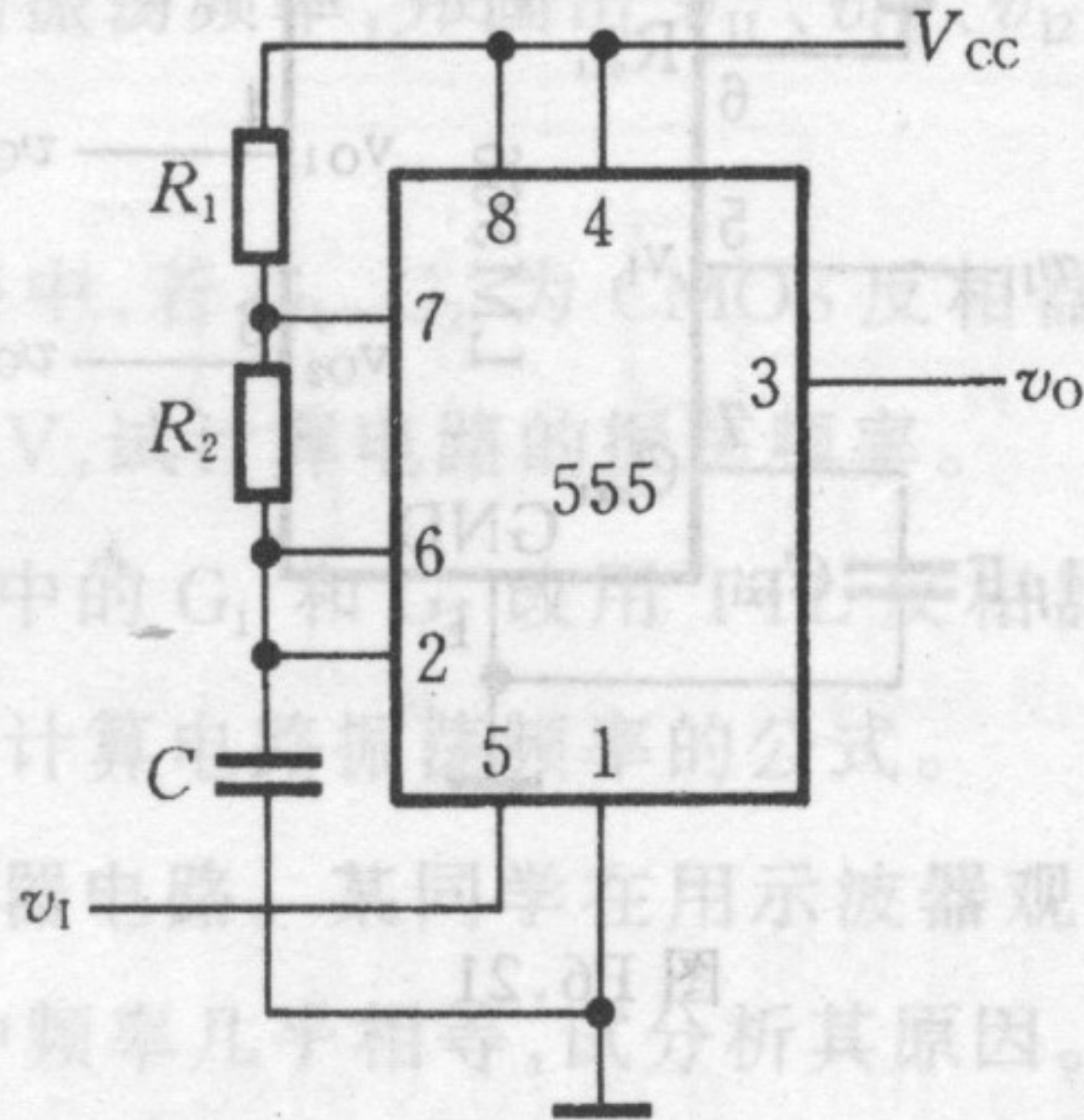


图 P6.29

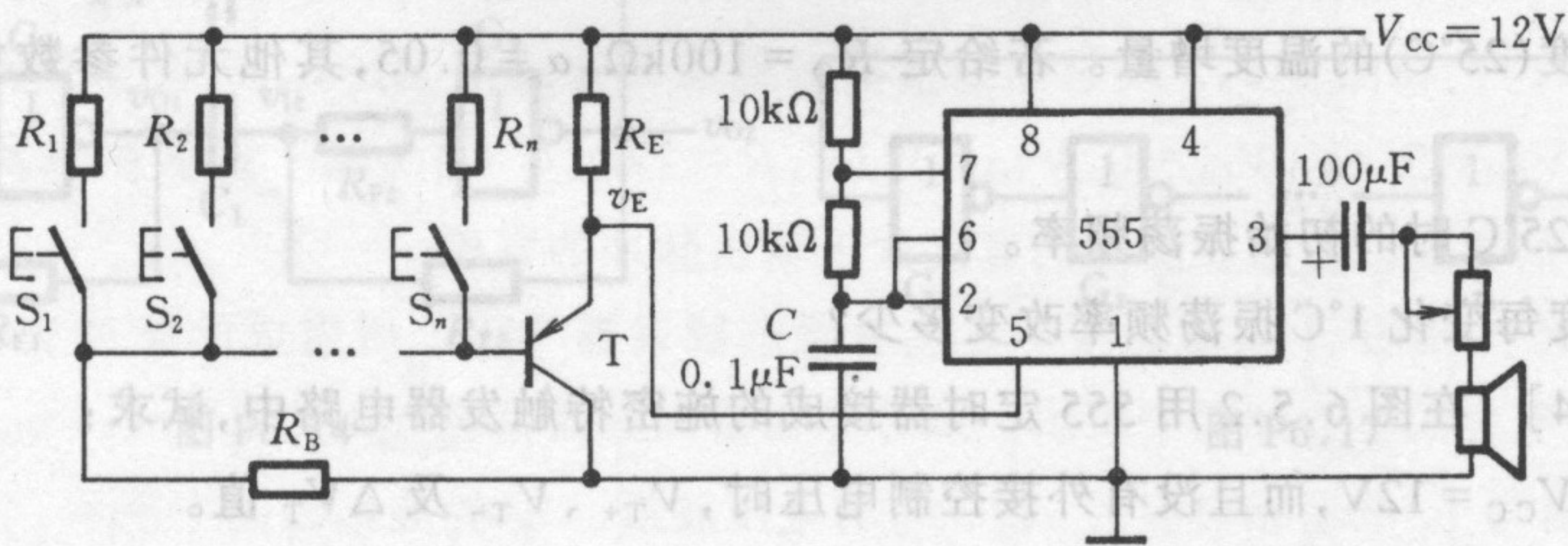


图 P6.30

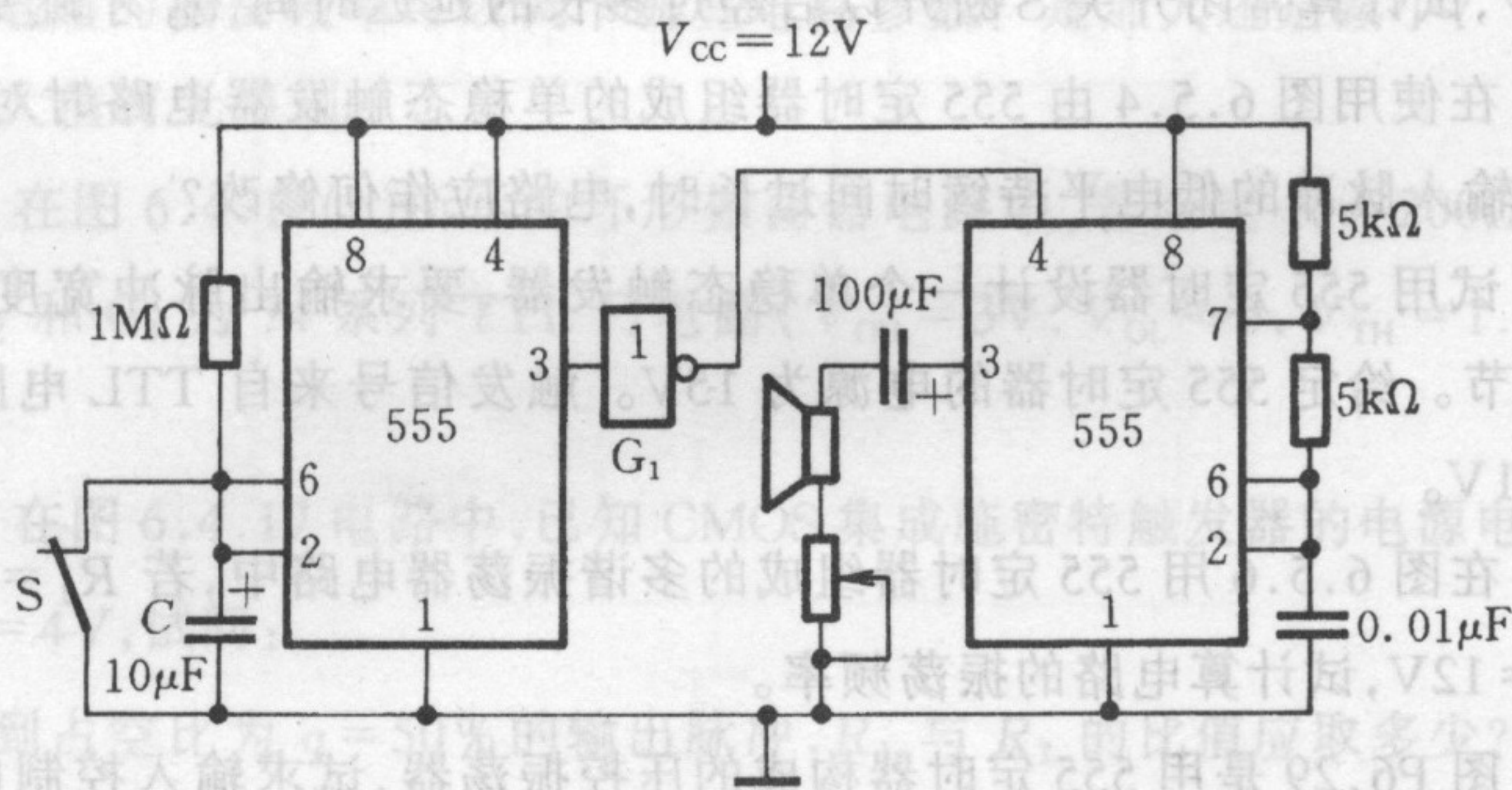


图 P6.31

[题 6.32] 图 P6.32 是救护车扬声器发音电路。在图中给出的电路参数下,试计算扬声器发出声音的高、低音频率以及高、低音的持续时间。当 $V_{CC} = 12V$ 时,555 定时器输出的高、低电平分别为 $11V$ 和 $0.2V$,输出电阻小于 100Ω 。

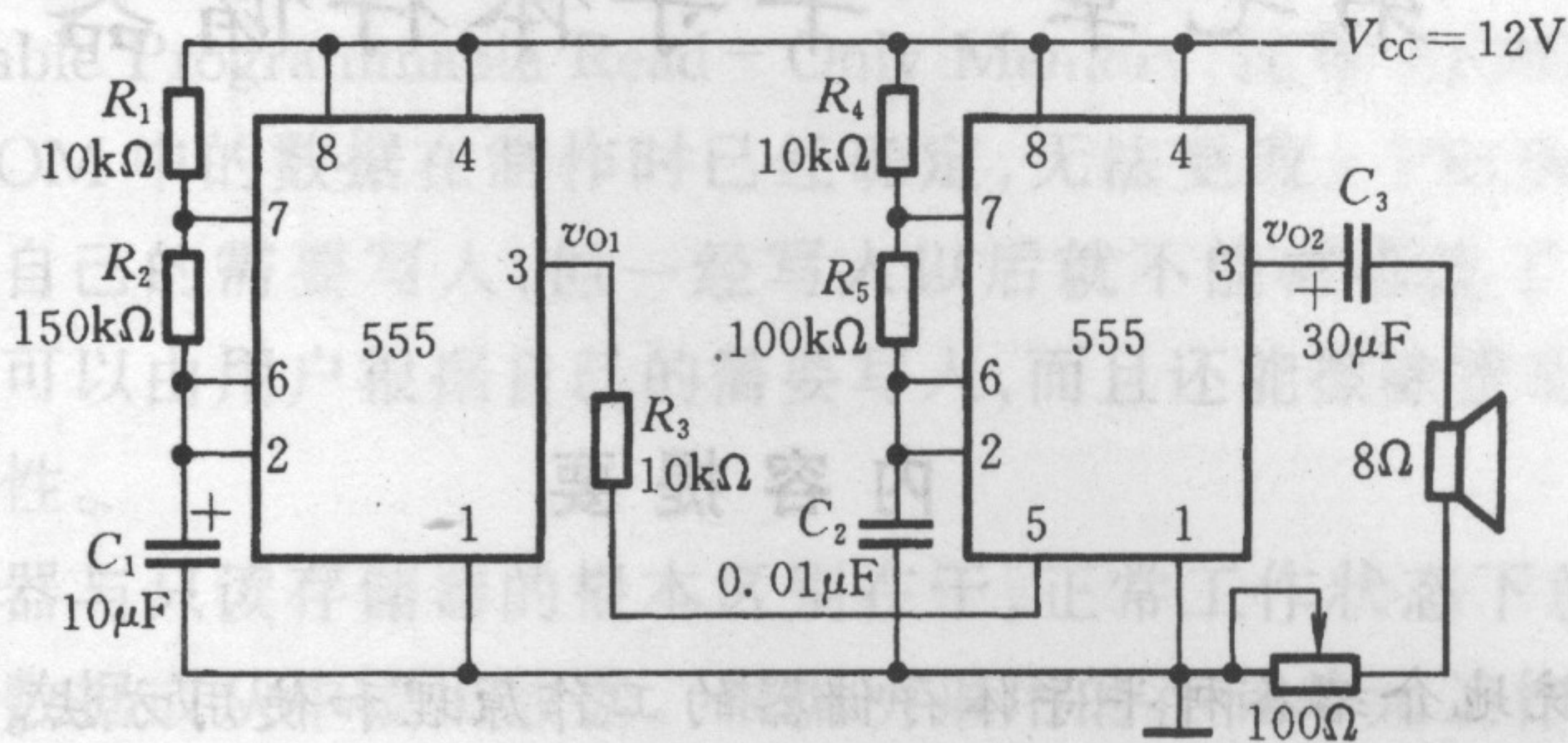


图 P6.32

另外,从制造工艺上又可以把存储器分为双极型和 MOS 型。双极型存储器(尤其是 CMOS 电路)具有功耗低、集成度高的优点,所以目前大容量的存储器都是采用 MOS 工艺制作的。

7.1 概述

7.2 只读存储器(ROM)

只读存储器(ROM)是一种只能读出事先存入其中的数据的存储器。它的特点是只能读出,不能写入。

特点

只读存储器的主要特点是:只能读出,不能写入;数据在出厂时已经固化;存取速度快;功耗低;集成度高。

7.2.1 只读存储器的分类 只读存储器按存取方式可分为:掩膜 ROM、可编程 ROM(PROM)、可擦除可编程 ROM(EPROM)、电可擦除可编程 ROM(EEPROM)和闪存(Flash Memory)等。掩膜 ROM 是在硅片上通过光刻工艺将数据写入的,其数据在出厂时已经固化,不能更改。PROM 是一种一次性可编程的存储器,一旦写入数据,就不能再更改。EPROM 是一种可擦除可编程的存储器,可以通过紫外线照射来擦除数据。EEPROM 是一种电可擦除可编程的存储器,可以通过电信号来擦除数据。闪存是一种非易失性存储器,可以在断电后仍然保持数据,通常用于存储固件或用户数据。

地址译码器的作用是将输入的地址代码译成相应的控制信号,利用这些信号来控制存储器的读写操作。地址译码器通常由译码器和驱动电路组成。译码器的输入是地址代码,输出是控制信号。驱动电路的作用是将译码器的输出信号放大,以驱动存储器的控制线。地址译码器在存储器系统中起着至关重要的作用,它决定了存储器的读写操作是否正确。