

冲时,仍需使用外接电阻。图 10.3.11 示出了使用外接电阻和内部电阻时电路的连接方法。

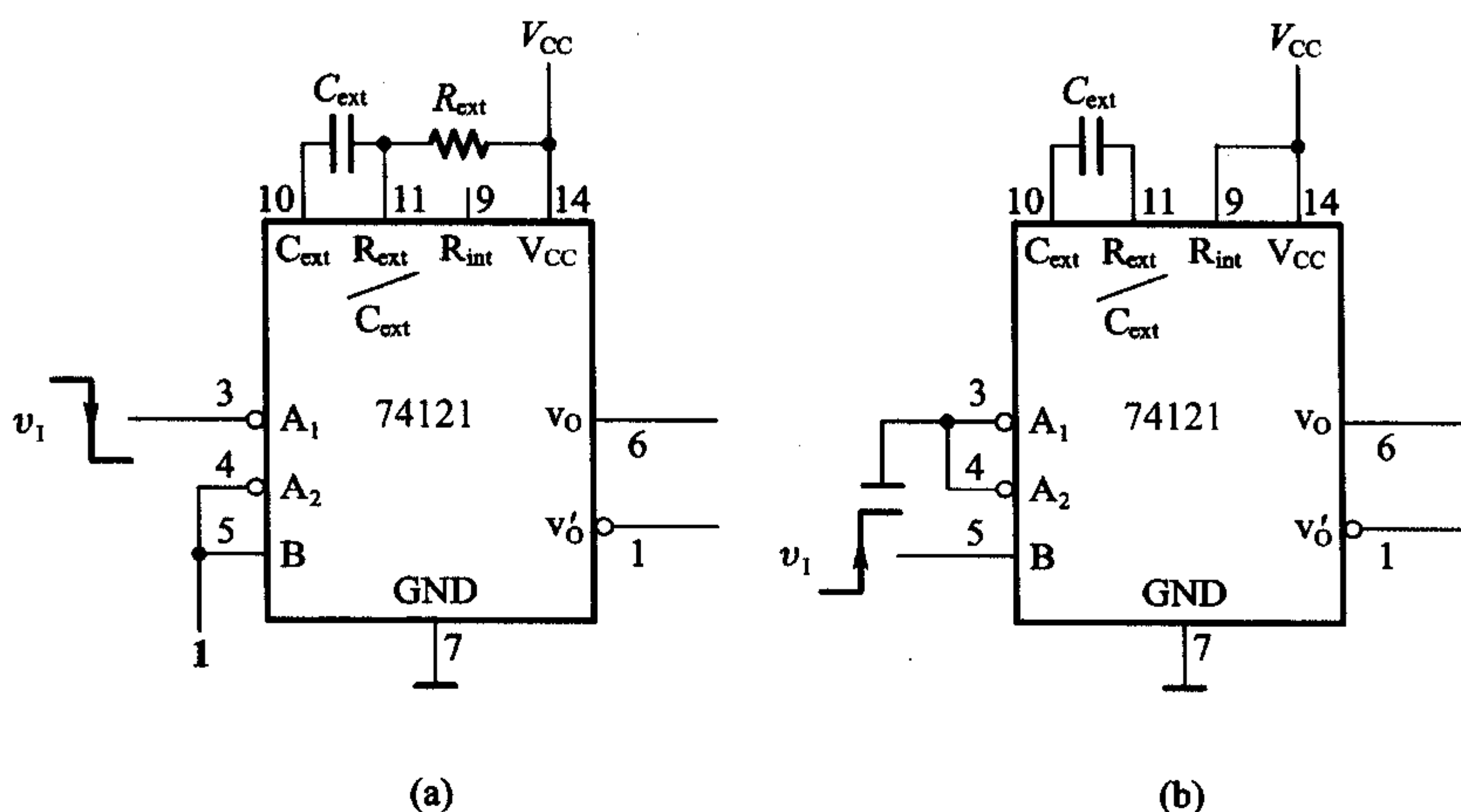


图 10.3.11 集成单稳态触发器 74121 的外部连接方法
(a) 使用外接电阻 R_{ext} (下降沿触发) (b) 使用内部电阻 R_{int} (上升沿触发)

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 10.3.12(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 10.3.12(b)所示。

74121、74221、74LS221 都是不可重复触发的单稳态触发器。属于可重复触发的单稳态触发器有 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

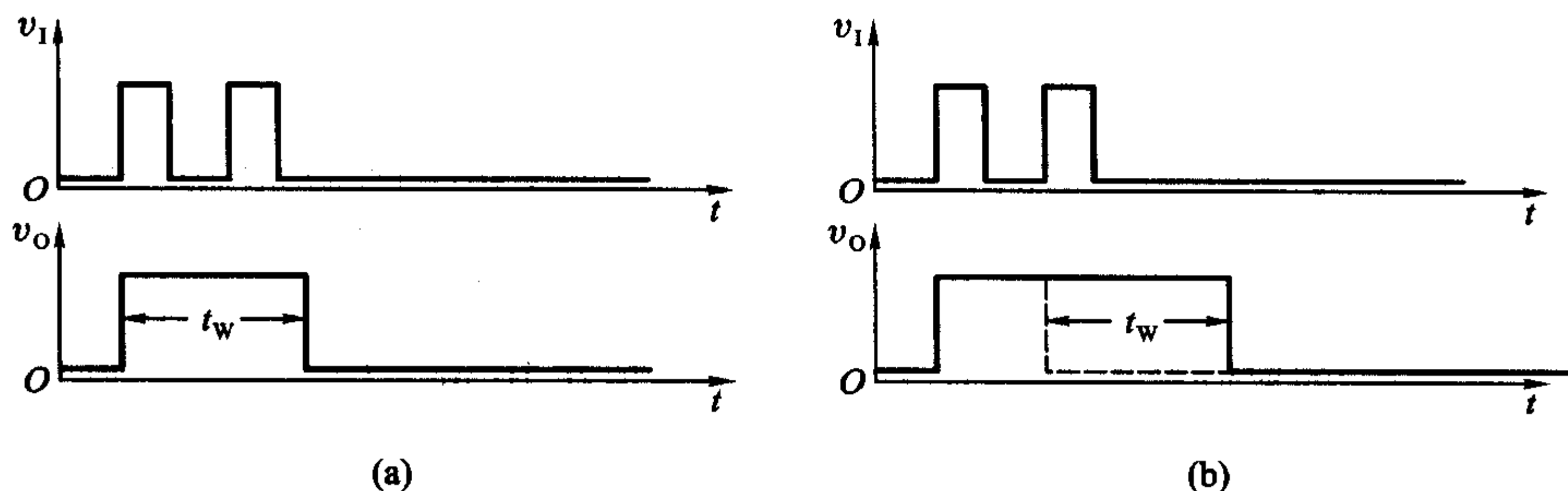


图 10.3.12 不可重复触发型与可重复触发型单稳态触发器的工作波形
(a) 不可重复触发型 (b) 可重复触发型

等)。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 10.3.13 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, R' 为置零输入端, v_o 和 v'_o 是两个互补输出端。

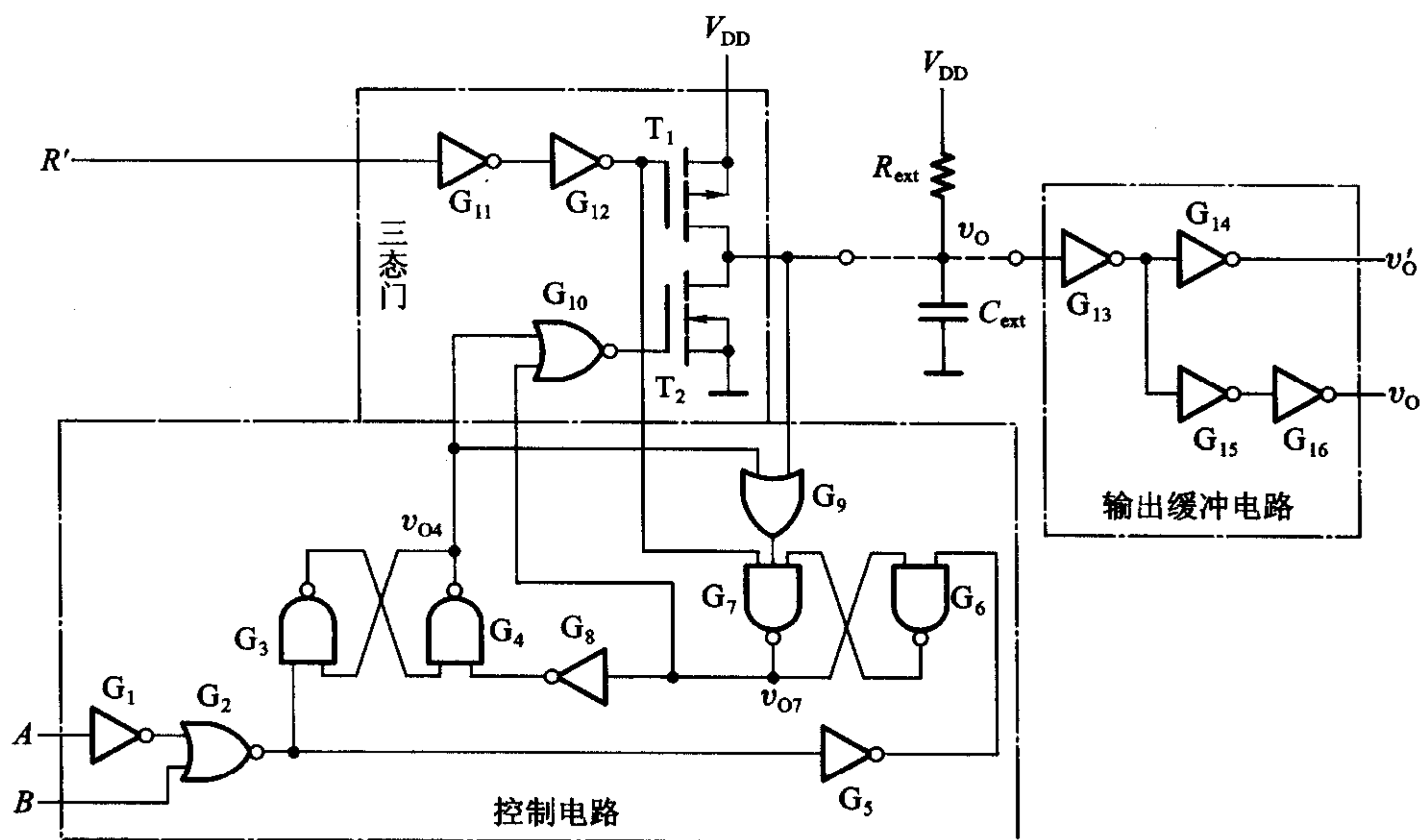


图 10.3.13 集成单稳态触发器 CC14528 的逻辑图

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 组成的锁存器停在了 v_{O4} 等于低电平的状态,由于电容上的电压 v_c 在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 组成的锁存器一定处于 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 $v_c = V_{\text{DD}}$, 所以输出 $v_o = 0$ 、 $v'_o = 1$ 。

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 组成的锁存器立即被置成 $v_{o4} = 0$ 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 $v_o = 1$ 、 $v'_o = 0$, 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 $v_o = 0$ 、 $v'_o = 1$ 的状态。 C_{ext} 继续充电至 V_{DD} 以后, 电路又恢复为稳态。

图 10.3.14 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。

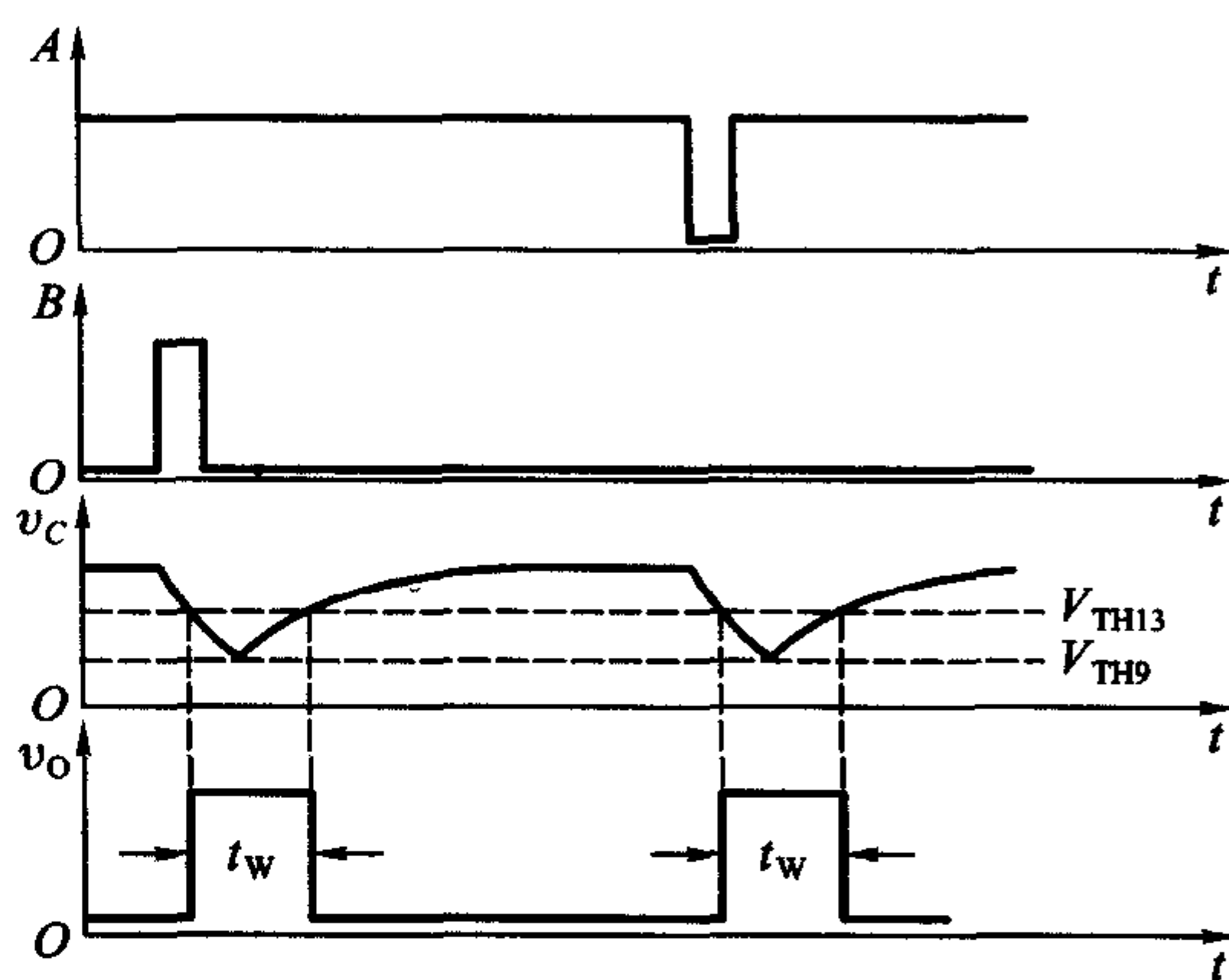


图 10.3.14 集成单稳态触发器 CC14528 的工作波形

利用 R' 端置零时, 应在 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 $v_o = 0$ 。

输出脉冲宽度仍可用式 (10.3.10) 计算, 即

$$t_w \approx 0.69 R_{\text{ext}} C_{\text{ext}}$$

复习思考题

R10.3.1 单稳态触发器输出脉冲的宽度 (即暂稳态持续时间) 由哪些因素决定? 与触发脉冲的宽度和幅度有无关系?

R10.3.2 比较一下图 10.3.1 的微分型单稳态触发器和图 10.3.5 的积分型单稳态触发器, 它们各有何优、缺点?

10.4 多谐振荡器

多谐振荡器(Astable Multivibrator)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,所以习惯上又将矩形波振荡器称为多谐振荡器。

10.4.1 对称式多谐振荡器

图 10.4.1 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 10.4.2 所示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 工作在电压传输特性的转折区或线性区,则它们将工作在放大状态,即电

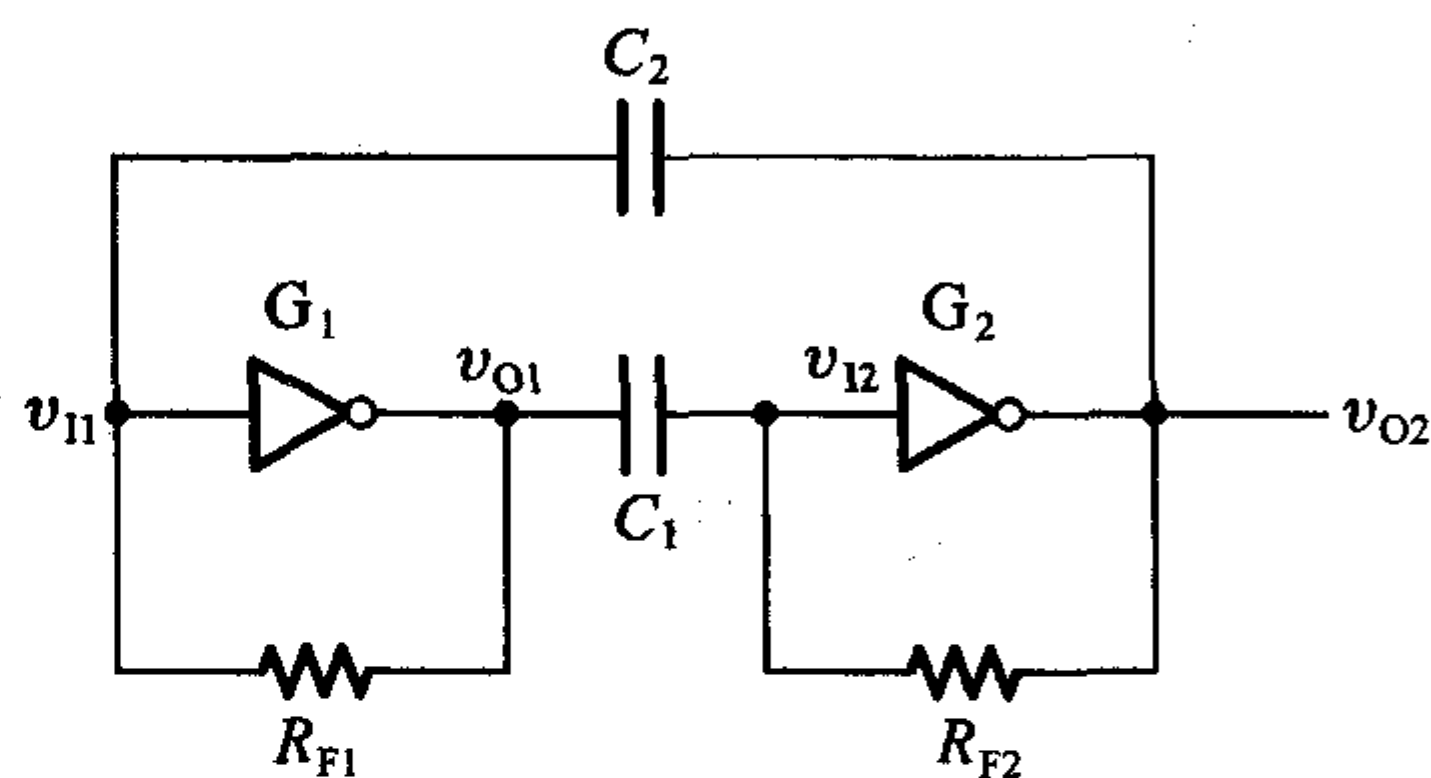


图 10.4.1 对称式多谐振荡器电路

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 10.4.1 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。

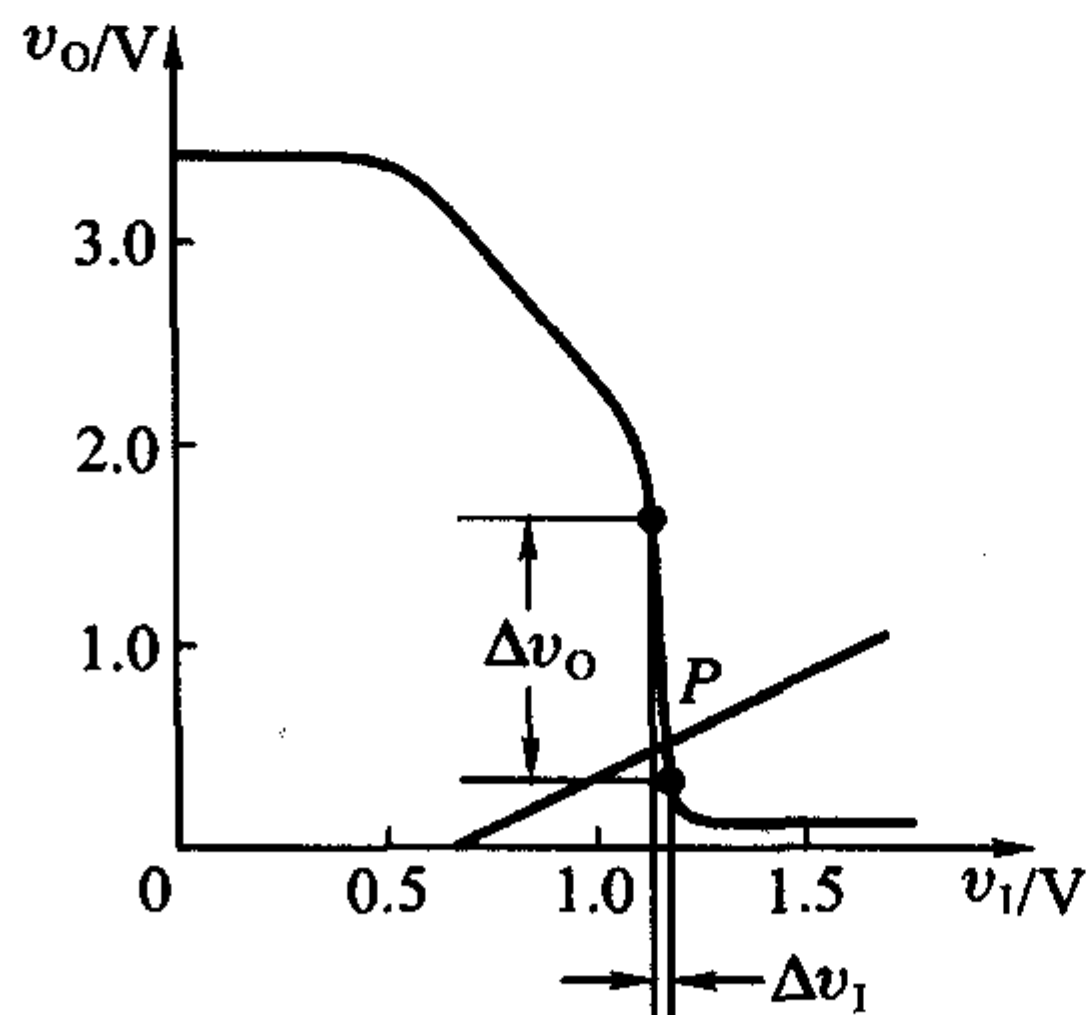


图 10.4.2 TTL 反相器(7404)的电压传输特性

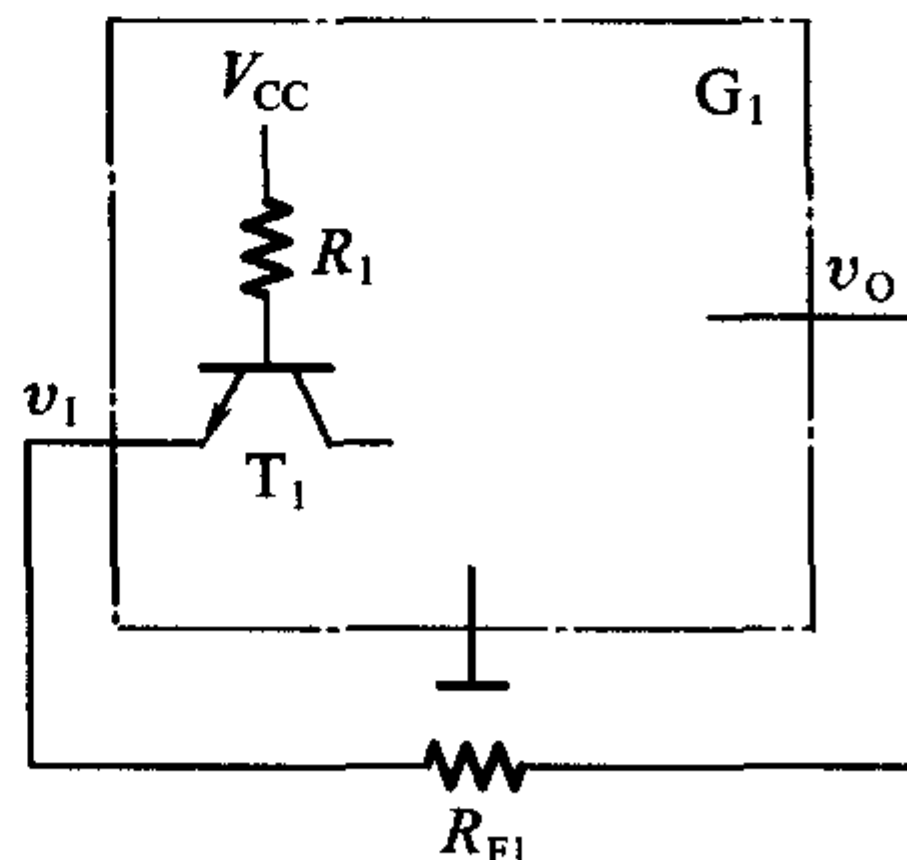


图 10.4.3 计算 TTL 反相器静态工作点的等效电路

由图 10.4.3 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

$$v_i = \frac{R_{F1}}{R_1 + R_{F1}}(V_{CC} - V_{BE}) + \frac{R_1}{R_1 + R_{F1}}v_o \quad (10.4.1)$$

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

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

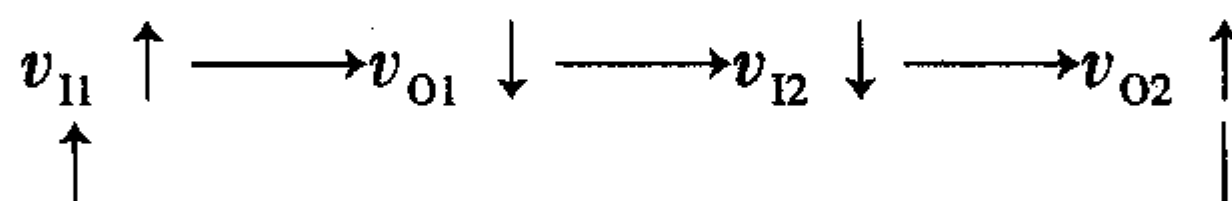
而且 $v_o = 0$ 时与横轴相交处的 v_i 值为

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

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 10.4.2 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 $0.5 \sim 1.9 \text{ k}\Omega$ 之间。

下面具体分析一下图 10.4.1 所示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

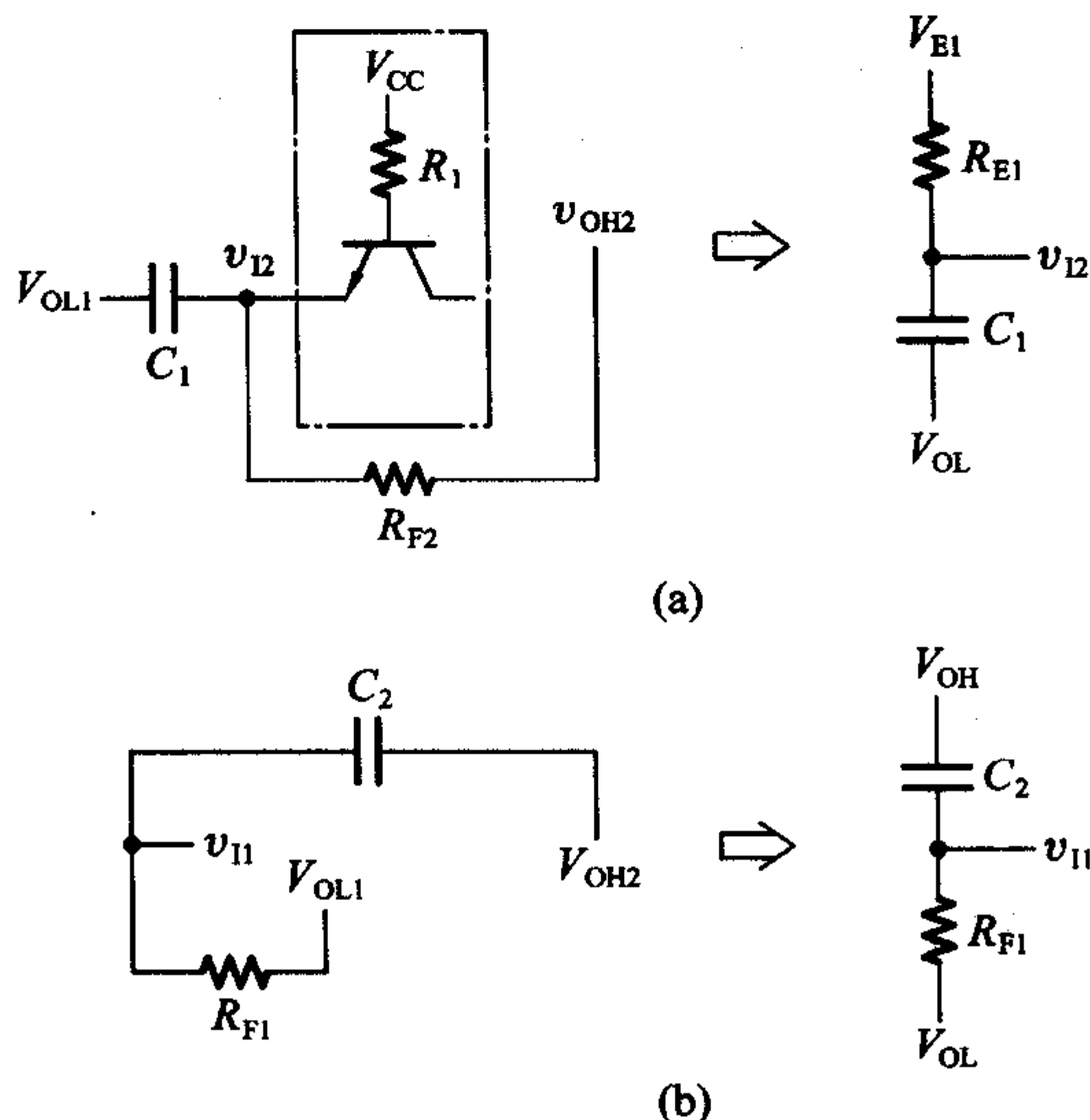


图 10.4.4 图 10.4.1 电路中电容的充、放电等效电路

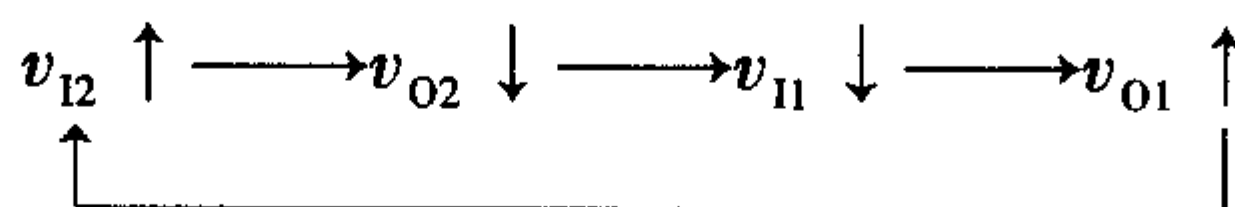
(a) C_1 充电的等效电路 (b) C_2 放电的等效电路

电容 C_1 开始充电而 C_2 开始放电。图 10.4.4 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} 是根据戴维宁定理求得的等效电阻和等效电压源,它们分别为

$$R_{E1} = \frac{R_1 R_{F2}}{R_1 + R_{F2}} \quad (10.4.2)$$

$$V_{E1} = V_{OH} + \frac{R_{F2}}{R_1 + R_{F2}} (V_{CC} - V_{OH} - V_{BE}) \quad (10.4.3)$$

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_{I2} 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_{I1} 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 10.4.5 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_{I2} 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(10.3.1)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

$$T_1 = R_{E1} C_1 \ln \frac{V_{E1} - V_{IK}}{V_{E1} - V_{TH}} \quad (10.4.4)$$

在 $R_{F1} = R_{F2} = R_F$ 、 $C_1 = C_2 = C$ 的条件下, 图 10.4.1 电路的振荡周期为

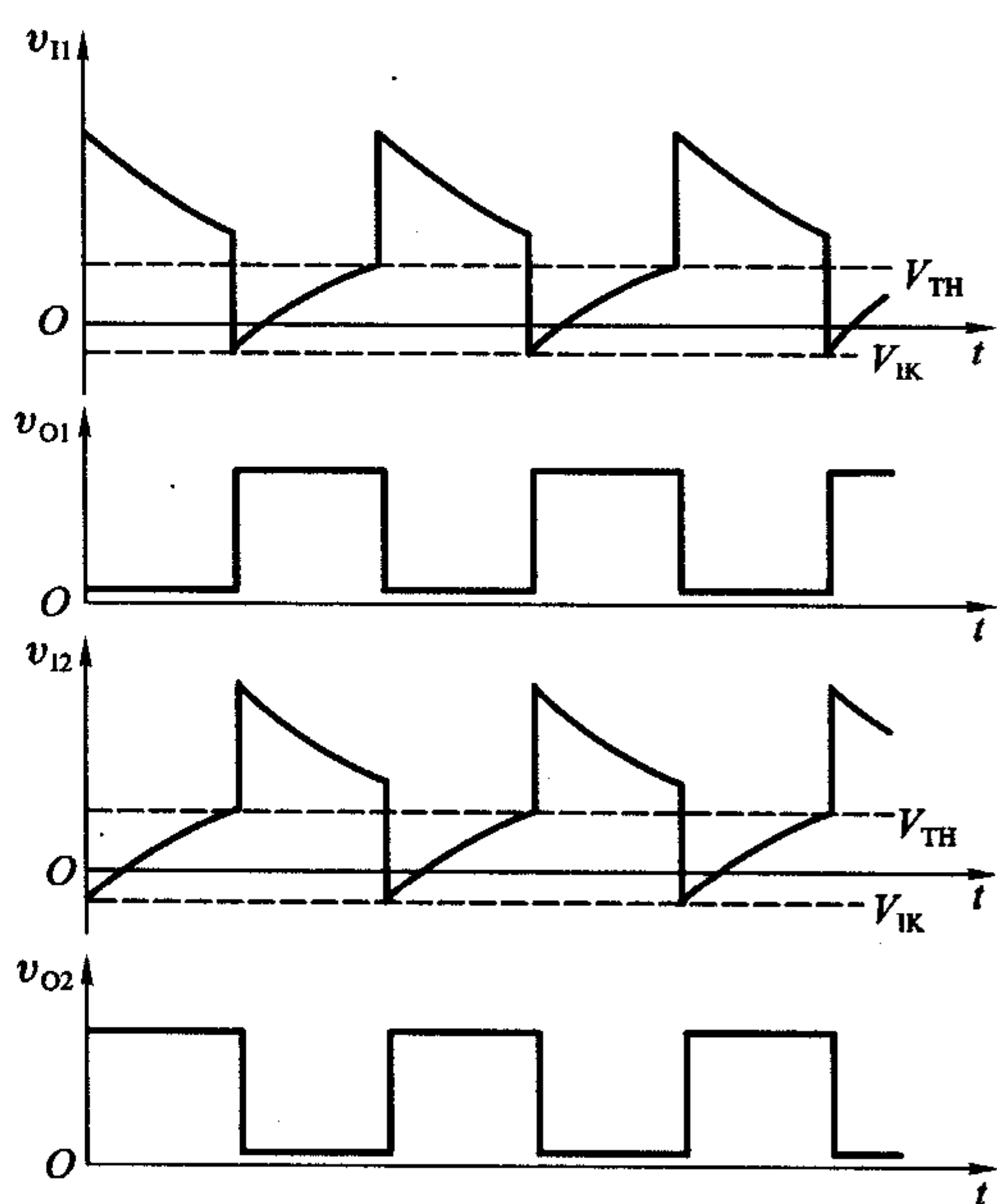


图 10.4.5 图 10.4.1 电路中各点电压的波形

$$T = 2T_1 = 2R_E C \ln \frac{V_E - V_{IK}}{V_E - V_{TH}} \quad (10.4.5)$$

式中的 R_E 和 V_E 由式(10.4.2)和式(10.4.3)给出。

如果 G_1 、 G_2 为 74LS 系列反相器, 取 $V_{OH} = 3.4 \text{ V}$ 、 $V_{IK} = -1 \text{ V}$ 、 $V_{TH} = 1.1 \text{ V}$, 在 $R_F \ll R_1$ 的情况下式(10.4.5)可近似地简化为

$$T \approx 2R_F C \ln \frac{V_{OH} - V_{IK}}{V_{OH} - V_{TH}} \approx 1.3 R_F C \quad (10.4.6)$$

以供近似估算振荡周期时使用。

【例 10.4.1】 在图 10.4.1 所示的对称式多谐振荡器电路中, 已知 $R_{F1} = R_{F2} = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ 。 G_1 和 G_2 为 74LS04 中的两个反相器, 它们的 $V_{OH} = 3.4 \text{ V}$, $V_{IK} = -1 \text{ V}$, $V_{TH} = 1.1 \text{ V}$, $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ 。取 $V_{CC} = 5 \text{ V}$ 。试计算电路的振荡频率。

解: 由式(10.4.2)和式(10.4.3)求出 R_E 、 V_E 值分别为

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

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

将 $R_E = 0.95 \text{ k}\Omega$ 、 $V_E = 3.44 \text{ V}$ 、 $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ 、 $V_{IK} = -1 \text{ V}$ 、 $V_{TH} = 1.1 \text{ V}$ 代入式(10.4.5)得到

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

故振荡频率为

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

10.4.2 非对称式多谐振荡器

如果仔细研究一下图 10.4.1 所示的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

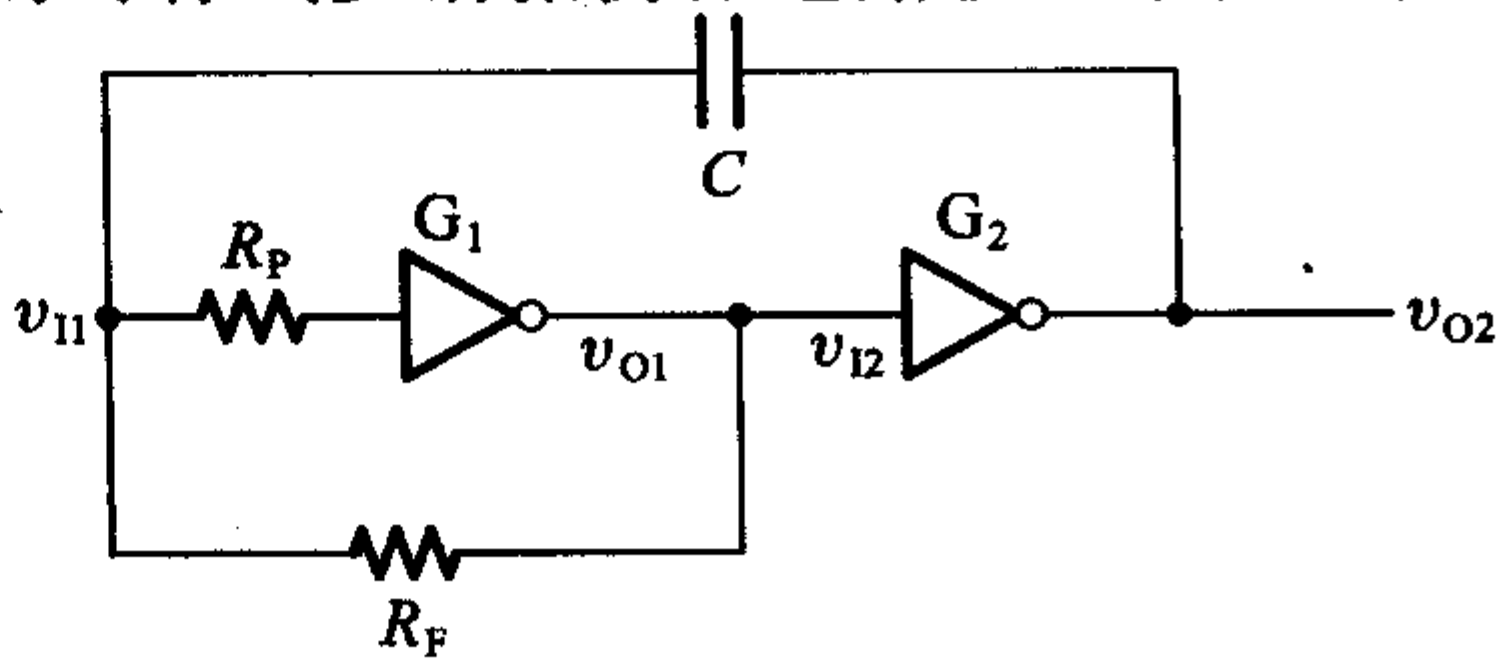


图 10.4.6 非对称式多谐振荡器电路

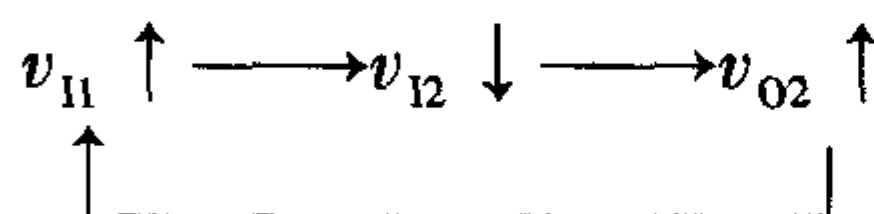
转折区上。因此,可以把 C_1 和 R_{F2} 去掉。只要在反馈环路中保留电容 C_2 , 电路就仍然没有稳定状态,而只能在两个暂稳态之间往复振荡。这样就得到了图 10.4.6 所示的非对称式多谐振荡器电路。

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 10.4.6 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 10.4.7 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

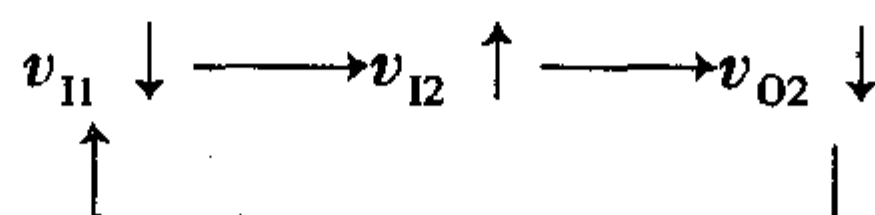
输特性转折区的中点,即 $v_{o1} = v_{i1} = \frac{1}{2}V_{DD}$ 的地方。因为 $v_{o1} = v_{i2}$, 所以这时 G_2 的静态工作点也在电压传输特性的中点。由于流过 R_F 的静态电流基本等于零,所以对 R_F 阻值的选择没有严格的限制。

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



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 10.4.8(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 10.4.8(b) 所示。

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 10.4.9 中画出了电路中各点的电压波形。

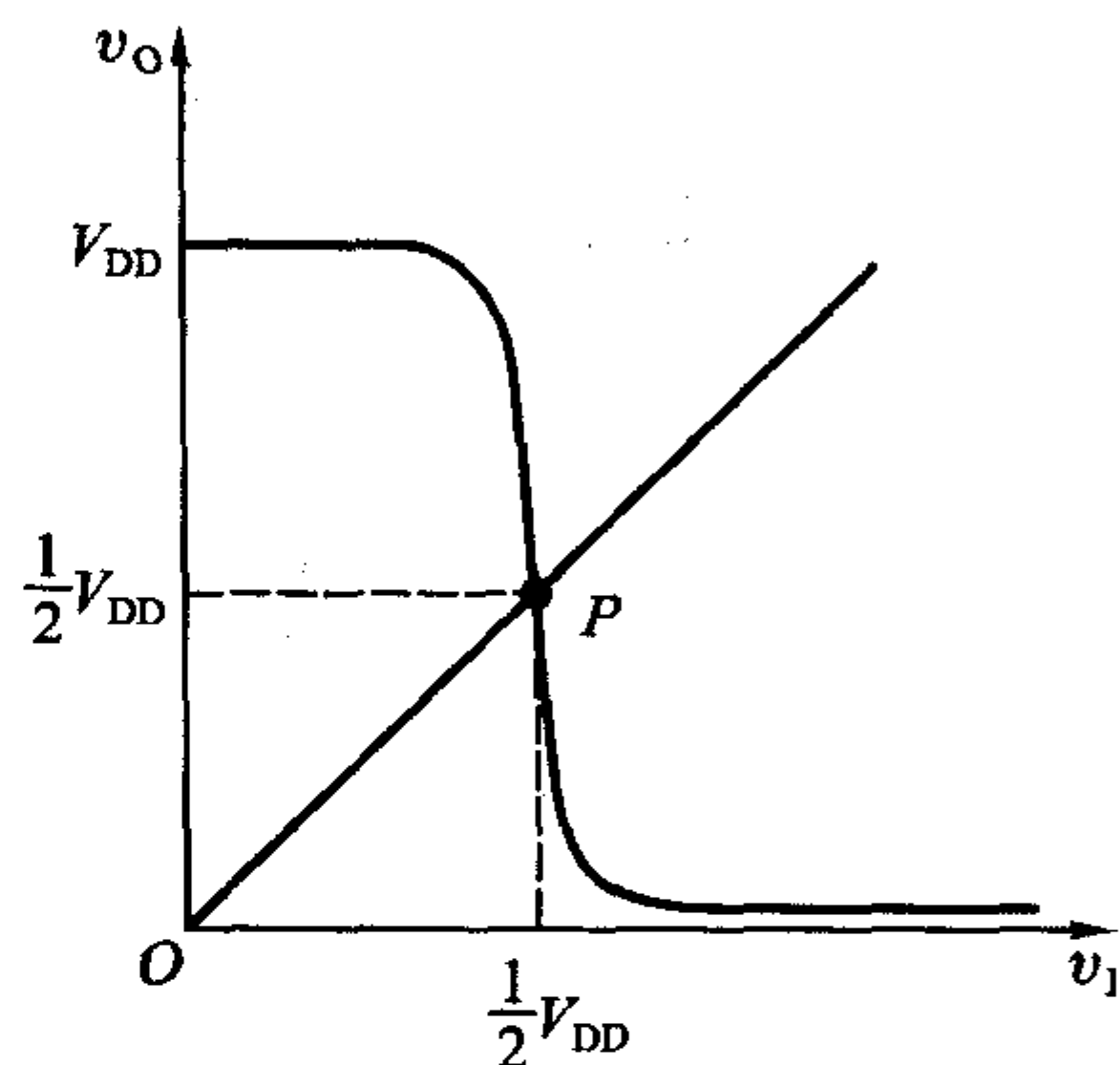


图 10.4.7 图 10.4.6 电路中 CMOS 反相器静态工作点的确定

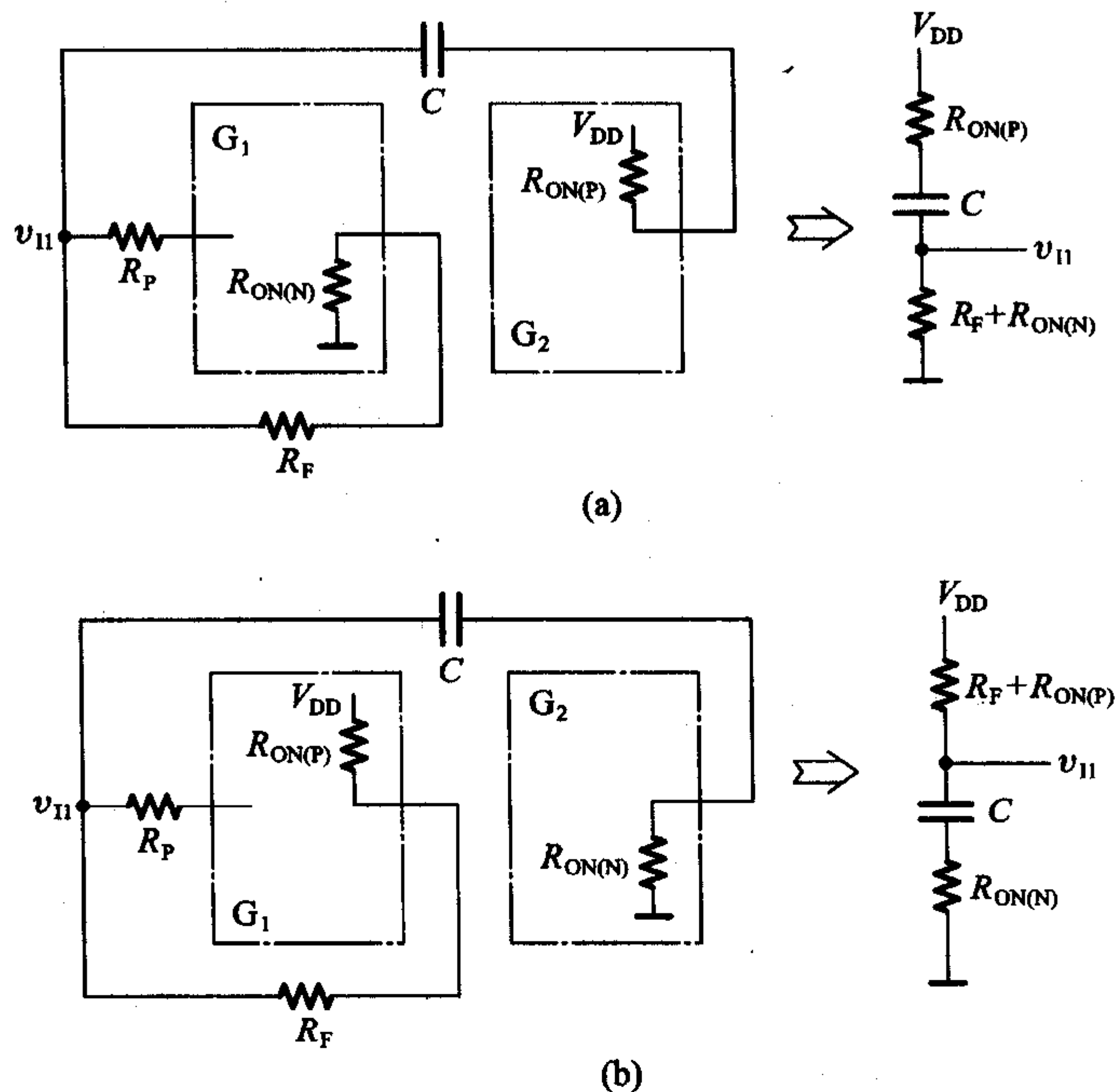


图 10.4.8 图 10.4.6 电路中电容的充、放电等效电路

(a) 放电的等效电路 (b) 充电的等效电路

假若 G_1 输入端串接的保护电阻 R_P 足够大, 则 v_{II} 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 (10.3.1) 可以近似地求得图 10.4.8(b) 中电容 C 的充电时间 T_1 为

$$T_1 \approx R_F C \ln \frac{V_{DD} - (V_{TH} - V_{DD})}{V_{DD} - V_{TH}} = R_F C \ln 3 \quad (10.4.7)$$

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

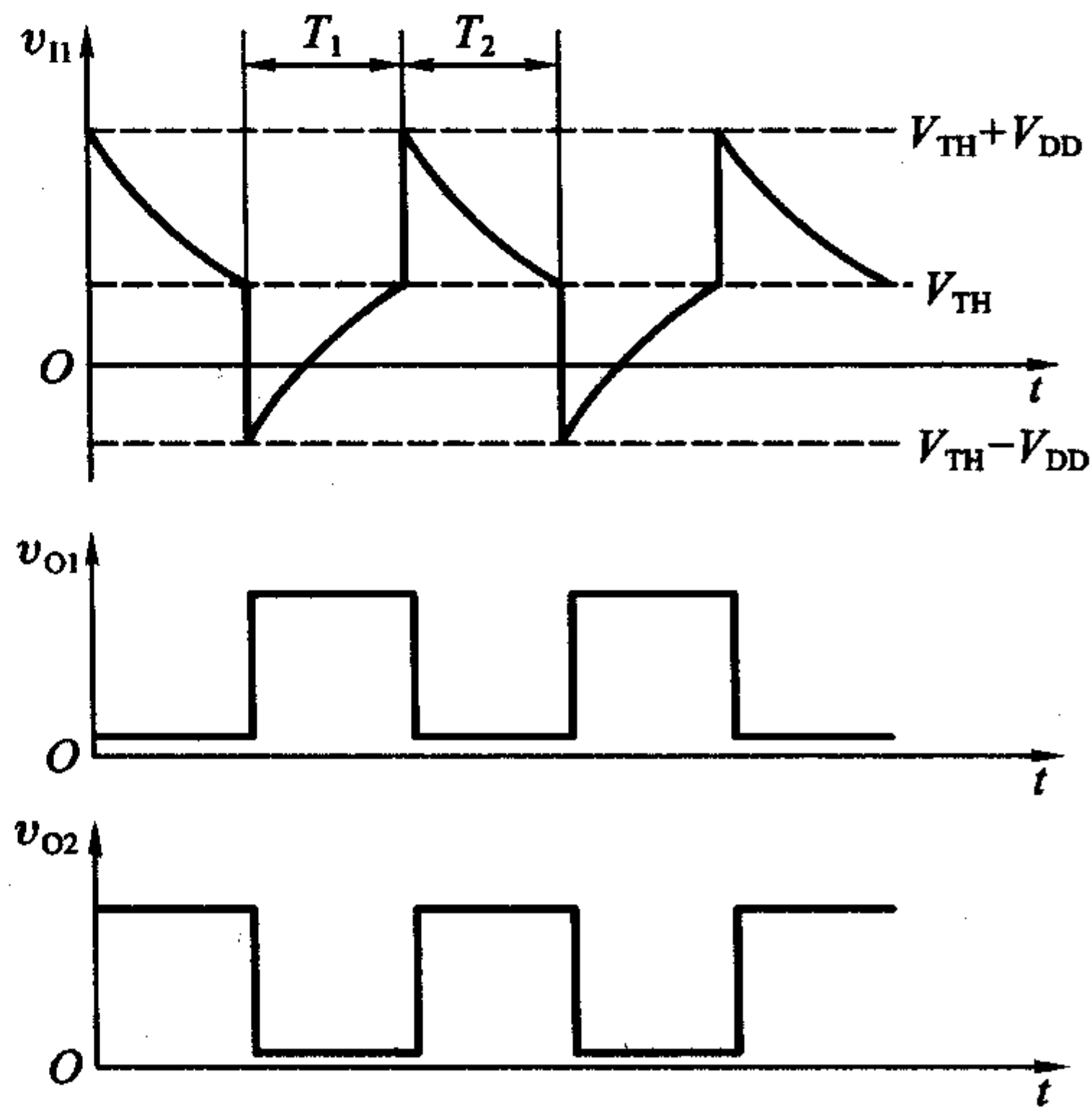


图 10.4.9 图 10.4.6 电路的工作波形图

$$t = RC \ln \frac{v_R(\infty) - v_R(0)}{v_R(\infty) - V_{TH}} \quad (10.4.8)$$

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 10.4.8(a) 及图 10.4.9 可见, v_{II} 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(10.4.8)得到

$$\begin{aligned} T_2 &\approx R_F C \ln \frac{0 - (V_{TH} + V_{DD})}{0 - V_{TH}} \\ &= R_F C \ln 3 \end{aligned} \quad (10.4.9)$$

故图 10.4.6 电路的振荡周期为

$$T = T_1 + T_2 \approx 2 R_F C \ln 3 = 2.2 R_F C \quad (10.4.10)$$

用 TTL 反相器同样也能组成如图 10.4.6 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 10.4.2】 在图 10.4.6 所示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 $V_{DD} = 10 \text{ V}$, $R_P = 30 \text{ k}\Omega$, $R_F = 4.3 \text{ k}\Omega$, $C = 0.01 \mu\text{F}$,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(10.4.10)计算电路的振荡周期,得到

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

故电路的振荡周期为

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

10.4.3 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 10.4.10 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

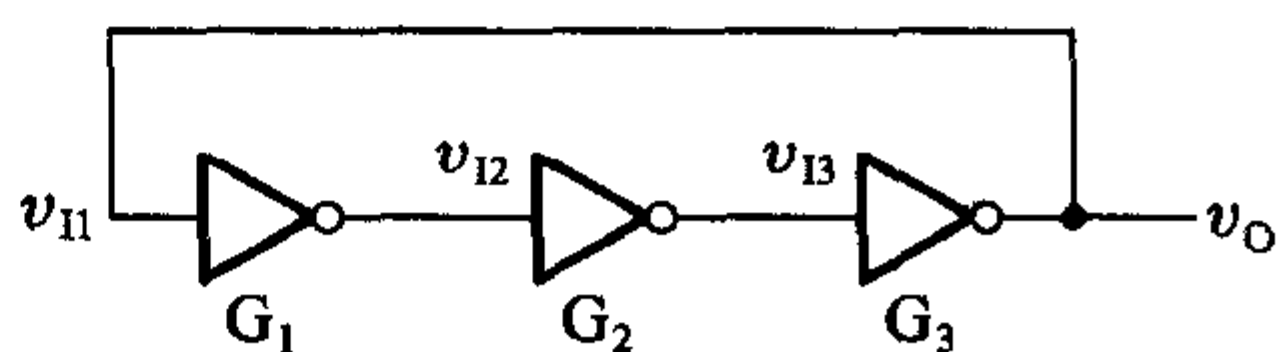


图 10.4.10 最简单的环形振荡器